

М. ГАБЛЕР,
Й. ГАШКОВЕЦ,
Е. ТОМАНЕК

МАГНИТНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

**Издательство
„СОВЕТСКОЕ
РАДИО“**



ING. MILOŠ GABLER — ING. JIŘÍ HAŠKOVEC
ING. EVŽEN TOMÁNEK

MAGNETICKÉ ZESILOVAČE

PRAHA 1956

STÁTNÍ NAKLADATELSTVÍ TECHNICKÉ LITERATURY

М. ГАБЛЕР, Й. ГАШКОВЕЦ, Е. ТОМАНЕК

МАГНИТНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

ПЕРЕВОД С ЧЕШСКОГО

Д. Г. РОЗЕНБЛИТА

ПОД РЕДАКЦИЕЙ КАНД. ТЕХН. НАУК

С Я. ДУНАЕВСКОГО

ИЗДАТЕЛЬСТВО „СОВЕТСКОЕ РАДИО“

МОСКВА—1961

В книге в доступной форме изложены принципы действия магнитных усилителей, приведены их схемы включения и характеристики для различных условий работы. Изложены также методы проектирования и расчета магнитных усилителей, вопросы рационального выбора магнитных материалов и рассмотрены различные практические применения магнитных усилителей.

Книга предназначена для инженеров и техников, работающих в области автоматического регулирования, для конструкторов оборудования связи и энергетических установок, а также для студентов.

ПРЕДИСЛОВИЕ К РУССКОМУ ИЗДАНИЮ

Развитие современной техники характеризуется увеличением работоспособности и надежности устройств и числом выполняемых ими функций. Однако создание таких устройств требует существенного повышения надежности отдельных их элементов.

Одной из возможностей увеличения надежности электрических систем является использование бесконтактных элементов, не содержащих подвижных частей. Среди таких элементов особое место занимают магнитные бесконтактные элементы, в частности магнитные усилители.

В связи с тем, что в ближайшем будущем можно ожидать значительного расширения областей применения магнитных усилителей, необходимо познакомить широкий круг инженеров и техников с основами работы магнитных усилителей, их свойствами и особенностями, с областями их применения, методами проектирования и способами изготовления. Несмотря на то, что в настоящее время в СССР имеется ряд фундаментальных книг и большое количество статей, посвященных магнитным усилителям, мы надеемся, что перевод нашей книги, дополненный нами по сравнению с чехословацким изданием будет способствовать быстрейшему распространению и внедрению магнитных усилителей, являющихся одним из прогрессивных средств не только техники сегодняшнего дня, но и техники будущего.

Авторы

Прага, 1959 г.

ПРЕДИСЛОВИЕ РЕДАКТОРА РУССКОГО ПЕРЕВОДА

Предлагаемая читателю книга написана ведущими специалистами Чехословакии в области магнитных усилителей в сравнительно доступной форме, охватывает широкий круг вопросов: изложение основных принципов работы магнитных усилителей, их теоретический анализ, методику расчета и описание большого количества применяемых на практике схем. Проведенная в книге систематизация этих схем имеет несомненно, практическое значение.

Ряд вопросов изложен в книге оригинально и с методической стороны удачнее, чем у других авторов.

Настоящий перевод составлен по авторской рукописи, которая существенно расширена по сравнению с первым изданием и поэтому текстually не совпадает с чешским оригиналом книги «*Magnetické Zesilovace*», выпущенной в 1956 г. в Праге.

При редактировании в авторский текст также были внесены отдельные изменения, касающиеся главным образом согласования чешской и отечественной терминологии. Некоторые разделы книги, относящиеся к хорошо известным по отечественной литературе вопросам, были сокращены. Исключен также раздел, где сравнивались магнитные и электромашинные усилители, так как последние исчерпывающе освещены в советской технической литературе.

Несмотря на сравнительно небольшой объем книги, в ней рассмотрен весьма широкий круг вопросов и поэтому изложение этих вопросов не везде проведено с исчерпывающей полнотой и не лишено некоторых недостатков:

Нельзя согласиться с слишком оптимистической оценкой, даваемой авторами так называемым «быстродействующим» схемам. Такие схемы хотя и позволяют свести время реагирования к половине периода, но не дают выигрыша в добротности усилителя. Недостаточно строго изложены основные понятия и свойства цепей регулирования (§ 5.1).

В целом книга является весьма полезным вкладом в литературу по бесконтактным средствам автоматизации.

В редактировании 6—12 глав книги принимал участие канд. техн. наук Н. Б. Якобсон, которому редактор выражает благодарность.

Редактор

ИЗ ПРЕДИСЛОВИЯ АВТОРОВ

Приступая по поручению Государственного издательства технической литературы к работе над этой книгой, мы и не подозревали, какой сложности задача стоит перед нами. Уже при разработке методики изложения возникли значительные трудности. Одна из них связана с тем, что техническая литература, посвященная магнитным усилителям, очень обширна, но недостаточно систематизирована и различные авторы применяют разные методы для исследования процессов в магнитных усилителях. В мировой научной литературе до сих пор, несколько известно авторам, нет труда, обобщающего основные исследования в области магнитных усилителей.

Принцип действия и основные положения теории излагаются нами по возможности элементарно, и только начиная с раздела, где рассматриваются характеристики (гл. 4), более широко применяется математический аппарат. Для большей доходчивости содержания в книге широко использованы графоаналитический и графический методы исследования, приведено большое количество схем, графиков и осциллограмм, удобных тем, что их легко сравнивать с данными, полученными при повседневной эксплуатации аппаратуры.

Другая трудность состояла в том, что изложение материала отставало от быстрого развития техники магнитных усилителей. В настоящее время преимущественное распространение получают магнитные материалы с характеристикой, близкой к прямоугольной петле, полупроводниковые выпрямители высокого качества (германиевые, кремниевые), схемы с повышенным быстродействием и другие элементы, способствующие прогрессу в области техники магнитных усилителей.

Принятая нами методика анализа и изложения процессов в магнитных усилителях учитывает направление развития техники в этой области и использует ряд допущений, справедливых для современных магнитных материалов и выпрямителей.

В книге последовательно применен ряд терминов и определений. Некоторые из них указаны ниже: насыщение, насыщенный, дроссель насыщения, реактор, рабочая цепь, цепь управления, названия разных схем включения и наименования для интервалов различных состояний дросселей насыщения. Мы также использовали термин трансдуктор, встречающийся в литературе по магнитным усилителям.

Некоторые формулировки и определения нам удалось упростить благодаря применению термина «количество напряжения».

Расчеты и эксперименты, которыми мы иллюстрировали теоретическую часть книги, а также ряд приведенных осциллограмм и характеристик были любезно предоставлены нам исследовательским предприятием Кржижик—Карлин.

Прага, май 1954 г.

Авторы

ГЛАВА ПЕРВАЯ

ВВЕДЕНИЕ

1.1. ИСТОРИЧЕСКАЯ СПРАВКА

В последние годы в технической литературе наблюдается все возрастающий интерес к устройствам, которые известны под названиями: магнитные усилители, дроссели насыщения, трансдукторы, реакторы с подмагничиванием, насыщающиеся реакторы и т. д. Эти устройства широко используются для усиления, измерения, управления и регулирования разных электрических величин и все чаще находят себе применение как элементы регуляторов в различных промышленных установках*.

Чтобы осветить значение и возможности дальнейшего развития магнитных усилителей, рассмотрим историю возникновения этих устройств и важнейшие условия, которые способствовали их распространению.

Как известно, в начале XX в. дроссели насыщения впервые были применены в промышленности в качестве регуляторов тока нагрузки при испытании генераторов переменного тока [1]. В это же время возникла идея применения дросселей для модуляции [2].

В конце двадцатых годов были опубликованы первые схемы магнитных усилителей с обратной связью в таком виде, как они нам известны в настоящее время [3, 4].

В то время, когда еще не были известны мощные электронные усилители, дроссели насыщения применялись преимущественно для модуляции высокочастотных токов в радиотелефонии [5]. В этот период еще не были освоены

* Для регулирования дроссели насыщения были впервые применены академиком Н. Д. Папалекси в 1914 г. (Прим. ред.)

ни специальные магнитные материалы для сердечников дросселей, ни выпрямители, пригодные для использования в цепях обратных связей. Организация производства селеновых выпрямителей, освоение технологии сердечников из магнитномягких сплавов типа пермаллой, мюметалл и другие открыли пути к расширению производства высокочувствительных магнитных усилителей. В то же время расширение производства перед второй мировой войной выдвинуло на первый план автоматизацию весьма большого количества технических и промышленных процессов, в связи с чем возросла потребность в более надежных усилителях. В результате этого широкое развитие получили экспериментальные работы, направленные на улучшение качества аппаратов и удешевление их производства. Таким образом, за последние два десятилетия отмечается значительный шаг вперед в исследованиях в области технологии ферромагнитных материалов. В результате этого оказалось возможным увеличить чувствительность и стабильность магнитных усилителей и уменьшить их размеры. Как при этом изменились свойства ферромагнитных материалов, можно видеть в табл. 6.1.

В некоторых схемах органической частью современных магнитных усилителей являются выпрямители, свойства которых в значительной мере определяют возможность получения больших коэффициентов усиления, стабильность характеристик и надежность усилителей. В последние годы были достигнуты большие успехи в получении выпрямителя с кристаллом германия. Кроме того, технология производства селеновых выпрямителей усовершенствована настолько, что стало возможным получение выпрямителей со сходными и относительно постоянными характеристиками.

Одним из путей, по которому идет развитие магнитных усилителей, — это также новые схемы их включения. Широкое применение магнитных усилителей предъявляет к ним особые требования, для удовлетворения которых оказывается необходимой разработка новых схем их включения. Так, например, одни схемы предназначены для регулирования электроэнергии переменного тока, другие — для регулирования электроэнергии выпрямленного тока. В обоих случаях можно осуществить регулирование без затруднения даже при больших мощностях. Известны схемы, предназначенные для усиления напряжения, тока, мощности и других величин. Магнитные усилители применяются для усиления управляющих сигналов весьма малой мощности.

Кроме того, магнитные усилители применяются для измерения постоянных и переменных токов и напряжений в модуляторах, в схемах генераторов высокой частоты, для регулирования электродвигателей и других машин и аппаратов. Особое значение имеют магнитные усилители для автоматического управления производственными процессами и для следящих систем.

Применяются магнитные усилители также в аппаратуре для обнаружения слабых магнитных полей. Реакторы с подмагничиванием применяются в качестве коммутирующих элементов в счетно-решающих машинах.

Развитие магнитных усилителей идет очень быстро по всем указанным выше направлениям. Исследовательские институты разрабатывают магнитные материалы, которые имеют все меньшие и меньшие потери на гистерезис и на вихревые токи, что дает возможность применять их в устройствах с более высокими несущими частотами. Одновременно стремятся увеличить магнитную индукцию насыщения и, следовательно, выходную мощность. Поэтому технология производства сердечников и обмоток совершенствуется, а производство их упрощается и удешевляется.

В области выпрямительной техники особенно оправдали себя германиевые выпрямители, которые в одном вентиле выдерживают обратное напряжение в несколько сот вольт при очень небольшом сопротивлении в прямом направлении. В новых схемах включения стремятся преимущественно к уменьшению инерционности усилителей, улучшению их стабильности и повышению линейности выходных характеристик.

Стремительное развитие и непрерывное улучшение свойств магнитных усилителей открывает все новые и новые области их применения. Преимущества магнитных усилителей по сравнению с другими усилителями заключаются в том, что в них нет подверженных износу подвижных частей, они не чувствительны к перегрузкам и влиянию внешней среды, весьма прочны и просты в изготовлении.

Одним из недостатков магнитного усилителя является его инерционность, т. е. значительное время реагирования; однако новейшие достижения в этой области показывают, что при помощи специальных схем включения можно действительно достигнуть существенного уменьшения времени реагирования.

1.2. ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ И ТЕРМИНОЛОГИЯ

Основной частью магнитного усилителя является катушка с железом, состоящая из одной или нескольких обмоток, расположенных на ферромагнитном сердечнике. Такое устройство будем называть реактором. Для того чтобы яснее представить себе работу магнитного усилителя, рассмотрим предварительно работу реактора. Присоединим обмотку реактора к источнику регулируемого напряжения переменного тока синусоидальной формы. Измеряя вели-

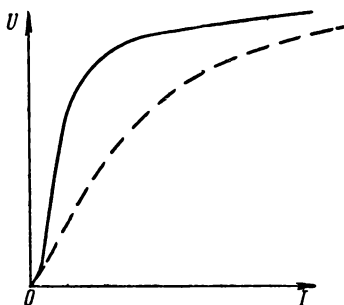


Рис. 1.1. Вольтамперная характеристика катушки с железным сердечником.

Сплошной линией изображена кривая тока, измеренного прибором с выпрямителем, пунктирной — кривая эффективного значения тока.

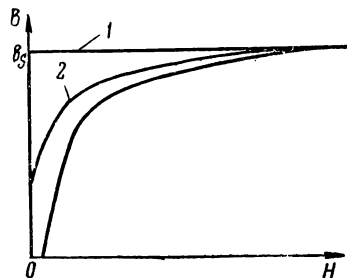


Рис. 1.2. Кривые намагничивания:

1 — с прямоугольным коленом; 2 — с плавным коленом.

чины токов при разных значениях переменного напряжения, мы устанавливаем, что до определенного значения напряжения ток возрастает почти прямо пропорционально напряжению и, только начиная с определенной величины приложенного напряжения, наступает стремительное возрастание тока. Графическая зависимость тока от напряжения изображена на рис. 1.1. Как видно из рис. 1.1, зависимость между током и напряжением нелинейная, поэтому реактор является нелинейным элементом, т. е. реактанс реактора зависит от приложенного к его обмотке напряжения переменного тока. Нелинейная зависимость между напряжением и током определяется кривой намагничивания материала сердечника и обычно приводится графически. Типичные кривые намагничивания, показанные на рис. 1.2, представляют собой зависимость между напряженностью магнитного поля $H[a/m]$ и магнитной индукцией $B[вб/м^2]$.

Для катушки, которая имеет N витков, расположенных

на сердечнике с поперечным сечением $S[m^2]$ и средней длиной магнитопровода $l[m]$, действительны следующие соотношения между током, напряженностью поля, магнитным потоком и индукцией:

$$Ni = Hl \quad [a, a/m, m]$$

и

$$\Phi = BS \quad [вб, вб/м^2, м^2].$$

Закон электромагнитной индукции устанавливает ниже следующее соотношение между напряжением U и магнитным потоком Φ :

$$U = N \frac{d\Phi}{dt} \quad [в, вб/сек]. \quad (1)$$

Если же, наоборот, дано напряжение и необходимо найти кривую потока, ее можно получить из соотношения

$$\Phi - \Phi_0 = \frac{1}{N} \int_{t_0}^t U dt \quad [вб, в \cdot сек]. \quad (2)$$

В уравнении (2) Φ_0 есть поток в момент времени t_0 (начальный поток). Значение интеграла в правой части уравнения (2) назовем количеством напряжения и будем выражать его в вольтсекундах $[в \cdot сек]$.

Понятие «количество напряжения» при рассмотрении усилителей является удобным, так как количество напряжения прямо указывает на величину изменения потока.

В случае, когда приложенное напряжение имеет синусоидальную форму, уравнение (2) превращается в известную формулу для максимальной величины потока

$$\Phi_{\max} = \frac{U_{\text{эф}}}{4,44fN} \quad [вб, в, гц],$$

где Φ_{\max} — максимальная величина потока в веберах $[вб]$, либо, что то же самое, в вольтсекундах $[в \cdot сек]$;

$U_{\text{эф}}$ — эффективная величина напряжения;

N — число витков;

f — частота, гц.

В течение периода поток изменяется от $-\Phi_{\max}$ до $+\Phi_{\max}$.

По известным величинам потока и поперечного сечения сердечника определяется величина максимальной магнитной индукции

$$B_{\max} = \frac{\Phi_{\max}}{S} \quad [вб/м^2, вб, м^2].$$

Если эта индукция $B_{\text{макс}}$ меньше, чем индукция насыщения материала сердечника B_s , то намагничивающий ток относительно невелик. Напряжение, соответствующее индукции насыщения B_s , назовем критическим напряжением. Если речь идет о прямоугольной кривой намагничивания, как изображено на рис. 1.2 (кривая 1), можно легко найти величину B_s . В обычных ферромагнитных материалах, где колено кривой намагничивания выражено недостаточно четко (рис. 1.2, кривая 2), величина индукции насыщения и, следовательно, величина критического напряжения определяются лишь приблизительно.

В случае нелинейной кривой намагничивания ток в цепи реактора имеет несинусоидальную форму. Измерение этого тока отличается некоторыми особенностями, так как показания приборов в большей мере зависят от формы кривой тока или напряжения и системы приборов. На рис. 1.1 сплошной линией изображена зависимость тока в обмотке реактора от напряжения на его зажимах при измерении амперметром, включенным через выпрямитель, пунктирной кривой — при измерении электродинамическим прибором. На эти обстоятельства нужно обращать особое внимание при измерениях несинусоидальных токов и напряжений в схемах с магнитными усилителями.

Необходимо отдавать себе отчет в том, что электродинамические, электромагнитные и тепловые приборы показывают эффективное значение измеряемой величины, в то время как приборы, включенные через выпрямители, показывают среднее значение.

Как известно, для кривых синусоидальной формы коэффициент формы кривой равен 1,11. Поэтому для того чтобы получить эффективные значения, нужно показания приборов детекторной системы (с выпрямителями) умножить на 1,11. При несинусоидальной форме кривых этим соотношением пользоваться нельзя, и поэтому явления, происходящие в цепях с магнитными усилителями, более удобно определить с помощью средних значений измеряемых величин.

До сих пор мы исследовали соотношения, существующие между магнитным потоком, током и напряжением переменного тока, приложенным к обмотке. Величина переменного тока может, впрочем, меняться и при неизменной величине напряжения, приложенного к обмотке.

Проведем такой опыт: включим в цепь обмотки реактора источник постоянного тока (рис. 1.3,а) либо намотаем на сердечник реактора дополнительную обмотку, подключенную непосредственно к источнику постоянного тока (рис. 1.3,б). Дополнительную обмотку назовем обмоткой управления, а обмотку, подключенную к цепи переменного тока, — рабочей обмоткой. При соответствующем выборе числа витков обеих обмоток с помощью небольшой величины постоянного тока можно управлять переменным током большой величины. В зависимости от величины постоянно-го и переменного тока может возникнуть случай, когда

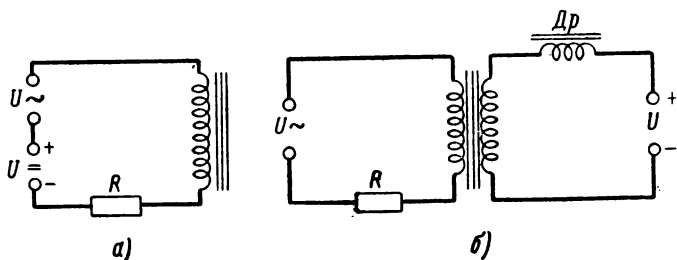


Рис. 1.3. Схема включения реактора, подмагничиваемого постоянным током:

а — с общей обмоткой для переменного и постоянного тока; б — с отдельной обмоткой управления, которая питается постоянным током.

в определенную часть периода переменного тока достигает-ся полное насыщение сердечника, в результате которого падение напряжения на рабочей обмотке становится так мало, что им можно пренебречь. В течение этого времени напряжение падает на сопротивлении R так, как если бы рабочая обмотка была замкнута накоротко.

На обмотке управления реактора в течение определенной части периода наводится напряжение, повторяющее по форме кривую напряжения переменного тока, приложенного к рабочей обмотке реактора. Если сопротивление цепи управления реактора невелико, то эта обмотка действует как короткозамкнутый виток и реактор при этом не управляется, т. е. падение напряжения на зажимах рабочей обмотки невелико и в малой степени зависит от тока управления. Для того чтобы уменьшить демпфирующее влияние обмотки управления, в цепь последней нужно включить значительное сопротивление (обычно индуктивное). На рис. 1.3,б это сопротивление показано в виде дрос-

селя с железным сердечником *Др.* Величина переменного тока, действующего в цепи управления, может быть также уменьшена, если использовать два реактора, включив их рабочие обмотки таким образом, чтобы э. д. с., наведенные в цепи управления, взаимно вычитались. Последний способ ограничения трансформаторной связи между рабочими обмотками и обмотками управления имеет преимущественное распространение, а два включенных таким образом реактора носят название дроссель насыщения или трансдуктор*.

Термин магнитный усилитель является более общим и охватывает все случаи применения реакторов с подмагничиванием для управления электрической энергией в цепи некоторой нагрузки, питание которой осуществляется от вспомогательного источника переменного тока.

Условные обозначения магнитных усилителей в схемах приведены в конце книги в приложении.

ЛИТЕРАТУРА

1. C. F. Burgers, B. Frankenfield. Regulation of Elektrik Circuits. US Patent 720884, 1901 — 1903.
2. R. A. Fessenden. Wireless Signalising. U. S. Patent 753863, 1901 — 1904.
3. E. F. W. Alexanderson. Controlling Alternating Currents. U. S. Patent 1206643, 1912 — 1916.
4. J. Jona s. Aparatus for Regulating the Voltage of Metal Vapor-rectifier Instalations US Patent 1434346, 1920 — 1922.
5. E. F. W. Alexanderson. A Magnetic Amplifier for Radio. Telephony. Proc. IRE, 1916, v. 4, p. 101 — 120.
6. W. A. Geyger. Magnetic Amplifier Circuits. McGraw—Hill Publ. Comp., Ltd., London, 1954.

* В советской технической литературе термин «трансдуктор» не получил распространения и поэтому в книге будет применяться главным образом термин «дроссель насыщения».

ГЛАВА ВТОРАЯ

ОСНОВНЫЕ СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ МАГНИТНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Схемы магнитных усилителей прошли длительный путь развития, причем во многих схемах можно найти общие элементы, которые встречаются в разных модификациях.

Свойства схем следует рассматривать, принимая во внимание процессы, протекающие непосредственно в усилителе, а также с учетом характера нагрузки (активная нагрузка или, например, смешанная активная и индуктивная нагрузка).

В зависимости от того, насколько напряжение питания усилителя близко к напряжению, необходимому для насыщения сердечника, различают малое переменное намагничивание и большое переменное намагничивание.

Далее свойства схем различаются в зависимости от величины сопротивления цепи управления. Существенное значение также имеет тип выхода усилителя, который может быть осуществлен при помощи выпрямителей на постоянном токе или непосредственно на переменном токе.

Таковы основные направления, по которым ниже рассматривается работа магнитных усилителей.

Строгий математический анализ процессов в магнитных усилителях [1, 2, 3, 4], за исключением случая малого переменного намагничивания, является сложной задачей.

Для того чтобы упростить аналитическое решение, в дальнейшем изложении действительная кривая намагничивания представлена отрезками прямых линий. Результаты такого рассмотрения получаются наглядными и довольно хорошо совпадают с результатами практических измерений [5, 6, 7, 8, 9].

Для наглядности все зависимости, характеризующие различные режимы работы усилителей, изображаются гра-

фически. Этот способ является самым удобным и наиболее ценным для практического применения, так как он дает возможность быстро сравнивать результаты расчетов с измерениями и осциллограммами, снятыми с усилителей, работающих в различных условиях.

2.1. МАЛОЕ ПЕРЕМЕННОЕ НАМАГНИЧИВАНИЕ

Режим малого намагничивания имеет место в том случае, когда напряжение сети переменного тока, от которой питается реактор, значительно ниже критического напряжения, т. е. напряжения, при котором начинает сказываться насыщение сердечника. Работу реактора с малым намагничиванием можно проследить по схеме, показанной на рис. 2.1.

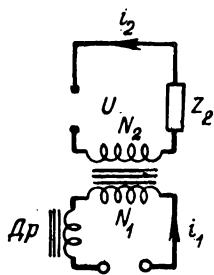


Рис. 2.1. Основная схема включения простейшего реактора с подмагничиванием:

Z_2 — нагрузка; $Др$ — ограничивающий дроссель в цепи управления.

Предположим, что влияние напряжения, наведенного в обмотке управления, устранено путем включения в цепь управления дросселя $Др$ с большим индуктивным сопротивлением. Далее предположим, что по обмотке управления протекает постоянный ток i_1 , который возбуждает напряженность магнитного поля H_{\sim} (рис. 2.2, а). По рабочей цепи протекает переменный ток i_2 , который вызывает изменение напряженности магнитного поля на $\pm \Delta H_{\sim}$ и магнитной индукции на $\pm \Delta B_{\sim}$. Как известно, указанные изменения напряженности и индукции магнитного поля происходят в соответствии с частными циклами гистерезиса в виде узких петель. Мы примем, что частный

цикл при наличии подмагничивания* может быть изображен прямой линией, и поэтому магнитная проницаемость в пределах такого частного цикла практически является величиной постоянной.

Таким образом, для частного цикла при малом переменном намагничивании магнитная проницаемость

$$\mu_v = \frac{dB_{\sim}}{dH_{\sim}} \cong \frac{\Delta B_{\sim}}{\Delta H_{\sim}} = \text{const.}$$

* Более подробные сведения о магнитных проницаемостях и других характеристиках магнитных материалов читатель найдет в гл. 6. (Прим. ред.)

Определим индуктивность реактора, рабочая обмотка которого состоит из N_2 витков, сердечник выполнен сечением S и средняя длина силовой линии l . Пренебрегая активным падением напряжения в обмотке, принимаем, что приложенное напряжение равно э. д. с., наведенной в обмотке, т. е.

$$u_2 = N_2 \frac{d\Phi}{dt}.$$

Так как $\Phi = BS$ и $Hl = N_2 i_2$, то выражая э. д. с. в виде

$$u_2 = N_2 \frac{d\Phi}{di} \frac{di}{dt},$$

находим $u_2 = L \frac{di_2}{dt}$, где индуктивность рабочей обмотки реактора

$$L = \frac{N_2^2 S}{l} \frac{dB}{dH}.$$

Заменяв $\frac{dB}{dH}$ через μ_v , получим

$$L = \frac{N_2^2 S}{l} \mu_v.$$

Магнитную проницаемость $\mu_v = \frac{dB}{dH}$, измеренную при малом переменном намагничивании, часто называют возвратной магнитной проницаемостью. Как видно из рис. 2.2, а, место-

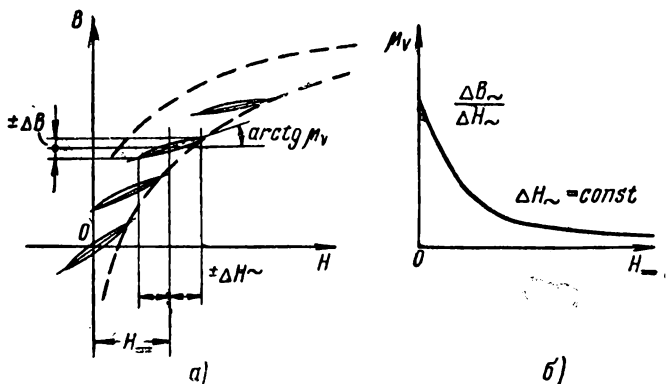


Рис. 2.2. Кривые намагничивания:

а — частные петли гистерезиса при малой величине переменного намагничивания и различной степени подмагничивания постоянным током; б — зависимость возвратной магнитной проницаемости $\mu_v = \frac{\Delta B \sim}{\Delta H \sim}$ от постоянной составляющей напряженности магнитного поля H_+ .

положение петли гистерезиса, а следовательно, и значение магнитной проницаемости μ_v определяется постоянной составляющей напряженности поля H_{Σ} . Зависимость μ_v от H_{Σ} изображена на рис. 2.2,б. Так как величина H_{Σ} прямо пропорциональна току управления, то реактор с подмагничиванием в режиме малого переменного намагничивания эквивалентен переменной индуктивности, коэффициент самоиндукции которой может регулироваться изменением тока управления i_1 . Для изменения коэффициента L в достаточно широком диапазоне необходимо, чтобы управляющая МДС была в несколько раз больше магнитодвижущей силы рабочей обмотки. Для того чтобы получить большое значение МДС при малой величине управляющего тока, обмотку управления часто выполняют с большим числом витков.

До сих пор мы предполагали, что ограничение тока, наведенного в цепи управления, производится путем включения большого импеданса в цепь управления. Более удобный способ ограничения тока, наведенного в обмотке управления, заключается в том, что вместо одного реактора в рабочую цепь включаются последовательно два одинаковых реактора (рис. 2.3,а и 2.4), каждый из которых рас-

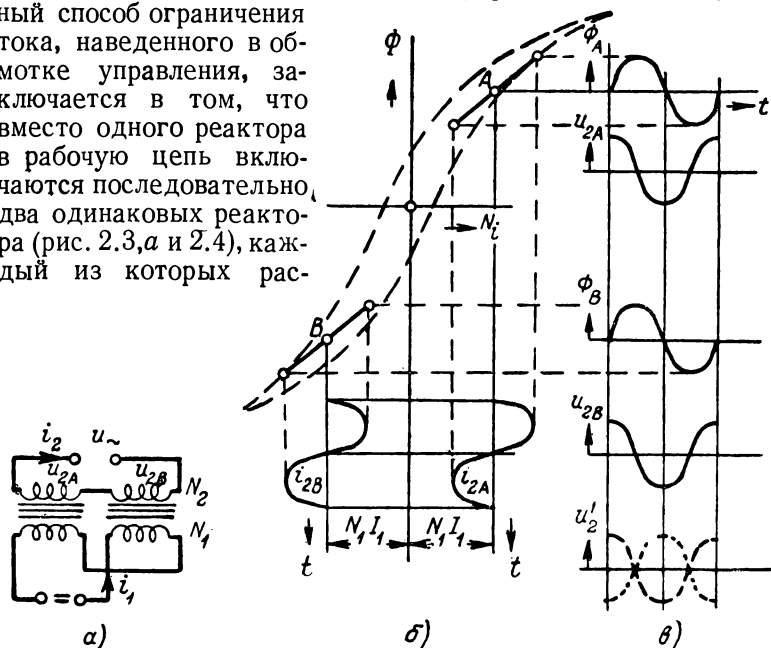


Рис. 2.3. Малое переменное намагничивание:

а — схема включения дросселя насыщения; б — зависимость магнитных потоков от магнитодвижущих сил; в — кривые магнитных потоков первого и второго реакторов, кривые напряжений на рабочих обмотках, кривые напряжений, индуцированных в обмотках управления, и их компенсация.

считан на половинное напряжение. Обмотки управления этих реакторов включены навстречу друг другу, а индуцированные в них напряжения u'_{2A} и u'_{2B} одинаковы по величине, но находятся в противофазе и поэтому взаимно уничтожаются (рис. 2.3,б).

Управляющие обмотки можно намотать вместе на два сердечника, как это показано на рис. 2.4,б. При соединении двух сердечников в один возникает трехстержневой сердечник, как изображено на рис. 2.4,а. В трехстержневом сердечнике при симметричности рабочих обмоток и магнитных путей магнитопровода э. д. с., наведенная в обмотке управления в режиме малого намагничивания, равна нулю, так как переменный магнитный поток в среднем стержне отсутствует. Электрический способ устранения влияния наведенной э. д. с. изображен графически на рис. 2.4,в.

Во всех рассмотренных случаях рабочие обмотки могут быть также включены параллельно. Схемы включения реакторов, в которых э. д. с., наведенная в цепи управления, компенсируется, называются, как уже было ранее указано, дроселями насыщения. Преимущества и недостатки различных способов выполнения сердечников и обмоток усилителей будут подробнее рассмотрены в разделе «Конструкция магнитных усилителей». Позднее также будет разобран вопрос, касающийся применения различных типов сердечников, магнитного гистерезиса и пр.

При повышении напряженности переменного магнитного поля частные циклы гистерезиса нельзя представить в виде прямых линий. Как видно из рис. 2.5, переменное напряжение в цепи управления в этом случае полностью не уничтожается. Разность двух наведенных э. д. с. оказывается равной сумме их четных гармоник. При большом числе витков управляющей обмотки

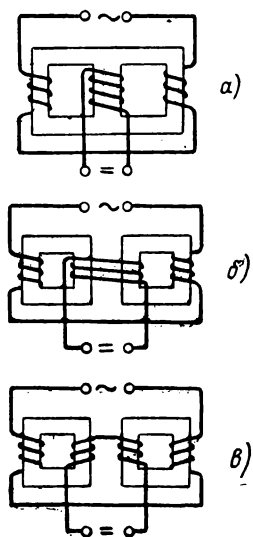


Рис. 2.4. Схемы компенсации напряжений, наведенных в обмотках управления:

а — компенсацией переменных магнитных потоков в среднем стержне сердечника, охваченном обмоткой управления; б — общей обмоткой управления и встречным включением рабочих обмоток; в — с помощью встречного включения обмоток управления.

величина напряжения четных гармоник достигает значительной величины, поэтому ее нужно учитывать при расчете изоляции обмоток. Следует заметить, что для нелинейной части кривой намагничивания (рис. 2.5) постоянная составляющая магнитной индукции и соответствующая ей величина потока меньше той, которая соответствует по-

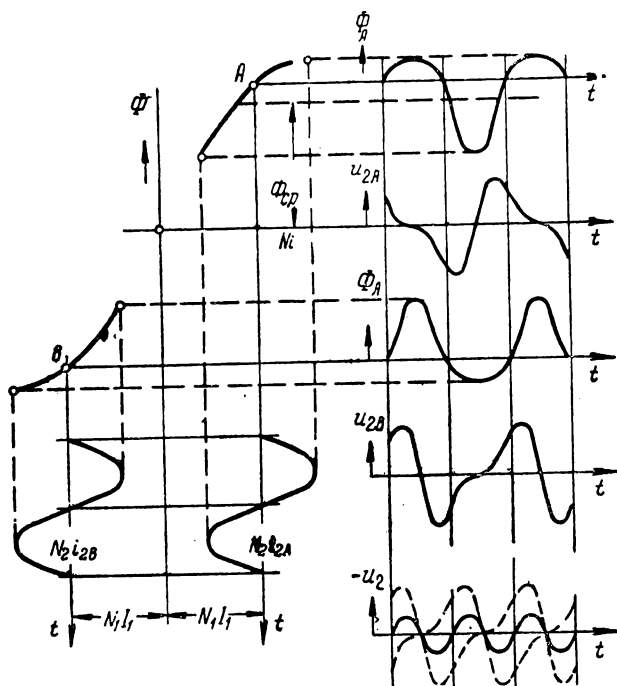


Рис. 2.5. Кривые токов и напряжений при большом переменном намагничивании для схемы включения, показанной на рис. 2.3,а (обозначения такие же, как на рис. 2.3).

стоянной составляющей магнитодвижущей силы в случае, когда переменная составляющая отсутствует. Уменьшение постоянной составляющей магнитной индукции на нелинейном участке кривой намагничивания можно рассматривать как размагничивающее действие. Как видно из изложенного, в режиме малого переменного намагничивания при синусоидальном напряжении источника питания все кривые имеют синусоидальную форму. Поэтому в данном случае для исследования электрических цепей с дросселя-

ми насыщения можно применить известные методы анализа линейных электрических цепей, как это излагается в четвертой главе, посвященной характеристикам магнитных усилителей.

2.2 БОЛЬШОЕ ПЕРЕМЕННОЕ НАМАГНИЧИВАНИЕ

Принцип действия дросселя насыщения, состоящего из двух реакторов, которые работают с большим переменным намагничиванием, часто объясняют, как и в предыдущем случае, изменением магнитной проницаемости сердечника под влиянием подмагничивания постоянным током, протекающим в обмотке управления. Но при таком способе рассуждения в большинстве случаев невозможно описать физические процессы, протекающие в дросселях насыщения. В режиме большого намагничивания сердечник дросселя насыщения в течение каждого периода проходит через насыщенное и ненасыщенное состояние, и поэтому нельзя сделать допущение, что проницаемость и реактансы дросселей насыщения являются постоянными величинами.

Таким образом, этот случай значительно отличается от предыдущего. Положение рабочей точки на кривой намагничивания определяется результирующей магнитодвижущей силой всех обмоток дросселя насыщения. В области насыщения, когда магнитный поток не изменяется или изменяется незначительно, отдельные обмотки почти не взаимодействуют друг с другом. В ненасыщенном состоянии сумма магнитодвижущих сил должна быть равна или близка к нулю. В этом режиме дроссель насыщения работает как трансформатор и потребляет из сети намагничивающий ток, величина которого зависит от вида кривой намагничивания сердечника. Характер процессов при большом намагничивании зависит от степени кривизны колена кривой намагничивания и от вида нагрузки. В случае кривой намагничивания с остроугольным коленом* переход от ненасыщенного состояния к насыщенному при активной нагрузке наступает мгновенно. В дальнейшем

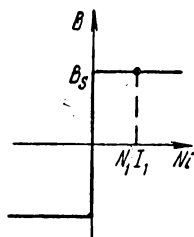


Рис. 2.6. Идеализированная кривая намагничивания.

* Под коленом кривой намагничивания имеется в виду часть кривой намагничивания, расположенная на границе между насыщенным и ненасыщенным состояниями. Чем лучше магнитный материал, тем резче изменяется крутизна кривой намагничивания на колене.

изложении мы будем пользоваться идеализированной кривой намагничивания (рис. 2.6), состоящей из трех перпендикулярных друг к другу отрезков прямой линии. Часть кривой намагничивания, которая соответствует ненасыщенному состоянию, вертикальна; это означает, что для перемагничивания сердечника не требуется никакой магнитодвижущей силы (ток намагничивания равен нулю). В отличие от этого в насыщенной части кривой величина магнитного потока постоянна и на дросселе не может возникнуть реактивное падение напряжения. Если пренебречь в последующих расчетах также и активным сопротивлением рабочих обмоток, то в насыщенной части кривой на дросселе вообще не может возникнуть падение напряжения. Новейшие магнитные материалы, применяемые в настоящее время для изготовления сердечников магнитных усилителей, имеют кривую намагничивания, близкую к идеальной.

2.3. РЕАКТОР С АКТИВНОЙ НАГРУЗКОЙ

При рассмотрении процессов, происходящих в простейшем реакторе (рис. 2.1), пренебрегаем током намагничивания (рис. 2.6), активным сопротивлением обмоток реактора и полагаем, что импеданс дросселя Dp в цепи управления достаточно велик для того, чтобы токи, наведенные в обмотке управления, можно было не принимать во внимание.

Пусть в обмотке управления реактора протекает постоянный ток, создающий МДС $N_1 I_1$. Пока МДС рабочей цепи и цепи управления имеют одинаковое направление, сердечник реактора насыщен и падение напряжения на сопротивлении нагрузки равно приложенному напряжению источника переменного тока.

В момент времени t_1 (рис. 2.7, а) МДС рабочей обмотки становится равной МДС обмотки управления. В момент времени t_0 МДС рабочей обмотки изменяет свой знак и начинает действовать в направлении, противоположном направлению МДС обмотки управления. В результате этого, в момент времени t_1 МДС рабочей обмотки компенсирует МДС обмотки управления, суммарная МДС становится равной нулю и сердечник переходит в ненасыщенное состояние. При этом на рабочей обмотке возникает индуктивное падение напряжения u_2^* , кривая которого ограничивает за-

* Под индуктивным падением напряжения имеется в виду составляющая напряжения сети, компенсирующая э. д. с. самоиндукции, наведенную в обмотке.

штрихованную площадку, показанную на рисунке. Величина этого напряжения может быть определена по формуле

$$u_2 = u - i_2 R_2 = u - I'_1 R_2,$$

где u — синусоидальное напряжение источника питания,
 $I'_1 = \frac{N_1 I_1}{N_2}$ — ток управления, приведенный к числу витков рабочей обмотки,
 i_2 — ток рабочей цепи.

Как видно из рис. 2.7, а, в момент времени t_1 падение напряжения на реакторе u_2 равно нулю, затем напряжение u_2 становится отрицательным, достигает максимального от-

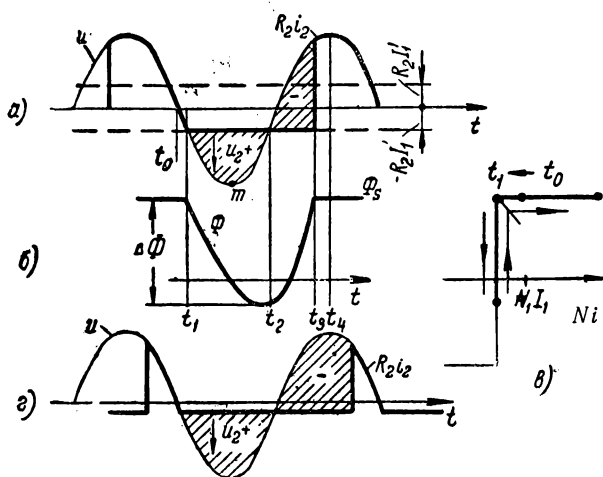


Рис. 2.7. Зависимость от времени основных величин для реактора с активной нагрузкой и большим импедансом в цепи управления (схема включения такая же, как на рис. 2.1):

а — кривая напряжения питания u и напряжения на нагрузке $R_2 I_2$; б — кривая магнитного потока Φ ; в — след рабочей точки на кривой намагничивания; г — кривая напряжения питания и напряжения на нагрузке, но для меньшей МДС управления.

рицательного значения (точка m на рис. 2.7, а) и наконец в момент времени t_2 , u_2 опять проходит через нуль и начинает увеличиваться в положительном направлении. В момент времени t_3 сердечник вновь насыщается, напряжение u_2 становится равным нулю, а все напряжение сети переносится скачком на сопротивление нагрузки.

Изменение потока в сердечнике реактора в промежутке времени от t_1 до t_2 может быть выражено интегралом

$$\Delta\Phi = \frac{1}{N_2} \int_{t_1}^{t_2} u_2 dt.$$

Заштрихованная площадь кривой напряжения (рис. 2.7,а) между моментами времени t_1 и t_2 пропорциональна изменению потока и выражает соответствующее количество напряжения, которое реактор «поглотил» или которым он «заряжен», как пишут некоторые другие авторы.

Поскольку конечное и начальное значения потока равны потоку насыщения Φ_s , то изменение потока между моментами времени t_2 и t_3 равно изменению потока в промежутке времени от t_1 до t_2 (рис. 2.7,б)

$$-\Delta\Phi = \frac{1}{N_2} \int_{t_2}^{t_3} u_2 dt.$$

Следовательно, в промежутке времени от t_2 до t_3 реактор отдает назад («возвращает») некоторое количество напряжения. Это показано на рис. 2.7,а заштрихованными площадками, отмеченными знаками (+) и (—). Их площади равны.

Таким образом, кривая напряжения на обмотке реактора не имеет постоянной составляющей. Следовательно, и кривая напряжения на нагрузке не имеет постоянной составляющей, т. е. сумма площадок, ограниченных жирной линией и осью времени (рис. 2.7,а), за целый период равна нулю.

Заметим, что в промежутке времени от t_1 до t_3 , когда сердечник ненасыщен и суммарная МДС равна нулю, рабочая точка находится на вертикальной части кривой намагничивания (рис. 2.7,в), в пределах которой магнитная проницаемость весьма велика. При этом также весьма велика и индуктивность обмоток реактора. Поэтому в указанном промежутке времени ток в рабочей цепи имеет неизменное значение и создает МДС, компенсирующую МДС обмотки управления.

Ток i_2 , протекающий в этом же интервале времени в рабочей обмотке, носит название компенсирующего тока. Термины компенсирующий ток и компенсирующая МДС неоднократно используются в дальнейшем изложении. Влияние величины МДС управляющей обмотки на характер кривых тока и напряжения реактора иллюстрируется

рис. 2.7,з. Как видно из рисунка, при уменьшении тока управления момент времени t_3 сдвигается вправо. При этом уменьшается промежуток времени, в течение которого реактор насыщен и, следовательно, уменьшается ток в рабочей цепи реактора.

2.4. РЕАКТОР С АКТИВНО-ИНДУКТИВНОЙ НАГРУЗКОЙ

До сих пор мы рассматривали реактор с активной нагрузкой. Предположим теперь, что реактор имеет смешанное сопротивление в нагрузке, составленное из последовательно включенных активного сопротивления и индуктивности. Мы будем опять рассматривать простейший случай, когда реактор включен по схеме, изображенной на рис. 2.1. Величину индуктивности в нагрузке будем предполагать постоянной.

Работа реактора при индуктивной нагрузке аналогична работе реактора при активной нагрузке, рассмотренной в предыдущем параграфе, но в этом случае под влиянием индуктивности изменяется кривая тока. В момент насыщения сердечника падение напряжения на нагрузке равно напряжению источника питания.

При активной нагрузке в этот момент рабочий ток возрастает толчком и его значение ограничивается только сопротивлением нагрузки. В рассматриваемом случае индуктивность нагрузки препятствует быстрому возрастанию тока. В результате этого ток в цепи рабочей обмотки реактора складывается из двух составляющих. Одна из них имеет синусоидальную форму и соответствует установившемуся режиму в случае, когда сердечник дросселя насыщен и напряжение сети приложено непосредственно к нагрузке, эта составляющая тока равна $\frac{u}{\sqrt{R_2 + (\omega L_2)^2}}$ и отстает от напряжения сети на угол $\varphi_2 = \arctg \frac{\omega L_2}{R_2}$. Вторая составляющая соответствует переходному режиму и выражается экспоненциальной кривой с постоянной времени, равной $\frac{L_2}{R_2}$ (рис. 2.8).

Переход реактора в ненасыщенное состояние наступает так же, как и при активной нагрузке, в момент времени, в который МДС управляющей обмотки компенсируется МДС рабочей обмотки. В ненасыщенном состоянии ток в рабочей обмотке реактора не изменяется по тем же причинам, которые были рассмотрены в § 2.3.

В этом случае при ненасыщенном сердечнике падение напряжения на нагрузке обусловлено только ее активным сопротивлением, так как индуктивная составляющая $e = L \frac{di}{dt}$ при $i = \text{const}$ равна нулю.

Количества напряжения, которое поглощается и отдается реактором, равны между собой. Для интервала, когда сердечник ненасыщен, это выражается равенством площадок P_1 и P_2 . Аналогично в интервале насыщения равны между собой площадки P_3 и P_4 . Заметим, что в интервале насыщения ток нагрузки тем точнее приближается к синусоиде, чем больше значение постоянной времени $\frac{L_2}{R_1}$.

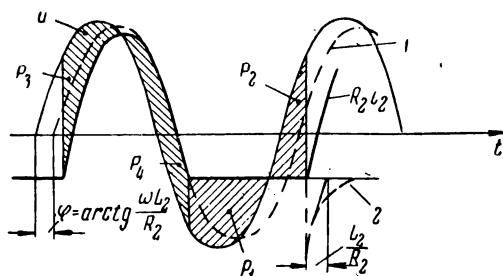


Рис. 2.8. Кривые напряжения и рабочего тока для реактора с активно-индуктивной нагрузкой:

1 — установившаяся составляющая тока

2 — переходная составляющая тока.

P_1, P_2 — количество напряжения на реакторах; P_3, P_4 — количество напряжения на индуктивности нагрузки.

2.5. СХЕМА ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОГО ВКЛЮЧЕНИЯ ДРОССЕЛЯ НАСЫЩЕНИЯ ПРИ БОЛЬШОМ ИМПЕДАНСЕ В ЦЕПИ УПРАВЛЕНИЯ И АКТИВНОЙ НАГРУЗКЕ

Рассматриваемая схема включения дросселя насыщения состоит из двух одинаковых реакторов, рабочие обмотки которых соединены между собой последовательно. Обмотки управления также включены последовательно, но обмотка одного из реакторов, например А, включена навстречу обмотке реактора В (рис. 2.9).

Практически такое включение обмотки управления обычно осуществляется в виде дросселей насыщения, которые выполняются с обмоткой управления, охватывающей два сердечника. Схема такой конструкции была показана на рис. 2.4. Ниже рассматривается схема, изображенная на рис. 2.9, основные характеристики которой аналогичны характеристикам дросселей насыщения (рис. 2.4).

Переходя к анализу процессов, происходящих в рассматриваемой схеме, заметим, что при встречно-последова-

тельном соединении кривые МДС в обоих реакторах имеют совершенно одинаковую форму, но сдвинуты относительно друг друга на половину периода. Для того чтобы показать это, примем, что в какой-то момент времени в реакторе *A* направление МДС рабочей обмотки совпадает с направлением МДС обмотки управления. Через половину периода, когда направление тока в рабочих обмотках изменится, указанные МДС в реакторе *A* будут действовать в противоположном направлении, а в реакторе *B* будут складываться. Таким образом, в каждом из реакторов кривая МДС повторяет кривую МДС другого реактора со сдвигом по фазе на половину периода.

Далее обратим внимание на то, что в цепь управления реактора (рис. 2.9) включен дроссель *Др*, индуктивность которого мы примем достаточно большой для того, чтобы при анализе пренебречь переменным током, протекающим в цепи управления, и полагать, что МДС цепи управления создается только постоянным током, значение которого определяется напряжением, приложенным к цепи управления, и сопротивлением этой цепи. Указанные допущения позволяют не учитывать взаимного влияния реакторов по цепи управления, а также и реакцию цепи управления на изменение тока в цепи рабочих обмоток. Режим работы дросселей насыщения с большим импедансом в цепи управления часто называют режимом вынужденного намагничивания. Если один из сердечников ненасыщен, ток в цепи рабочих обмоток изменяться не может и будет иметь постоянную величину, необходимую для компенсации МДС цепи управления. Если оба сердечника насыщены, то значение тока в рабочей цепи определяется только ее сопротивлением и напряжением питания.

В зависимости от величины МДС управляющей цепи, ток в цепи рабочих обмоток может иметь различную форму (рис. 2.10). На рис. 2.10,а показаны кривые тока для случая, когда МДС цепи управления настолько велика, что каждый из сердечников насыщен более чем половину

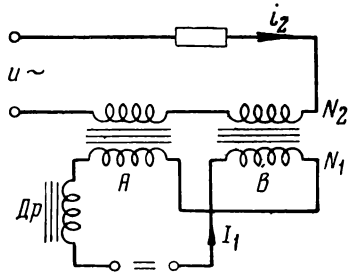


Рис. 2.9. Схема последовательного включения дросселя насыщения с большим импедансом в цепи управления (дроссель *Др*) и активной нагрузки.

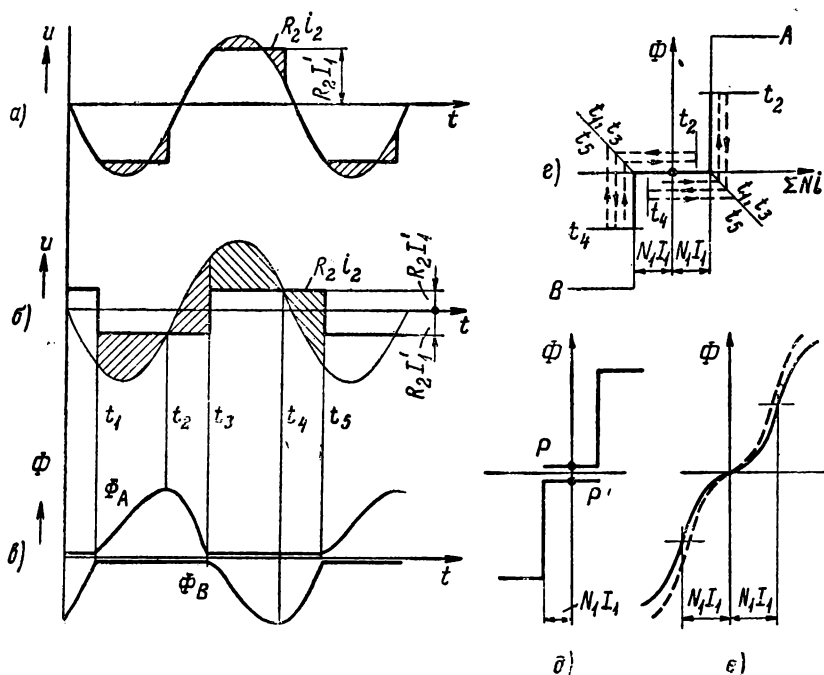


Рис. 2.10. Зависимость от времени основных величин для дросселя насыщения с активной нагрузкой, включенного по схеме, приведенной на рис. 2.9:

а—кривые напряжения для большой магнитодвижущей силы управления; *б*—то же для меньшей магнитодвижущей силы управления; *в*—кривые магнитных потоков; *г*—движение рабочей точки по составной кривой намагничивания; *д*—кривые намагничивания двух сердечников; *е*—образование составной кривой намагничивания из двух обычных реальных кривых намагничивания.

периода. Из рисунка следует, что выходной ток в этом случае имеет форму отрезков синусоиды в том интервале времени, в течение которого оба сердечника насыщены. Остальную часть периода ток рабочей цепи сохраняет неизменное значение.

Из рис. 2.10,б следует, что когда МДС цепи управления меньше определенного значения, каждый из сердечников насыщен не более половины периода. В этом случае рабочий ток имеет прямоугольную форму и изменение состояния сердечников происходит мгновенно*. Высота пря-

* Строгий анализ показывает, что рассматриваемая схема может работать в пяти различных режимах (например, [11]). Практическое значение, однако, имеют только два режима, которые описаны в настоящем разделе (*Прим. ред.*).

моугольной кривой тока в рабочей цепи равна приведенному значению тока управления, т. е.

$$I_s = I'_1 = I_1 \frac{N_1}{N_2};$$

это соотношение сохраняется до тех пор, пока сердечники насыщаются не одновременно.

Осциллограмма кривой тока магнитного усилителя изображена на рис. 2.11, а. Эта кривая соответствует теоретической кривой, приведенной на рис. 2.10, б. Магнитный

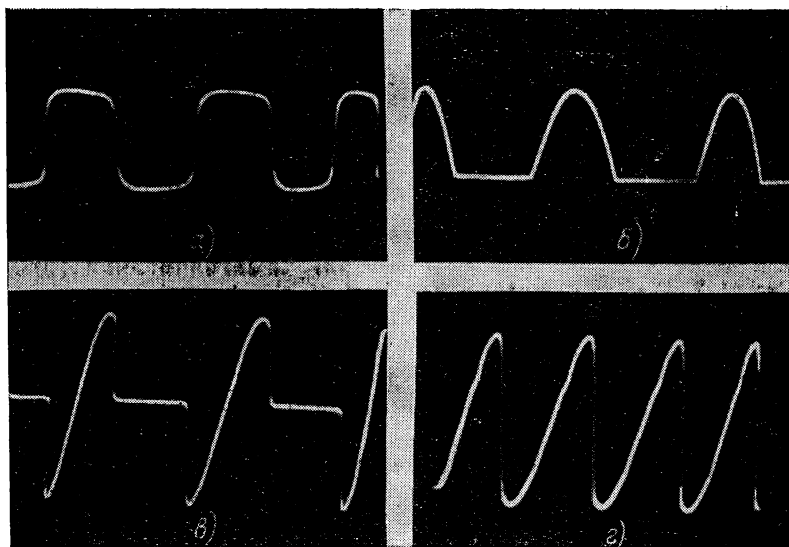


Рис. 2.11. Осциллограммы основных величин для дросселя насыщения с активной нагрузкой, включенного по схеме рис. 2.9:

а — рабочий ток, б — магнитный поток, в — напряжение на рабочей обмотке реактора, г — напряжение, индуцированное в цепи управления.

поток двух сердечников изменяется согласно кривым, изображенным на рис. 2.10, в. Осциллограмма кривой потока одного реактора для небольшой величины нагрузочного сопротивления приведена на рис. 2.11, б. Движение рабочих точек обоих сердечников можно проследить по составной кривой намагничивания обоих реакторов, приведенной на рис. 2.10, г. Эта кривая строится путем сложения кривых намагничивания двух сердечников, как показано на рис. 2.10, д и е. Кривые намагничивания склады-

ваются так, чтобы точки, соответствующие одному значению управляющей магнитодвижущей силы, совпали. Пока мгновенное значение рабочей магнитодвижущей силы меньше (не принимая во внимание ее знак), чем $N_1 I_1$, т. е. пока оба сердечника насыщены, рабочая точка на сложенных таким образом кривых намагничивания общая. Она находится на соответствующей насыщенности горизонтальной части кривых намагничивания, и ее расстояние от вертикальной части кривых определяется величиной $N_1 I_1$ (на рис. 2.10, д точки P и P'_1).

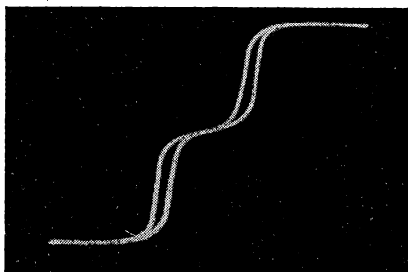


Рис. 2.12. Осциллограмма составной кривой намагничивания.

Если один из сердечников переходит в ненасыщенное состояние, то его рабочая точка передвигается на вертикальную часть кривой намагничивания, а рабочая точка насыщенного сердечника остается в точке P или P'_1 *. Составная кривая намагничивания (рис. 2.10, е) фактически дает соотношение между током (МДС) рабочих обмоток

и пропорциональным потоку падением напряжения на них и может быть получена экспериментально. Такая кривая, снятая осциллографом, приведена на рис. 2.12. На рис. 2.13 приведены осциллограммы кривой намагничивания для двух значений тока управления. Заметим, что на кривых рис. 2.12 и 2.13 обнаруживается явление гистерезиса, которое выше не учитывается. Кривая намагничивания может быть также построена графически путем сложения ординат реальных кривых намагничивания. Результат такого построения показан на рис. 2.10, е.

При последовательном соединении рабочих обмоток большого внимания заслуживает отсутствие зависимости рабочего тока от напряжения питания в очень широком

* На рис. 2.10, д и 2.10, е начало координат суммарной кривой намагничивания соответствует насыщению обоих сердечников, что не противоречит физике явлений, так как при насыщении обоих сердечников падение напряжения на рабочих обмотках действительно должно быть равно нулю. Приведенные выше кривые легко могут быть получены экспериментально. Трактовка этого вопроса, принятая в данной книге, отличается от известных в литературе и, по нашему мнению, является удачной. (Прим. ред.)

диапазоне. Этот диапазон определяется условием, при котором рабочая точка кривой намагничивания не достигает области насыщения противоположной полярности. Осциллограмма напряжения на рабочей обмотке изображена на рис. 2.11,в. Высота прямоугольной кривой тока ($R_2 I_1$)

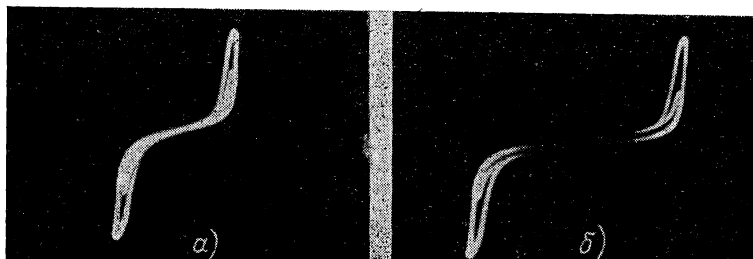


Рис. 2.13. Осциллограммы следа рабочей точки по составной кривой намагничивания при напряжении критическом и ниже критического:

а — при большем токе управления; б — при меньшем токе управления.

в широком диапазоне не зависит от величины нагрузочного сопротивления. С уменьшением сопротивления изменяется только фаза прямоугольной кривой рабочего тока относительно напряжения питания. Для сопротивления, равного нулю, этот сдвиг фазы равен четверти периода. При этом источник питания накоротко не замыкается, так как одновременно насыщен только один сердечник, а в управляющей цепи индуктируется напряжение, которое равняется разности мгновенных значений напряжения на рабочих обмотках (рис. 2.11,г).

2.6. СХЕМА ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОГО ВКЛЮЧЕНИЯ ДРОССЕЛЯ НАСЫЩЕНИЯ ПРИ БОЛЬШОМ ИМПЕДАНСЕ В ЦЕПИ УПРАВЛЕНИЯ И АКТИВНО-ИНДУКТИВНОЙ НАГРУЗКЕ

Схема включения дросселей насыщения аналогична схеме, приведенной на рис. 2.9, но в нагрузке, кроме активного сопротивления, содержится и индуктивность. Так же как и при активной нагрузке, пока какой-нибудь из сердечников не насыщен, в рабочей цепи протекает ток, равный приведенному управляющему току, и индуктивность нагрузки не оказывает влияния на характер процесса. Когда оба сердечника насыщены, процессы существенно отли-

чаются от рассмотренных для случая активной нагрузки. Переход рабочего тока от величины $+I_1'$ к величине $-I$ под влиянием индуктивности нагрузки происходит не мгновенно, а длится определенное время: от t_1 до t_2 и от t_4 до

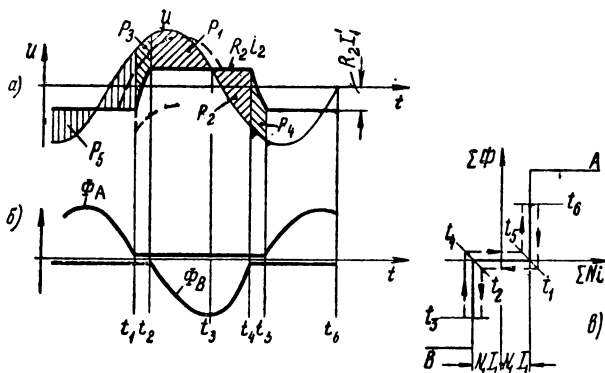


Рис. 2.14. Зависимость от времени основных величин для дросселя насыщения (рис. 2.9) при активно-индуктивной нагрузке:

а — напряжения питания и падения напряжения на рабочих обмотках и нагрузке; б — магнитных потоков; в — следы рабочей точки на составной кривой намагничивания.

P_4, P_3 — количество напряжения на индуктивности нагрузки. P_5 — количество напряжения на реакторе А. P_1, P_2 — количество напряжения на реакторе В.

t_5 (рис. 2.14). Переходный процесс, который возникает в моменты t_1, t_4 и т. д., характерен тем, что после насыщения обоих реакторов на нагрузке полное напряжение питания возникает скачкообразно. Кривая тока складывается из свободной составляющей в виде экспоненциальной кривой и составляющей установившегося процесса в виде синусоиды. Протекающие при этом процессы аналогичны рассмотренным для реактора с активно-индуктивной нагрузкой.

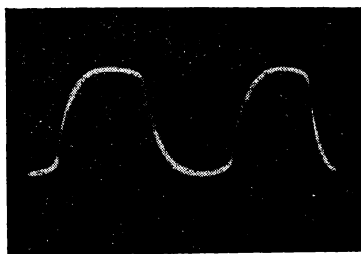


Рис. 2.15. Осциллограмма рабочего тока дросселя насыщения, включенного по схеме рис. 2.9 при активно-индуктивной нагрузке.

В данном случае, так же как и при активной нагрузке реактора, количество поглощенного напряжения должно быть в течение одного периода равно нулю. Из этого следует, что площадки P_1 и P_2 (рис. 2.14, а) должны быть рав-

ны. Это относится и к количеству напряжения на индуктивности нагрузки; так же как и в предыдущем случае, площади P_3 и P_4 равны между собой. Форма кривой рабочего тока здесь уже не прямоугольная, как при активной нагрузке (см. жирную линию на рис. 2.14,а). Полученная экспериментально осциллограмма кривой тока представлена на рис. 2.15. Кривые магнитного потока в функции времени изображены на рис. 2.14,б, а продвижение рабочих точек на составной кривой намагничивания изображено на рис. 2.14,в.

2.7. СХЕМА ПАРАЛЛЕЛЬНОГО ВКЛЮЧЕНИЯ ДРОССЕЛЯ НАСЫЩЕНИЯ ПРИ АКТИВНОЙ НАГРУЗКЕ

При параллельно включенных рабочих обмотках (рис. 2.16) достигается равенство напряжения на обеих обмотках для каждого момента времени. Ток i_2 , протекающий по нагрузке R_2 , равняется сумме токов, протекающих по рабочим обмоткам.

При рассмотрении схемы параллельного включения мы сохраним тот же порядок рассуждений, как и в предыдущем случае.

На рабочих обмотках могут возникнуть индуктивные падения напряжения только в насыщенном состоянии сердечников. В этом случае сумма магнитодвижущих сил рабочих

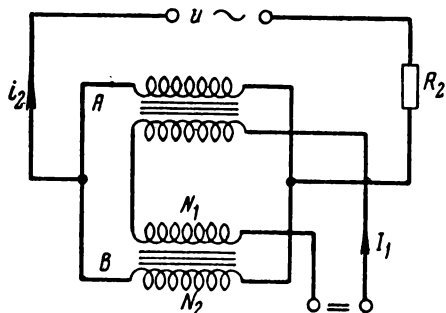
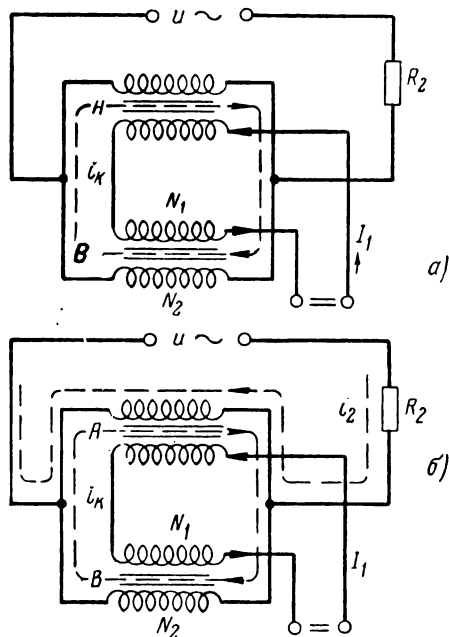


Рис. 2.16. Схема дросселя насыщения с параллельным включением рабочих обмоток и активной нагрузкой.

и управляющей обмоток на каждом сердечнике должна равняться нулю. Так как управляющие МДС обоих реакторов равны по величине, но противоположны по направлению, то и МДС рабочих обмоток должны быть равны по величине и направлены навстречу. Это означает, что при равенстве числа витков рабочих обмоток обоих сердечников по ним будет протекать ток i_k , который замыкается в цепи параллельно включенных рабочих обмоток (рис. 2.17,а). Падение напряжения на нагрузке и ток в ней при этом равны нулю, а напряжение на рабочих обмотках равняется напряжению источника переменного тока.

При насыщении одного из сердечников в момент t_1 (рис. 2.18), например сердечника реактора A , напряжение на обмотке этого реактора станет равным нулю; очевидно, будет равно нулю и напряжение на обмотке другого реактора, так как они соединены параллельно. Пока реактор A насыщен, рабочий ток i_2 ограничивается только нагрузочным сопротивлением, которое потребляет полностью все напряжение источника. Если дроссель B не насыщен в период от t_1 до t_2 , по его обмотке протекает ток $i_{2B} = i_k$ (рис. 2.18,б), компенсирующий МДС обмотки управления.



По рабочим обмоткам насыщенного дросселя должен протекать ток, равный разности рабочего тока и приведенного тока управления (рис. 2.17,б).

Так как схема включения обоих реакторов совершенно симметрична и их обмотки управления создают равные по величине, но противоположные по знаку МДС, то процессы в обоих реакторах совершенно идентичны, но сдвинуты по фазе на половину периода.

Рис. 2.17. Распределение токов, протекающих по рабочим обмоткам при параллельном включении:

а — оба реактора не насыщены; б — реактор A насыщен.

Количества напряжения на рабочих обмотках реактора

На рис. 2.18,а, б, в и г представлены в функции времени кривые напряжения сети, напряжения на рабочих обмотках и на нагрузке, кривые токов и магнитных потоков. Соответствующее указанным кривым расположение рабочих точек на кривых намагничивания показано на рис. 2.18,д. Из кривых рис. 2.18 следует, что сердечники насыщаются поочередно.

Количества напряжения на рабочих обмотках реактора

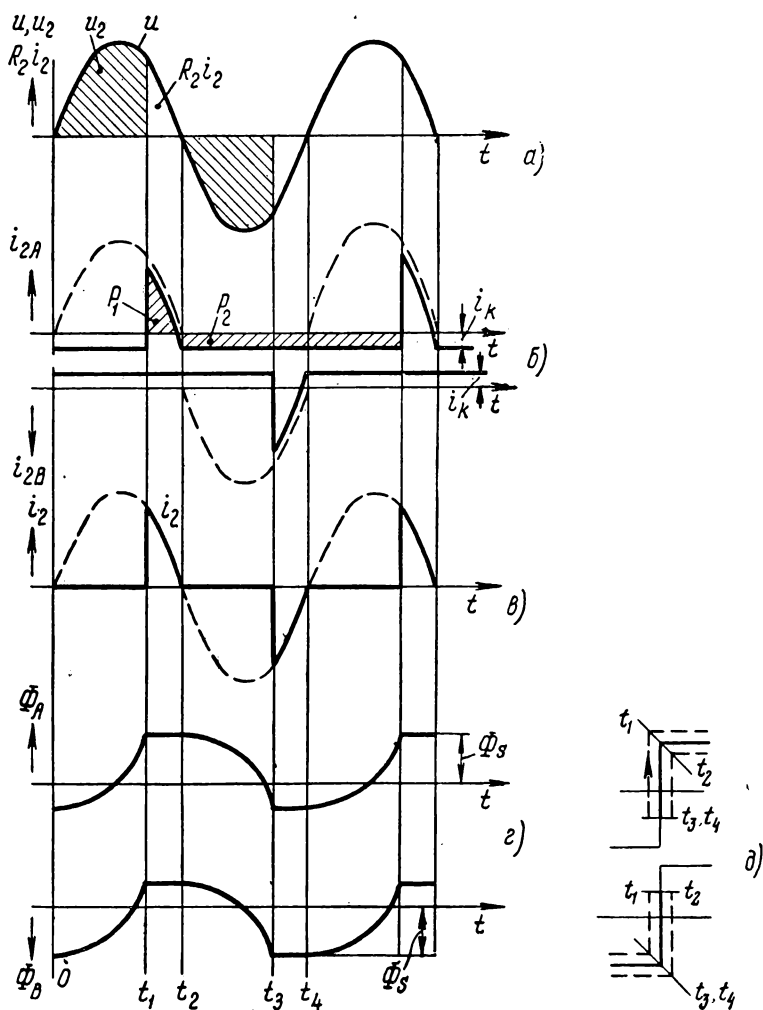


Рис. 2.18. Зависимость от времени основных величин для дроселя насыщения с параллельным включением рабочих обмоток и активной нагрузкой:

а — напряжение питания u , напряжение на рабочих обмотках u_2 , напряжение нагрузки $R_2 i_2$; б — токи в рабочих обмотках i_{2A} , i_{2B} и i_K ; в — ток нагрузки i_2 ; г — магнитные потоки реакторов Φ_A и Φ_B ; д — следы рабочих точек на кривых намагничивания обоих сердечников.

(рис. 2.18,а) изображаются одинаково заштрихованными и равными площадками. Кривые тока в рабочих обмотках (рис. 2.18,б) также не имеют постоянной составляющей, и поэтому площадки P_1 и P_2 равновелики. При увеличении МДС управления увеличивается площадка P_2 , высота которой равна компенсирующему току и, следовательно, увеличивается и площадка P_1 .

Если сердечник насыщен, значение тока в рабочих обмотках определяется напряжением источника переменного тока и нагрузочным сопротивлением, а площадка P_1 может увеличиваться только за счет смещения влево момента времени t_1 . Интервал насыщения будет тем больше, чем больше управляющая МДС. Если ток управления увеличивается так, что момент t_1 совпадает с нулем (при этом t_3 перемещается влево и совпадает с t_2), то падение напряжения на обмотках реакторов становится равным нулю и все напряжение источника питания прикладывается к нагрузке. Дальнейшее увеличение тока управления не оказывает влияния на значение тока в рабочих обмотках и в нагрузке.

Характерной особенностью рассматриваемой схемы является то обстоятельство, что значение тока управления определяет величину рабочего тока только в интервале насыщения. В этой части периода значение рабочего тока зависит только от напряжения сети и сопротивления нагрузки. Таким образом, свойства рассматриваемой схемы в известной мере аналогичны свойствам схем с тиратронами или игнитронами, управляемыми изменением угла зажигания. Для сравнения напомним, что в схеме с последовательным включением обмоток и большим импедансом цепи управления в зависимости от значения тока управления изменялась высота прямоугольной кривой рабочего тока.

В схеме с параллельным включением рабочих обмоток реакторов в каждый момент времени на обеих рабочих обмотках имеется одинаковое напряжение и, так как управляющие обмотки включены навстречу друг другу, сумма напряжений обеих управляющих обмоток равна нулю. Это делает возможным увеличение количества витков обмоток управления без опасения, что возникнут высокие индуктированные напряжения.

На рис. 2.19 приведены осциллограммы основных величин для рассматриваемой схемы.

В приведенных выше рассуждениях не учитывалось сопротивление рабочих обмоток, величина которого оказы-

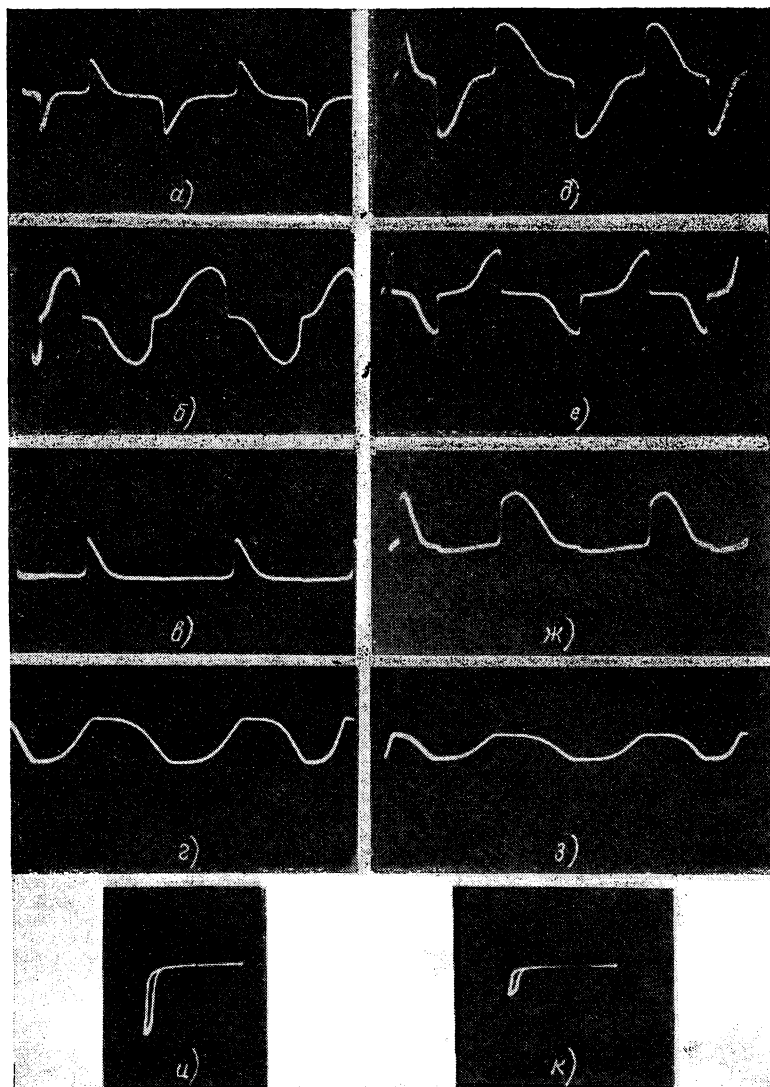


Рис. 2.19. Осциллограммы токов, напряжений и магнитных потоков для дросселя насыщения с параллельным включением рабочих обмоток, активной нагрузкой и большей (e) и меньшей (a) МДС управления:

a и d — тока в нагрузке; б и e — напряжения на рабочих обмотках; e и ж — тока в рабочей обмотке одного реактора; z и з — магнитного потока; u и к — следы рабочей точки на кривой намагничивания.

вает существенное влияние, например, на время реагирования (гл. 5).

Для уточнения полученных результатов рассмотрим схему, показанную на рис. 2.20а. На указанной схеме сопротивления рабочих обмоток показаны в виде внешних сопротивлений r ; в цепь управления включен импеданс

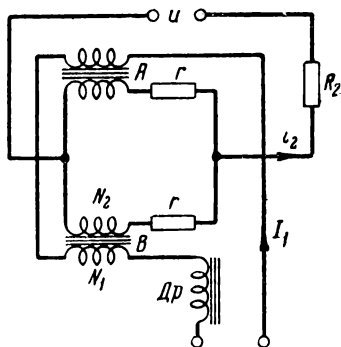


Рис. 2.20а. Схема замещения дросселя насыщения с параллельным включением рабочих обмоток, большим импедансом в цепи управления (дроссель Др) и активной нагрузкой.

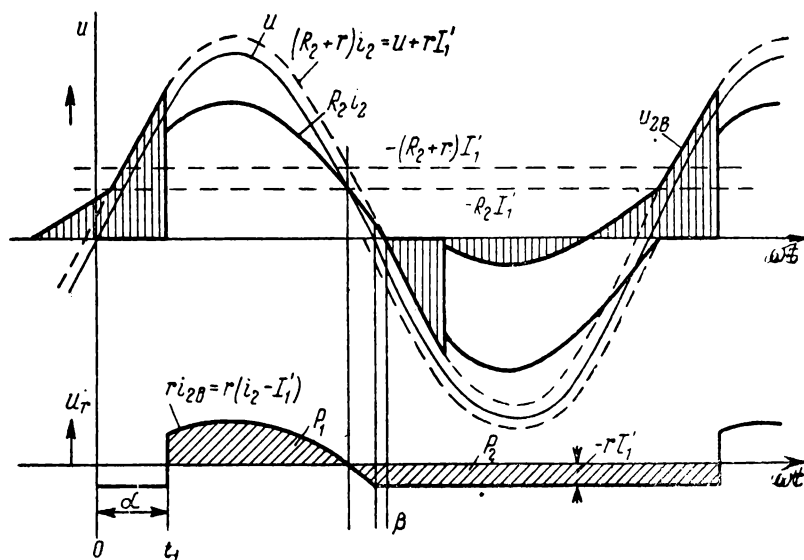


Рис. 2.20б. Зависимость от времени основных величин для дросселя насыщения, включенного по схеме рис. 2.20а:

u — кривая напряжения питания; $R_2 I_2$ — напряжения на нагрузке; u_{2B} — напряжения на реакторе (заштрихованная площадь); u_r — напряжение на активном сопротивлении обмотки.

(дроссель Dp) достаточно большой величины, для того чтобы не учитывать переменную составляющую тока управления.

Пока оба реактора не насыщены, по рабочим обмоткам протекает ток, компенсирующий МДС управляющей обмотки. Падение напряжения, создаваемое компенсирующим током на одном из реакторов, будет действовать согласованно с напряжением сети, а на другом — в противоположном направлении.

Таким образом, напряжения на обмотках реакторов будут равны:

$$u_{2A} = u - rI'_1,$$

$$u_{2B} = u + rI_1,$$

где I'_1 — ток управления, приведенный к числу витков рабочих обмоток, т. е.

$$I'_1 = I_1 \frac{N_1}{N_2}.$$

Так как напряжения на обмотках реакторов в этом режиме различны, то различны и потоки. Следовательно, в обмотке управления наводится э. д. с., равная разности напряжений нагрузочных обмоток и приведенная к цепи управления.

Токи, возникающие при этом в цепи управления, могут оказать существенное влияние на статические и переходные режимы дросселя насыщения с параллельно включенными обмотками. Кривые напряжений и токов для случая, соответствующего рис. 2.20а показаны на рис. 2.20б.

Если, например, импеданс цепи управления не равен бесконечности, то его влияние можно учесть путем введе-

ния в схему сопротивления $r'_1 = \frac{N_2}{N_1} r_1$, являющегося сопротивлением цепи управления, приведенным к числу витков рабочей обмотки (рис. 2.21).

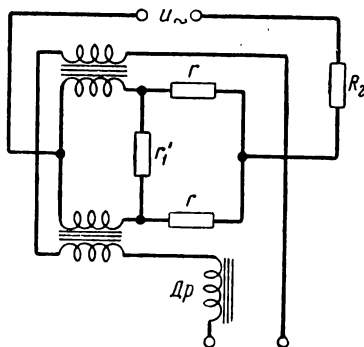


Рис. 2.21. Схема замещения, аналогичная изображенной на рис. 2.20а, при малом сопротивлении в цепи управления.

2.8. СХЕМА ПАРАЛЛЕЛЬНОГО ВКЛЮЧЕНИЯ ДРОССЕЛЯ НАСЫЩЕНИЯ С АКТИВНО-ИНДУКТИВНОЙ НАГРУЗКОЙ

Наличие индуктивной нагрузки оказывает влияние на форму кривой рабочего тока и изменяет момент времени, в который кривая тока проходит через нуль. Ток в цепи нагрузки начинает увеличиваться с момента времени t_1 (рис. 2.22), какой-нибудь из реакторов насыщается и на нагрузке скачком появляется напряжение, равное полному

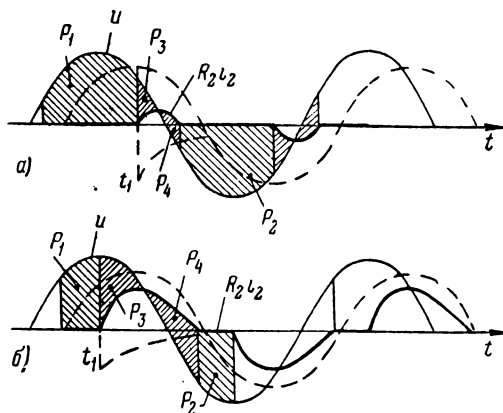


Рис. 2.22. Кривые напряжения и тока в дросселе насыщения при параллельном включении рабочих обмоток и активно-индуктивной нагрузки:

а — при меньшей МДС управления; б — при большей МДС управления.

P_3, P_4 — количество напряжения на индуктивности нагрузки. P_1, P_2 — количество напряжения на дросселе.

напряжению питания. Ток увеличивается постепенно; кривая тока зависит от постоянной времени цепи нагрузки.

Как только рабочий ток пройдет через нуль, насыщенный реактор рассасывается и оба реактора становятся ненасыщенными, в рабочих обмотках протекает только ток, который компенсирует МДС управления. Ток в нагрузке и падение напряжения на ней при этом равны нулю, и все напряжение источника питания оказывается приложенным к параллельно включенным рабочим обмоткам. Через некоторое время насыщается другой реактор и весь процесс повторяется снова, но с обратной полярностью.

На рис. 2.22, а, б приведены кривые напряжений и токов для двух значений МДС управления. При установившемся режиме должно сохраняться равенство площадей

$P_1 = P_2$ и $P_3 = P_4$, которые представляют количества напряжения, поглощенные реакторами и индуктивностью нагрузки. Осциллограммы кривых тока при индуктивной нагрузке изображены на рис. 2.23, а и б.

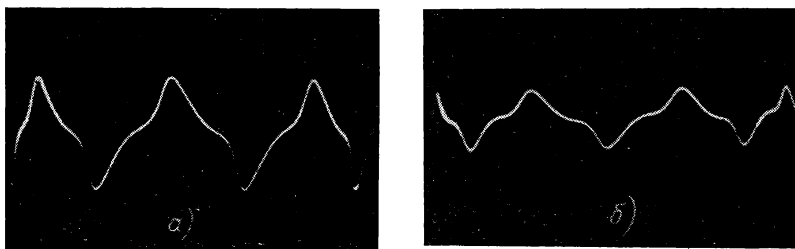


Рис. 2.23. Осциллограммы рабочего тока для дросселя насыщения с параллельным включением рабочих обмоток и активно-индуктивной нагрузкой:

а — при большей МДС управления; б — при меньшей МДС управления.

2.9. СХЕМА ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОГО ВКЛЮЧЕНИЯ ДРОССЕЛЯ НАСЫЩЕНИЯ ПРИ МАЛОМ ИМПЕДАНСЕ В ЦЕПИ УПРАВЛЕНИЯ И АКТИВНОЙ НАГРУЗКЕ

Схема последовательного включения дросселя насыщения изображена на рис. 2.24. Зависимости основных величин от времени приведены на рис. 2.25.

Сначала рассмотрим упрощенный случай, полагая, что все активные сопротивления обмоток реакторов и сопротивление цепи управления равны нулю. Установим условия для возможных состояний реакторов.

1. Оба реактора насыщены. В этом случае рабочая и управляющая цепи не зависят друг от друга и по рабочей цепи протекает ток, который определяется напряжением питания и сопротивлением R_2 . Ток в цепи управления не содержит переменной составляющей и определяется приложенным к цепи управления напряжением постоянного тока и сопротивлением этой цепи.

2. Один реактор насыщен, дру-

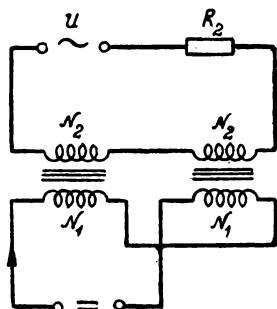


Рис. 2.24. Схема дросселя насыщения с малым импедансом в цепи управления и последовательно включенными рабочими обмотками.

гой не насыщен. Если импеданс цепи управления равен нулю, то обмотки управления образуют короткозамкнутый контур, препятствующий возникновению лагания напряжения на рабочей обмотке ненасыщенного реактора. Падение напряжения на обмотке насыщенного реактора также равно нулю. Поэтому ток в ра-

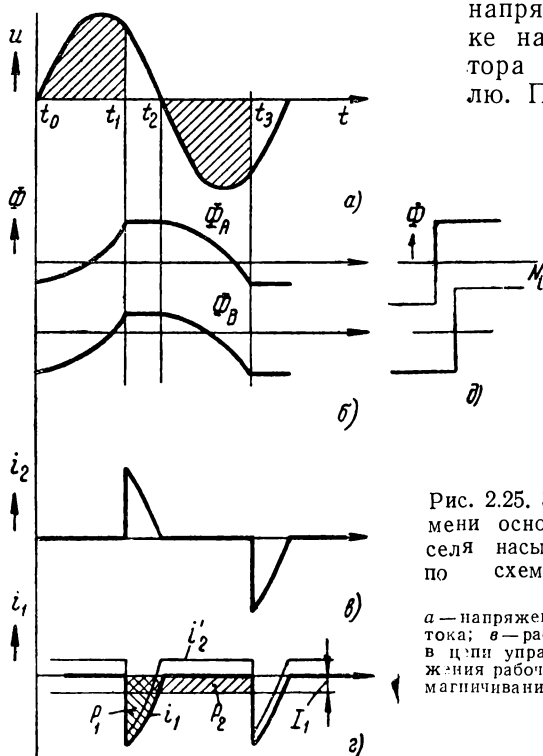


Рис. 2.25. Зависимость от времени основных величин дросселя насыщения, включенного по схеме, приведенной на рис. 2.24:

а — напряжения; б — магнитного потока; в — рабочего тока; г — тока в цепи управления; д — след движения рабочих точек на кривых намагничивания обоих сердечников.

бочей цепи, как и в предыдущем случае, определяется приложенным напряжением u и сопротивлением R_2 и имеет форму отрезков синусоиды (рис. 2.25). Так как для ненасыщенного реактора сумма МДС должна быть равна нулю, то в течение каждого интервала времени, в котором один из сердечников остается ненасыщенным, ток обмотки управления повторяет форму тока рабочей цепи. Иначе говоря, ненасыщенный реактор работает в режиме трансформатора тока. МДС его рабочей обмотки и обмотки управления равны и взаимно компенсируются.

3. Оба реактора не насыщены. Такое состояние реакторов может иметь место только тогда, когда сумма МДС

рабочей и управляющей обмоток для каждого из них одновременно равны нулю. Это можно записать в виде следующих выражений:

$$N_2 i_2 + N_1 i_1 = 0 \text{ — для первого реактора}$$

и

$$N_2 i_2 - N_1 i_1 = 0 \text{ — для второго реактора.}$$

Эти выражения могут быть одновременно справедливы только при $i_1 = i_2 = 0$. В этом случае ток в нагрузке и падение напряжения на ней равны нулю и полное напряжение питания прикладывается к последовательно включенным рабочим обмоткам. Так как реакторы при этом находятся в совершенно одинаковых условиях, то это напряжение делится между обмотками реакторов равномерно, т. е.

$$u_{2A} = u_{2B} = \frac{u}{2}.$$

Описанные состояния реакторов чередуются, как это показано на рис. 2.25. Например, в момент t_1 насыщается сердечник A , сердечник B при этом не насыщен. В период времени от t_1 до t_2 рабочий ток представляется отрезком синусоиды. В момент t_2 рабочий ток падает до нуля и сердечник A переходит в ненасыщенное состояние. В интервале от t_2 до t_3 оба сердечника не насыщены и на каждый реактор ложится половина напряжения питания. В момент времени t_3 насыщается сердечник B — и весь процесс повторяется с обратной полярностью.

Ток в управляющей цепи может быть представлен в виде постоянной составляющей, которая определяется активным сопротивлением цепи управления и приложенным к ней напряжением постоянного тока и переменной составляющей. Эта переменная составляющая, возникающая под влиянием э. д. с., индуктированной в цепи управления при изменении рабочего тока, имеет ту же форму, что и кривая тока рабочей цепи, и играет такую же роль, как и ток, циркулирующий в рабочих обмотках дросселя насыщения с параллельно включенными обмотками.

Расположение на оси абсцисс моментов времени t_1 и t_3 , так же как и в случае параллельного включения рабочих обмоток определяется равенством площадей P_1 и P_2 (рис. 2.25, z). С увеличением тока управления моменты времени t_1 и t_3 передвигаются влево, т. е. насыщение в каждом из сердечников наступает раньше и среднее значение тока в рабочей цепи увеличивается. Если значение управ-

ляющего тока увеличить настолько, что момент времени t_1 совпадает с моментом времени t_0 и соответственно t_3 с t_2 , то в течение каждого полупериода насыщен один из сердечников и дроссель насыщения ведет себя так, как будто его рабочие обмотки замкнуты накоротко.

Дальнейшее увеличение тока управления приводит к одновременному насыщению обоих сердечников и не оказывает влияния на рабочий ток, который в этом случае определяется только напряжением сети и сопротивлением нагрузки.

Рассмотрим теперь более близкий к реальным условиям случай, когда сопротивление цепи управления не равно

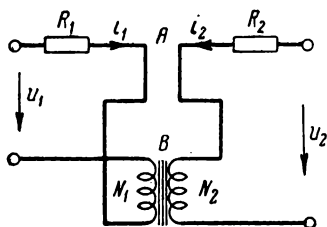


Рис. 2.26 Упрощенная схема дросселя насыщения при последовательном включении рабочих обмоток для случая, когда один из реакторов (А) насыщен.

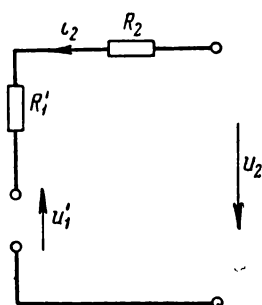


Рис. 2.27. Схема замещения дросселя насыщения (рис. 2.26).

нулю. Сопротивление цепи управления может складываться из сопротивления обмотки, сопротивления источника управляющего напряжения и, наконец, из внешнего добавочного сопротивления.

1а. Оба реактора насыщены. Характер процесса в этом случае не зависит от сопротивления цепи управления. Как это было описано выше, при насыщении обоих реакторов рабочие обмотки и обмотки управления не связаны между собой и ток в каждой из этих обмоток определяется приложенным напряжением и сопротивлением цепи.

2а. Один реактор насыщен, другой не насыщен. Если реактор А насыщен, то можно принять, что его обмотки практически закорочены; ненасыщенный реактор В в этом случае работает как идеальный трансформатор и его цепь управления может быть приведена к рабочей цепи в соответствии с отношением чисел витков. Такая схема замещения показана на рис. 2.27, где также указаны приведен-

ные значения управляющего напряжения и сопротивления цепи управления:

$$U'_1 = \pm \frac{N_2}{N_1} U_1,$$

$$R'_1 = \left(\frac{N_2}{N_1} \right)^2 R_1.$$

Ток в цепи управления связан с нагрузочным током следующим соотношением:

$$i_1 = \pm \frac{N_1}{N_2} i_2.$$

Знаки $+$ и $-$ в формулах для тока и напряжения относятся к положительным и отрицательным полуволнам тока и напряжения.

В рассматриваемом интервале напряжение на рабочей обмотке ненасыщенного реактора определяется разностью между напряжением питания u_2 и падением напряжения на сопротивлении нагрузочной цепи R_2 , т. е.

$$u_p = u_2 - i_2 R_2,$$

и так как

$$U'_1 + u_2 = i_2 (R_2 + R'_1),$$

то

$$u_p = i_2 R'_1 - U'_1,$$

где

$$i_2 = \frac{u + U'_1}{R_2 + R'_1}.$$

Магнитный поток в этой цепи изменяется в соответствии с изменением напряжения u_p (рис. 2.28):

$$\Phi = \frac{1}{N_2} \int_0^t u_p dt.$$

За. Оба реактора не насыщены. Когда реакторы находятся в ненасыщенном состоянии, как это уже указывалось, имеют место уравнения

$$N_2 i_2 + N_1 i_1 = 0$$

и

$$N_2 i_2 - N_1 i_1 = 0,$$

поэтому рабочий и управляющий токи равны нулю, падение напряжения на нагрузочном сопротивлении и на сопротивлении цепи управления также равно нулю и, следовательно, напряжения на рабочих обмотках должны удовлетворять уравнениям, в которые величины падения напряжения не входят,

$$u_{2A} + u_{2B} = u,$$

$$u_{2A} - u_{2B} = U'_1,$$

откуда

$$u_{2A} = \frac{u + U'_1}{2},$$

$$u_{2B} = \frac{u - U'_1}{2}.$$

Отдельные, только что описанные состояния реакторов устанавливаются в зависимости от значения напряже-

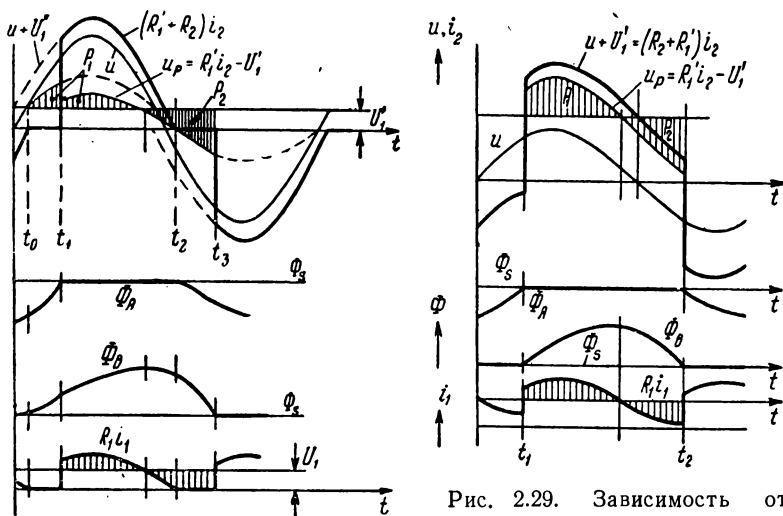


Рис. 2.28. Зависимость от времени основных величин для дросселя насыщения при последовательном включении рабочих обмоток, малом импедансе в цепи управления и активной нагрузке (с учетом активных сопротивлений обмоток дросселя).

Рис. 2.29. Зависимость от времени основных величин для дросселя насыщения с последовательным включением рабочих обмоток, большим импедансом в цепи управления и активной нагрузкой. Кривые построены с учетом влияния активных сопротивлений обмоток.

ния, приложенного к цепи управления и сопротивления этой цепи. Для сравнительно небольших величин u_1 и R_1 чередуются состояния реакторов, описанные в пунктах 2а и 3а данного параграфа (рис. 2.28), при большом сопротивлении имеют место состояния, разобранные в пунктах 1а и 2а, причем продолжительность состояния насыщения обоих реакторов (п. 1) теоретически равна нулю (рис. 2.29). Этот случай приближается к рассмотренному в § 2.3.

Напряжение u_p на рабочих обмотках реакторов в установившемся состоянии не должно содержать постоянной составляющей. Это означает, что площадки P_1 и P_2 должны быть равны. Этот вопрос подробнее будет рассмотрен при расчете характеристик. Следует отметить, что и в рассматриваемом случае рабочий ток прямо пропорционален напряжению, приложенному к рабочей цепи.

2.10. СХЕМА ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОГО ВКЛЮЧЕНИЯ ДРОССЕЛЯ НАСЫЩЕНИЯ ПРИ МАЛОМ ИМПЕДАНСЕ В ЦЕПИ УПРАВЛЕНИЯ И АКТИВНО-ИНДУКТИВНОЙ НАГРУЗКЕ

При малом сопротивлении цепи управления процессы в дросселе насыщения протекают примерно так же, как и при параллельном включении обмоток (§ 2.8). В ненасыщенном состоянии обоих реакторов дроссель насыщения представляет собой бесконечно большое сопротивление (если предположить, что кривая намагничивания имеет прямоугольную форму). Если один из реакторов насыщен, сопротивление рабочей цепи становится равным нулю. При этом на нагрузке появляется напряжение источника питания и возникает уже знакомый нам переходный процесс, описанный для простейшего реактора в § 2.4. При уменьшении тока рабочей цепи до нуля, состояние насыщения прекращается и напряжение источника прикладывается к рабочим обмоткам. Кривые напряжения на рабочих обмотках и тока в них аналогичны показанным на рис. 2.22. Ток управления равен рабочему току, приведенному к числу витков цепи управления

$$i_1 = \pm \frac{N_2}{N_1} i_2$$

(знак + для положительной полуволны, знак — для отрицательной полуволны рабочего тока i_2).

2.11. МАГНИТНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ С НАГРУЗКОЙ НА ПОСТОЯННОМ ТОКЕ

Выше были рассмотрены различные схемы включения магнитных усилителей с нагрузкой, питание которой осуществлялось переменным рабочим током. В ряде случаев необходимо, чтобы через нагрузку протекал постоянный ток. Чтобы работа дросселя насыщения не нарушалась при включении выпрямителей в рабочую цепь, обычно применяют мостовые схемы включения выпрямителей.

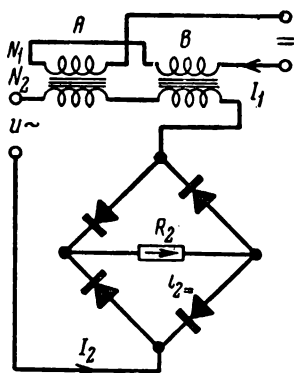


Рис. 2.30. Схема дросселя насыщения с последовательным включением рабочих обмоток, малым импедансом в цепи управления и активной нагрузкой на постоянном токе.

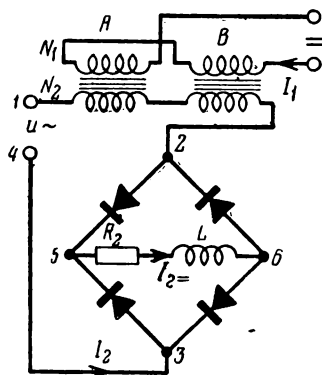


Рис. 2.31. Схема дросселя насыщения с последовательным включением рабочих обмоток, малым импедансом в цепи управления и активно-индуктивной нагрузкой на постоянном токе.

При активной нагрузке в цепи выпрямленного тока выпрямители не влияют на режим работы дросселя насыщения (рис. 2.30).

При смешанной нагрузке, т. е. активной и индуктивной (рис. 2.31), формы кривых тока в цепи рабочих обмоток и в нагрузке различны. Этот вид нагрузки очень часто встречается, например, при питании от магнитного усилителя обмоток реле или обмоток возбуждения электрических машин, в многокаскадных схемах включения с магнитными усилителями и т. д. Влияние индуктивности нагрузки сказывается в том, что э. д. с. самоиндукции стремится уменьшить скорость изменения тока в цепи нагрузки. При этом кривая тока в цепи нагрузки сглаживается тем

больше, чем больше индуктивность нагрузки. В последующих рассуждениях предполагается, что индуктивность нагрузки весьма велика и поэтому пульсациями тока нагрузки вследствие их незначительности можно пренебречь. Рассмотрим работу магнитного усилителя с последовательным соединением рабочих обмоток и малым импедансом в цепи управления.

Нагрузка магнитного усилителя состоит из индуктивного и активного сопротивлений и питается постоянным током через выпрямитель, включенный по мостовой схеме, составленной из идеальных выпрямителей, сопротивление

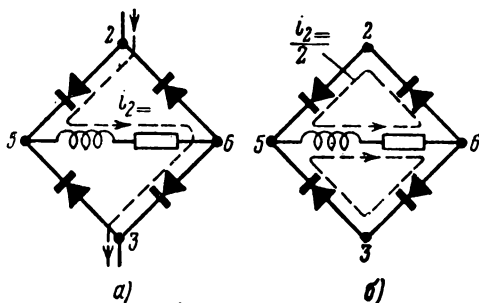


Рис. 2.32. Выпрямительный мост с индуктивной нагрузкой:

a — цепь нагрузки соединена последовательно с дросселем насыщения; *б* — цепь нагрузки замкнута накоротко.

которых принимается в прямом направлении равном нулю, а в обратном — бесконечности.

Заметим, что выпрямитель, включенный по мостовой схеме (выпрямительный мост) образует две замкнутые цепи: цепь выхода дросселя насыщения, по которой протекает переменный ток, и цепь нагрузки, по которой протекает выпрямленный ток. На рис. 2.32 эти цепи показаны пунктиром. Ток проходит по отдельным выпрямителям тогда, когда направление результирующего тока, равного сумме частичных токов i_2 и $i_2=$, совпадает с прямым направлением соответствующего выпрямителя. При этом в интервале, в котором частичные токи имеют разные направления, возможно прохождение меньшего частичного тока в сторону, противоположную прямому направлению выпрямителя.

Поэтому наряду с нормальной работой выпрямительного моста, когда токи в рабочих обмотках и в нагрузке равны (рис. 2.32, *a*), возможен режим работы, при котором часть

периода ток в рабочих обмотках не протекает, а в цепи нагрузки ток не равен нулю и поддерживается за счет энергии, аккумулированной в индуктивности нагрузки.

Ток нагрузки при этом делится на две равные части $\frac{i_2}{2}$ и замыкается по двум ветвям моста (рис. 2.32,б). Напряжение между точками 2 и 3 равно нулю, и поэтому ток i_2 в данном интервале не оказывает влияния на цепь рабочих обмоток дросселя насыщения.

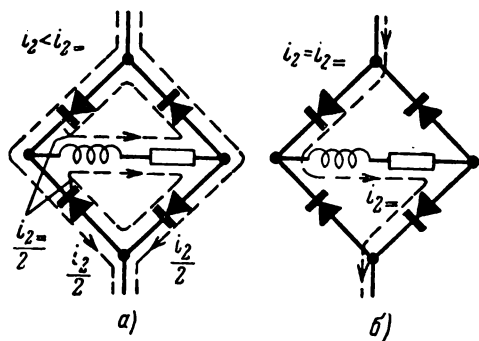


Рис. 2.33. Распределение токов в плечах выпрямительного моста с активно-индуктивной нагрузкой:

а — для ненасыщенного состояния сердечников; б — для насыщенного состояния сердечников.

В момент, когда наступает насыщение одного из реакторов, полное напряжение питания прикладывается к точкам 2 и 3 выпрямительного моста и в цепи рабочих обмоток появляется ток, который замыкается по двум параллельным путям в выпрямительном мостике. Период насыщения реактора продолжается до тех пор, пока $\frac{i_2}{2}$ меньше, чем $\frac{i_{2\text{н}}}{2}$ (рис. 2.33,а). При большем значении тока i_2 полярность тока в двух противоположных ветвях должна бы измениться, но соответствующие выпрямительные элементы этого не допускают (рис. 2.33,б). Полное напряжение в этот момент прикладывается к нагрузке, индуктивность которой весьма значительна и поэтому препятствует дальнейшему увеличению тока нагрузки; тогда ток, протекающий по рабочим обмоткам, вновь становится равным току нагрузки. Это состояние реактора длится до тех пор, пока мгновенное значение питающего напряжения не изменится до нуля (момент времени t_2 на рис. 2.34,а). Начиная с этого момента опять наступает период, когда по рабочим обмоткам не протекает ток. Наступает ненасыщенное состояние реактора, и все напряжение питания пе-

реносится с нагрузки на рабочие обмотки дросселя. Это состояние продолжается до тех пор, пока второй реактор не достигнет состояния насыщения. В этот момент (t_3) ток i_2 в рабочих обмотках мгновенно возрастает до тех пор, пока не станет равным току нагрузки $i_{2=}$ и весь процесс повторяется вновь, но с тем различием, что запираются выпрямители в других, противоположных ветвях выпрямительного моста.

Кривые напряжений на рабочих обмотках дросселя и на индуктивности нагрузки изображены на рис. 2.34, а. На рис. 2.34, б приведено напряжение нагрузки на выпрямительном мостике между точками 2 и 3 (т. е. параллельно нагрузке в цепи переменного рабочего тока) и между точками 5 и 6 (т. е. параллельно нагрузке на постоянном токе). Кривые магнитных потоков изображены на рис. 2.34, в. Кривая тока, протекающего через выпрямители, включенные в противоположные плечи моста, изображена на рис. 2.34, г, а кривая тока в цепи

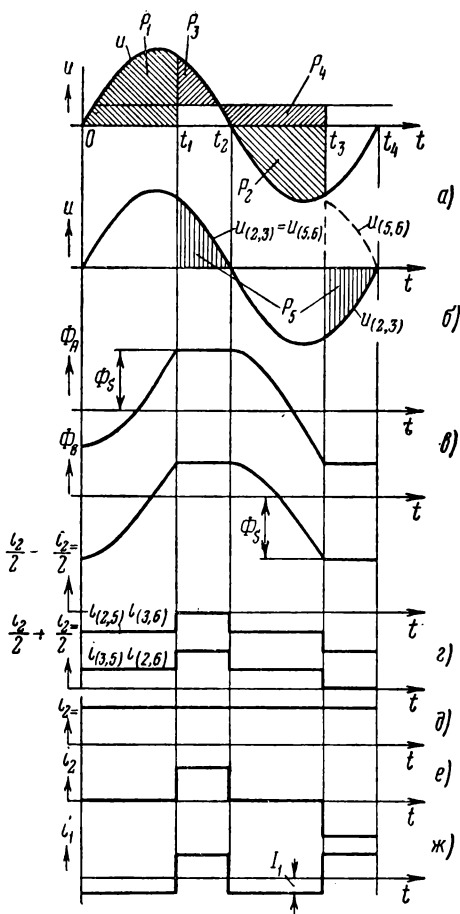


Рис. 2.34. Зависимость от времени основных величин для схемы, приведенной на рис. 2.31:

а — напряжение питания, напряжение на индуктивности нагрузки; б — напряжение на нагрузке на входе выпрямителей между точками 2 и 3; в — магнитные потоки; г — ток, протекающий по противоположным плечам моста; д — ток в цепи нагрузки; е — рабочий ток дросселя насыщения; ж — ток, индуктированный в цепи управления.

P_1, P_2 — количество напряжения на дросселе насыщения; P_3 — количество напряжения на нагрузке; P_3, P_4 — количество напряжения на индуктивности нагрузки.

нагрузки — на рис. 2.34, *д*. Кривые рабочего переменного тока приведены на рис. 2.34, *е*.

Заметим, что среднее значение переменного рабочего тока меньше, чем постоянный ток нагрузки. Это, на первый взгляд, парадоксальное соотношение очевидно из сравнения кривых рис. 2.34, *д* и *е*. С энергетической стороны в указанном соотношении нет противоречий.

В интервале времени, например от t_1 до t_2 (рис. 2.34), в течение которого один из сердечников насыщен, дроссель насыщения потребляет от источника питания энергию, одна часть которой расходуется в активном сопротивлении нагрузки, а другая накапливается в индуктивном сопротивлении нагрузки в виде энергии магнитного поля.

В интервале времени от t_2 до t_3 , в котором происходит возбуждение дросселя («интервал возбуждения»), энергия магнитного поля выделяется в активной части нагрузки, препятствуя изменению величины нагрузочного тока. Если индуктивность нагрузки весьма велика, то нагрузочный ток имеет неизменную величину. Следовательно, количество напряжения, запасенное в индуктивности нагрузки в период времени от t_1 до t_2 , в течение которого сердечники насыщены («интервал насыщения»), должно быть равно количеству напряжения, выделенному в интервале возбуждения (t_2-t_3), что выражается равенством площадей, заштрихованных частой штриховкой, (рис. 2.34, *а*).

Равны также между собой количества напряжения в каждом полупериоде, которые поглощаются в индуктивности рабочей цепи дросселя (редкая косая штриховка на рис. 2.34, *а*) и напряжение на входе выпрямителей и между точками 2, 3, 5 и 6 в интервале времени, в котором один из реакторов насыщен.

Пренебрегая потерями в обмотках реакторов и в выпрямителях, количество энергии, потребляемой из сети, в пределах целого периода равно энергии, выделяемой в активной части нагрузки. Кривая тока в обмотке управления изображена на рис. 2.34, *ж*.

На рис. 2.35 приведены осциллограммы напряжений и токов в дросселе насыщения с последовательным соединением рабочих обмоток и индуктивной нагрузкой, подключенной через выпрямитель. Кривая тока имеет пульсирующий характер, так как эксперимент не удалось осуществить с достаточно большой величиной индуктивности нагрузки. Экспериментальная кривая рабочего тока (рис. 2.35, *б*) также отличается от идеальной, что особенно

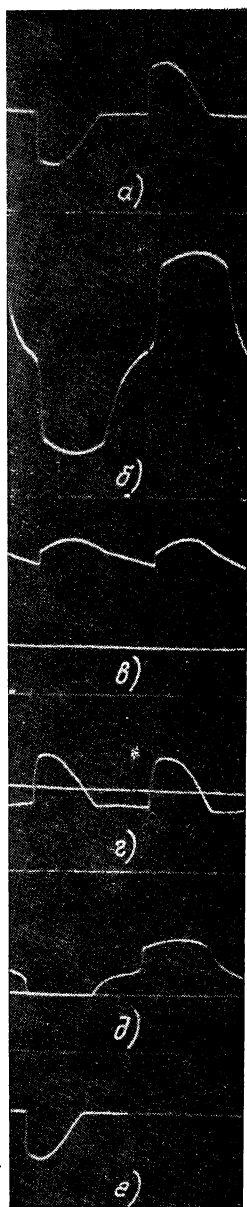
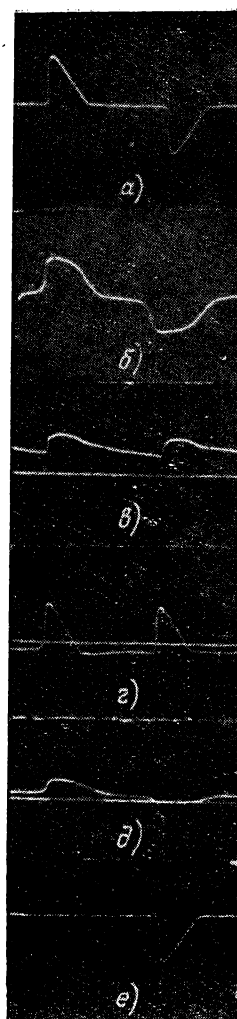


Рис. 2.35. Осциллограммы напряжений и токов для дросселя насыщения, включенного по схеме, приведенной на рис. 2.31 для двух значений МДС управления:

a—*a*—напряжение между точками 2 и 3 (рис. 2.31); *б*—*б*—рабочий ток дросселя насыщения; *в*—*в*—ток нагрузки (выпрямленный); *г*—*г*—напряжение на индуктивности нагрузки; *д*—*д*—ток, протекающий в цепи выпрямителя; *е*—*е*—напряжение на выпрямителе.

заметно, когда оба реактора не насыщены и ток в рабочей цепи близок к нулю. Это определяется недостаточной величиной импеданса цепи управления.

Приведенные выше рассуждения могут быть применены и при параллельном соединении рабочих обмоток и включении нагрузки через выпрямитель. Этот случай отличается величиной тока, индуктированного в цепи управления.

При последовательном включении рабочих обмоток и большом импедансе в цепи управления характеристики усилителя с индуктивной нагрузкой на постоянном токе не зависят от характера нагрузки. Это имеет место только в том случае, когда импеданс в цепи управления настолько велик, что кривая тока в рабочих обмотках имеет прямоугольную форму.

2.12. МАГНИТНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ С ВНУТРЕННЕЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

При рассмотрении простейших магнитных усилителей, описанных выше (§ 2.3), мы выяснили, что среднее значение рабочего тока в течение полупериода пропорционально величине компенсирующего тока. Компенсирующий ток в рассмотренном случае определяется управляющим током или точнее равен его значению, приведенному к числу витков рабочей обмотки. Если мы воспрепятствуем возникновению компенсирующего тока, то режим работы магнитного усилителя существенно изменится: при том же значении тока управления ток и МДС рабочей обмотки значительно увеличиваются. Возникновению компенсирующего тока можно помешать включением в рабочую цепь выпрямителя, проводящее направление которого противоположно направлению компенсирующего тока.

Таким образом, включение выпрямителя усиливает действие управляющего тока. Так как такой же эффект можно получить в схемах с обратной связью, то схемы с выпрямителями в рабочей цепи называют схемами с внутренней обратной связью в отличие от внешней обратной связи, которая создается отдельной обмоткой. Схемы с внешней обратной связью рассматриваются отдельно в четвертой главе. Вместо названия «магнитный усилитель с внутренней обратной связью» некоторые авторы употребляют термин «магнитный усилитель с самонасыщением» или «амплистат». Это название получило наибольшее распространение.

2.13. РЕАКТОР С ВНУТРЕННЕЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ И АКТИВНОЙ НАГРУЗКОЙ

Схема включения реактора с внутренней обратной связью (рис. 2.36) отличается от рассмотренной ранее схемы (рис. 2.1) тем, что в рабочую цепь реактора включен выпрямитель. Заменяем выпрямитель в схеме реактора (рис. 2.36) выключателем, который в определенные моменты времени замыкает и размыкает рабочую цепь (рис. 2.37). Вместо прямоугольной кривой намагничивания, изображенной на рис. 2.6, используем кривую намагничивания,

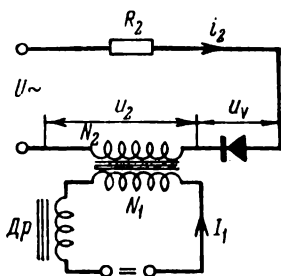


Рис. 2.36. Схема включения реактора с внутренней обратной связью.

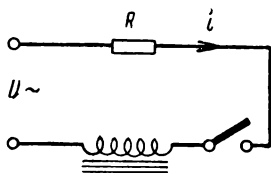


Рис. 2.37. Схема замещения реактора с внутренней обратной связью.

приведенную на рис. 2.38,г. Эта кривая отличается тем, что та часть ее, которая соответствует ненасыщенному состоянию, не вертикальна, а имеет определенный наклон, что позволяет учесть намагничивающий ток.

Необходимость в таком, несколько более сложном, изображении кривой намагничивания станет ясной в дальнейшем при детальном рассмотрении процессов в магнитном усилителе с внутренней обратной связью.

Допустим, что напряжение питания реактора (рис. 2.37) выбрано равным критическому, т. е. такому, при котором амплитудное значение потока равно потоку насыщения. Если при помощи выключателя подключить реактор к источнику питания, то через некоторое время после замыкания цепи наступит стационарный режим, в котором ток и поток будут изменяться так, как это показано на рис. 2.39. Характер изменения тока и потока непосредственно после замыкания цепи в переходном режиме существенно отличается от показанного на рис. 2.39,а. Если, например, замкнуть цепь реактора в момент времени t_0 (рис. 2.39,б), когда напряжение источника питания равно нулю, то поток начнет увеличиваться в положительном на-

правлении до тех пор, пока в момент времени t_1 не достигнет потока насыщения Φ_s .

Заметим, что в переходном режиме поток раньше становится равным потоку насыщения, чем в стационарном режиме. Это видно из следующих соотношений.

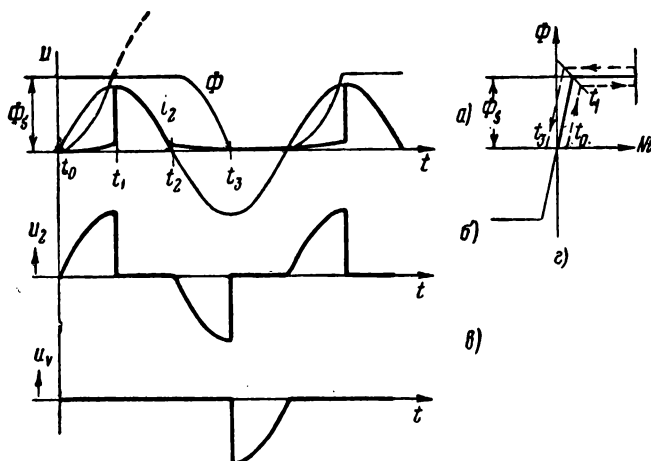


Рис. 2.38. Зависимость от времени основных величин для реактора с внутренней обратной связью (рис. 2.36) от времени:

а — кривые напряжения питания рабочего тока и потока; б — напряжение на рабочей обмотке реактора; в — обратное напряжение на выпрямителе; г — след движения рабочей точки по кривой намагничивания.

В стационарном режиме изменение потока может быть записано в виде

$$\Phi = -\Phi_{\text{макс}} + \frac{1}{N} \int_0^t u dt,$$

где $\Phi_{\text{макс}}$ — значение потока при $t=0$ (рис. 2.39, а).

В переходном режиме после включения выключателя поток изменяется в соответствии с выражением

$$\Phi = \frac{1}{N} \int_0^t u dt.$$

В приведенных выше формулах за начало отсчета принято считать момент времени, в который напряжение питания равно нулю.

Как только сердечник насыщается, реактанс рабочей обмотки реактора становится равным нулю и ток в рабочей цепи определяется только напряжением источника питания и сопротивлением нагрузки. Как показано на рис. 2.39, в, изменение тока до этой величины происходит мгновенно. В промежутке времени от t_1 до t_2 сердечник реактора насыщен и ток следует за изменением напряжения источника питания. В момент времени t_2 напряжение источника питания изменяет свой знак и сердечник переходит в ненасыщенное состояние. Дальнейшее изменение потока и тока происходит так, как это было описано выше для установившегося режима, и сердечник реактора при этом находится в ненасыщенном состоянии. Чтобы процесс насыщения периодически повторялся, включения и выключения рабочей цепи должны периодически повторяться синхронно с напряжением питания.

Такая коммутация рабочей цепи в схеме, показанной на рис. 2.36, осуществляется автоматически при помощи выпрямителя, который определенную часть периода закрыт, т. е. препятствует прохождению тока в этой цепи. При идеальных характеристиках выпрямитель закрывается в момент, когда ток в рабочей цепи уменьшается до нуля. Пока ток в рабочей цепи равен нулю, на выпрямитель действует обратное напряжение, равное напряжению источника питания (рис. 2.38, в). Как только полярность напряжения источника питания изменится в направлении, совпадающем с проводящим направлением выпрямителя, последний открывается и реактор ведет себя так же, как при замыкании рабочей цепи выключателем. В момент

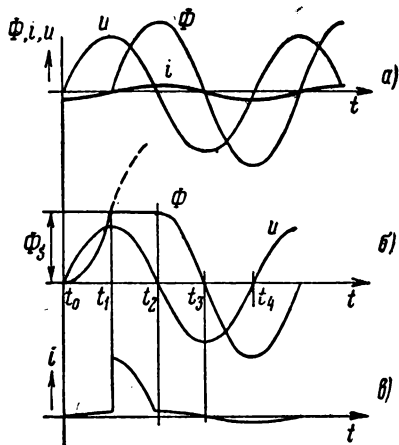


Рис. 2.39. Зависимость от времени основных величин схемы замещения реактора с внутренней обратной связью (рис. 2.37):

а — напряжение питания, магнитный поток и ток в рабочей обмотке в случае, когда выпрямитель отсутствует (выключатель замкнут длительно); б — кривая напряжения питания и магнитного потока после включения выключателя в момент времени $t = 0$; в — кривая тока после включения выключателя в момент времени $t = 0$.

времени t_1 сердечник реактора насыщения, рабочий ток возрастает скачком до значения, зависящего от мгновенной величины напряжения u и сопротивления рабочей цепи R_2 , и до момента времени t_2 следует за изменениями напряжения. Как это видно из рис. 2.38, а и г, в интервале от t_1 до t_2 кривая рабочего тока является отрезком синусоиды, а поток сохраняет постоянное значение, равное потоку насыщения Φ_s . В момент времени t_2 поток начинает уменьшаться и сердечник реактора переходит в ненасыщенное состояние. При этом начиная с момента времени t_2 почти все напряжение источника падает на рабочей обмотке реактора, а падение напряжения на нагрузке, вызванное током намагничивания, так мало, что им можно пренебречь. Таким образом, в промежутке времени от t_2 до t_3 в рабочей обмотке реактора протекает незначительный по величине ток намагничивания. Магнитный поток и ток намагничивания в этом интервале изменяются пропорционально количеству напряжения, которое поглощается рабочей цепью реактора. Это продолжается до тех пор, пока ток в рабочей цепи не уменьшится до нуля. В этот момент (t_3) напряжение источника питания мгновенно переносится с рабочей обмотки реактора на выпрямитель и, действуя в непроводящем направлении выпрямителя, запирает рабочую цепь. Процессы при этом протекают так же, как если бы в схеме (рис. 2.37) рабочая цепь была разорвана выключателем. Кривая обратного напряжения на зажимах выпрямителя показана на рис. 2.38, в. Пока выпрямитель заперт, магнитный поток не изменяется, сохраняя значение, которое было достигнуто к моменту времени t_3 . На это значение магнитного потока можно, однако, повлиять изменением МДС обмотки управления. В зависимости от величины и знака тока управления при открытии выпрямителя в следующем периоде магнитный поток начнет изменяться уже от нового значения, которое зависит от МДС цепи управления. Таким образом, в зависимости от значения тока управления насыщение сердечника наступает ранее или позднее и, следовательно, изменяется время, в течение которого напряжение источника питания приложено к сопротивлению нагрузки. В результате этого также изменяется и среднее значение тока в рабочей цепи.

Изменение потока, тока и напряжения в нагрузке, обратного напряжения выпрямителя (u) в зависимости от времени, а также расположение рабочей точки на кривой намагничивания показаны на рис. 2.40.

Теперь легко объяснить, почему при анализе процессов в реакторе с внутренней обратной связью мы использовали кривую намагничивания с конечной крутизной в ненасыщенной части. При использовании кривой намагничивания прямоугольной формы нельзя было бы определить величину магнитного потока в зависимости от величины тока управления в интервале времени, в течение которого выпрямитель не пропускает ток.

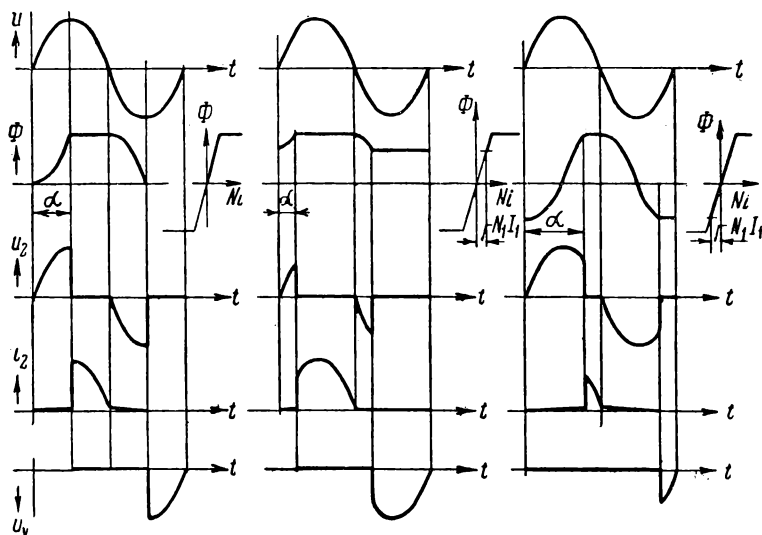


Рис. 2.40. Зависимость от времени основных величин для реактора с внутренней обратной связью (рис. 2.36) при различных значениях МДС управления.

В схемах включения реактора без обратной связи, как мы это видели в предыдущих разделах, минимальный рабочий ток будет при токе управления, равном нулю. В отличие от этого в рассматриваемой схеме с внутренней обратной связью минимальный рабочий ток соответствует МДС управления, действующей в отрицательном направлении и равной МДС насыщения Ni_s (рис. 2.39). Если МДС управления, равная Ni_s , действует в положительном направлении (т. е. совпадает по направлению с МДС рабочей цепи), то сердечник реактора насыщен длительно (в течение всего периода) и рабочий ток имеет максимальное значение.

Отсюда следует, что МДС управления, необходимая для изменения рабочего тока от минимального до максимального значения, равна $2Ni_s$, т. е. определяется крутизной кривой намагничивания в ненасыщенной части, и поэтому МДС управления в схемах с внутренней обратной связью намного меньше, чем в схемах, рассмотренных в предыдущих разделах.

Работа реактора с внутренней обратной связью подобна работе управляемого выпрямителя. Так, например, момент насыщения определяется током управления и аналогичен моменту зажигания в управляемом выпрямителе, одинаковы также формы кривых тока в рабочей цепи и т. д.

Характеристики реактора с внутренней обратной связью имеют свои особенности в области отрицательных значений токов управления (рис. 2.41). Если ток управления увели-

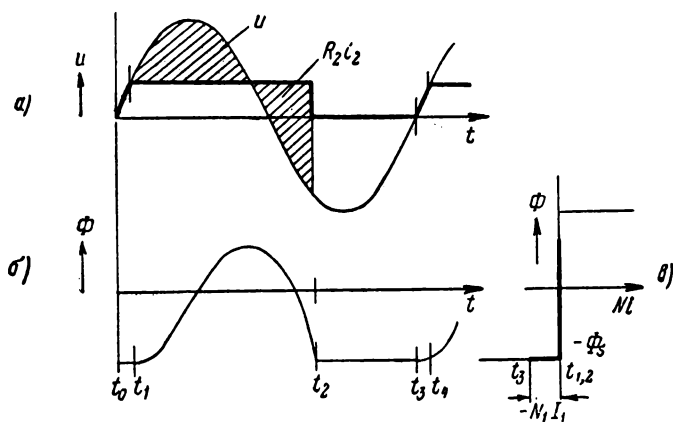


Рис. 2.41. Кривые напряжения питания u , рабочего тока i_2 и магнитного потока Φ для реактора с внутренней обратной связью при большом отрицательном токе управления.

чивать в области отрицательных величин, то сердечник реактора будет насыщен до тех пор, пока МДС рабочего тока меньше, чем МДС управления. В момент времени t_1 указанные МДС становятся равными (рис. 2.41, а), сердечник насыщается и на рабочей обмотке реактора создается падение напряжения. Пока сердечник реактора не насыщен (промежуток времени от t_1 до t_2), э. д. с. самоиндукции, возникающая в рабочей цепи при изменениях тока, поддерживает значение этого тока практически неизмен-

ным. Как видно из кривой потока (рис. 2.41,б), в момент времени t_2 сердечник снова насыщается. Так как в момент t_2 напряжение источника питания действует противоположно проводящему направлению выпрямителя, то в интервале от t_2 до t_3 ток в рабочей цепи не протекает. При этом полное напряжение источника питания приложено к зажимам выпрямителя и поддерживает его в непроводящем состоянии. В момент времени t_3 полярность напряжения питания изменяется и в рабочей цепи появляется ток. В промежутке от t_3 до t_4 сердечник реактора остается в насыщенном состоянии и ток в рабочей цепи определяется сопротивлением этой цепи и напряжением питания, которое в этом интервале уравнивается падением напряжения на нагрузке. Ток в рабочей цепи увеличивается до момента времени t_4 , начиная с которого МДС рабочей цепи компенсирует МДС управления, сердечник реактора переходит в ненасыщенное состояние и весь процесс повторяется снова.

Как видно из вышеизложенного, при отрицательных токах управления работа реактора с внутренней обратной связью напоминает работу простейшего реактора без обратной связи. Однако в реакторе с внутренней обратной связью при отрицательных сигналах управления насыщенное состояние наступает в интервале, когда выпрямитель закрыт и ток в рабочей цепи равен нулю.

2.14. РЕАКТОР С ВНУТРЕННЕЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ И АКТИВНО-ИНДУКТИВНОЙ НАГРУЗКОЙ

Схема включения реактора аналогична схеме, показанной на рис. 2.36, за исключением цепи нагрузки, которая состоит как из активной, так и индуктивной составляющих. Кривые тока, напряжения и магнитного потока, а также расположение рабочей точки на кривой намагничивания показаны на рис. 2.42. Выберем начало отсчета таким образом, чтобы при $t=0$ заканчивался интервал времени, в течение которого выпрямитель был закрыт и ток по нагрузке не протекал. МДС сердечника при этом определялась только лишь током, протекающим в обмотке управления. В момент $t=0$ питающее напряжение меняет свое направление, выпрямитель открывается и в рабочей цепи появляется ток. Пока сердечник ненасыщен, ток в рабочей цепи равен току намагничивания. Вызванное этим током падение напряжения на нагрузке невелико и им можно пренебречь. Магнитный поток увеличивается пропорцио-

нально количеству напряжения, которое поглощается рабочей обмоткой реактора.

До тех пор, пока сердечник реактора ненасыщен, процесс протекает так же, как и при активной нагрузке. Как только магнитный поток достигает величины насыщения (момент времени t_1), реактанс рабочей обмотки становится

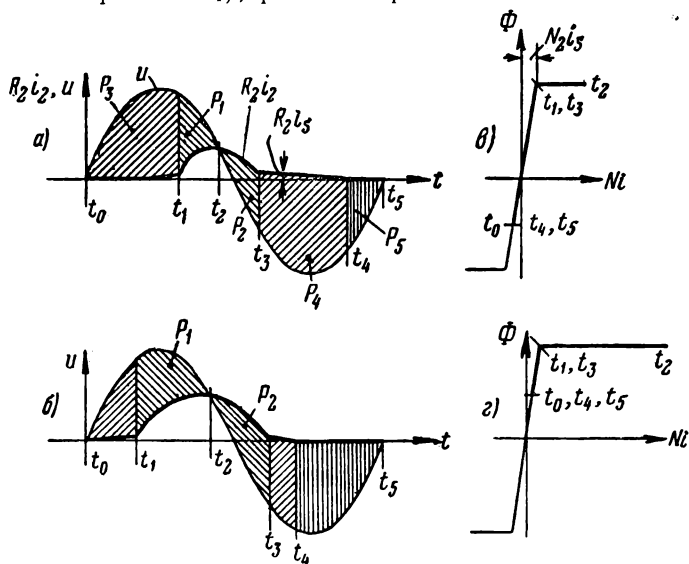


Рис. 2.42. Кривые основных величин и след рабочей точки на кривой намагничивания для реактора с внутренней обратной связью (рис. 2.36) при активно-индуктивной нагрузке:

а — кривые токов и напряжений; *б* — токи при большей величине МДС управления; *в* и *г* — кривые намагничивания и след рабочей точки; P_3, P_4 — количество напряжения на реакторе; P_1, P_2 — количество напряжения на индуктивности нагрузки; P_5 — количество напряжения на зажимах выпрямителя.

ся равным нулю и дальнейшее изменение рабочего тока происходит так же, как и при включении индуктивной нагрузки к сети переменного тока. При этом возникает уже знакомый нам переходный процесс, описанный для случая простейшего реактора без внутренней обратной связи. При увеличении тока в индуктивности нагрузки возникает э. д. с., которая вместе с активным падением напряжения уравнивает напряжение питания. В момент времени t_2 ток достигает максимального значения и далее начинает уменьшаться. Э. д. с., наведенная в индуктивности нагруз-

ки в этот момент изменяет свой знак. Магнитный поток реактора увеличивается в промежутке времени от t_0 до t_1 , затем в промежутке времени от t_1 до t_3 сохраняет постоянное значение, равное потоку насыщения Φ_s . Этому значению потока соответствует МДС, равная или большая МДС насыщения $N_2 i_s$ (рис. 2.42). Начиная с момента t_3 поток реактора начинает уменьшаться ($\Phi < \Phi_s$) и сердечник реактора переходит в ненасыщенное состояние.

В момент времени t_4 сердечник реактора приходит в такое же состояние, как и при t_0 , и в промежутке времени от t_4 до t_5 поток реактора не изменяется, ток в рабочей цепи равен нулю, а все напряжение источника питания прикладывается к выпрямителю, действуя в направлении, противоположном его проводящему направлению. В момент времени t_5 (t_0) напряжение источника изменяет свой знак, выпрямитель открывается и весь процесс повторяется снова, как это было описано выше, начиная с момента времени t_0 .

Если ток управления имеет большее значение, то момент насыщения t_1 наступает раньше и сердечник реактора находится в состоянии насыщения большую часть периода. Среднее значение тока в рабочей цепи при этом увеличивается (рис. 2.42,б). Площадки, одинаково заштрихованные на рис. 2.42,а, представляют собой количества напряжения, пропорциональные соответствующим значениям потоков. Так, например, площадки P_1 и P_2 пропорциональны изменениям потока индуктивной нагрузки. Так как ток в нагрузке в моменты времени t_1 и t_3 одинаков, то суммарное изменение потока нагрузки в указанном интервале равно нулю и площадки P_1 и P_2 равны между собой. Заштрихованные площадки P_3 и P_4 представляют собой изменения потоков в сердечнике реактора. Так как суммарное изменение потока за период равно нулю, то и эти площадки также равны между собой.

2.15. АМПЛИСТАТ С ВЫХОДОМ НА ПЕРЕМЕННОМ ТОКЕ ПРИ БОЛЬШОМ ИМПЕДАНСЕ В ЦЕПИ УПРАВЛЕНИЯ И АКТИВНОЙ НАГРУЗКЕ

До сих пор рассматривался простейший случай схемы включения реактора с внутренней обратной связью и с выпрямителем в его рабочей цепи. Однако в большинстве случаев, в схемах используются по меньшей мере два реактора независимо от того, на постоянный или переменный рабочий ток рассчитана нагрузка.

На рис. 2.43 показана схема включения реакторов с внутренней обратной связью при питании нагрузки переменным током — амплистат. В схеме используются два реактора — A и B , в цепь рабочих обмоток которых включены выпрямители так, чтобы по одному реактору проходил

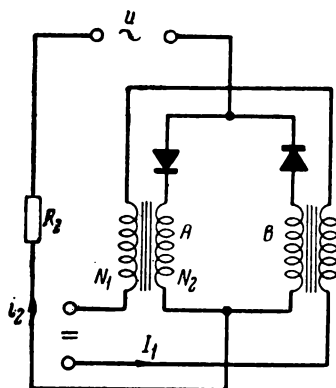


Рис. 2.43. Схема амплистата с выходом на переменном токе.

ток в положительном, а по другому — в отрицательном направлении.

Рассмотрим работу схемы, предполагая, что активные сопротивления рабочих обмоток равны нулю и выпрямители являются идеальными.

Если, например, реактор A насыщен, рабочий ток определяется только напряжением питания и сопротивлением нагрузки R_2 . При этом напряжение на реакторе B также будет равно нулю. Насыщенное состояние реактора A прекращается в момент времени t_2 (рис. 2.44), когда его МДС уменьшится до величины МДС насыщения $N_2 i_s$ (2.14). Вслед за этим изменяется полярность питающего напряжения, и выпрямитель, включенный последовательно с реактором B , начинает проводить ток. В этот пе-

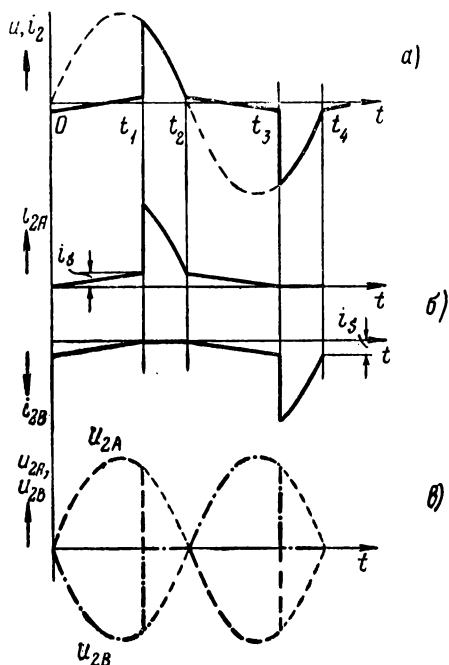


Рис. 2.44. Кривые основных величин для амплистата с выходом на переменном токе (рис. 2.43) при активной нагрузке и большом импедансе в цепи управления:

a — ток в цепи нагрузки; b — ток в цепи рабочих обмоток; c — напряжение на рабочих обмотках.

риод времени оба реактора являются ненасыщенными; токи намагничивания, протекающие по реакторам, имеют вид, изображенный на рис. 2.44,б. По сопротивлению нагрузки протекает только разность токов намагничивания, которая весьма мала и соответствующее ей падение напряжения на сопротивлении нагрузки можно не принимать во внимание.

К моменту времени t_3 ток намагничивания реактора A уменьшается до нуля, а ток намагничивания реактора B достигает величины тока насыщения i_s — и реактор B насыщается. Напряжение на рабочей обмотке реактора B при этом будет уравниваться активным падением напряжения, а ток в рабочей обмотке реактора A и падение напряжения на ней будут равны нулю, так как выпрямитель в этой цепи закрыт. Это состояние продолжается до момента времени t_4 , реактор B насыщается, и далее описанный процесс повторяется вновь. Так как обмотки управления соединены навстречу друг другу, кривые напряжения на обоих реакторах одинаковы (рис. 2.44,в), среднее значение напряжения, наведенного в цепи управления, имеет примерно ту же малую величину, что и при параллельном соединении реакторов. В то время, когда выпрямитель реактора A закрыт, реактор B насыщен и, следовательно, обратное напряжение, действующее на выпрямитель, в цепи реактора A равно падению напряжения на прямом сопротивлении выпрямителя и на рабочей обмотке реактора B . Это весьма небольшая величина, которой мы раньше пренебрегали. Более точное определение обратного напряжения, действующего на выпрямителе, может быть произведено с учетом активного сопротивления обмоток.

Под влиянием активного падения напряжения в рабочей цепи (т. е. на сопротивлении выпрямителя в проводящем направлении и в рабочей обмотке) режим работы реакторов изменяется, когда оба реактора не насыщены и падения напряжения на их рабочих обмотках имеют различную величину. В результате этого ток намагничивания одного из реакторов падает до нуля раньше, чем насыщается сердечник другого реактора, и на включенный в цепь его рабочей обмотки выпрямитель небольшую часть периода действует значительное обратное напряжение. Это напряжение, пересчитанное к числу витков рабочей и управляющей обмоток, действует также и в управляющей цепи.

Как видно из рис. 2.44,а рабочий ток складывается из отрезков синусоид подобно тому, как это происходит при
5—2506

u_B и i_B — напряжение и ток, протекающий по рабочей обмотке реактора B ;
 r — суммарное сопротивление рабочей обмотки и сопротивления выпрямителя
 в прямом направлении; u_{VB} — обратное напряжение на выпрямителе B .

66

Обозначим сумму этих сопротивлений буквой r и примем, что сопротивления r включены последовательно в цепь рабочих обмоток и что они невелики по сравнению с сопротивлением нагрузки R_2 (рис. 2.46).

Пока оба реактора не насыщены, по их рабочим обмоткам протекает одинаковый компенсирующий ток, направление которого совпадает с проводящим направлением выпрямителей и который замыкается в цепи параллельно включенных рабочих обмоток. Ток в нагрузке при этом равен нулю.

Падение напряжения на сопротивлении r одного из реакторов складывается с мгновенным значением напряжения питания, а на сопротивлении другого — вычитается. Процессы в каждом из реакторов протекают аналогично тому, как это было описано в § 2.13 для простейшего реактора с внутренней обратной связью. Как только какой-нибудь реактор насыщается, например B (рис. 2.45), его ток падает до нуля, выпрямитель запирается (момент времени t_1) и на нем появляется напряжение u_{VB} . На ненасыщенный реактор A в этот период времени будет действо-

вать напряжение питания за вычетом падения напряжения на нагрузке, на сопротивлении его рабочей обмотки и на выпрямителе. Это падение напряжения пропорционально приведенному значению управляющего тока, так как последний в этом режиме компенсируется током рабочей цепи ненасыщенного реактора. В момент времени t_2 напряжение на ненасыщенном реакторе падает до величины, равной падению напряжения на сопротивлениях обмотки и выпрямителе, и напряжение между зажимами 1 и 2 изменяет свою полярность. В результате этого выпрямитель при насыщенном реакторе становится проводящим. Ток, протекающий по насыщенному реактору, опять возрастает и одновременно падает ток нагрузки, уменьшаясь в момент времени t_3 до нуля. Одновременно с этим на насыщенном реакторе прекращается состояние насыщения,

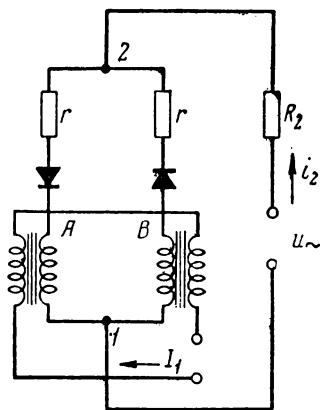


Рис. 2.46. Схема замещения амплистата с выходом на переменном токе:

r — суммарное сопротивление рабочей обмотки и прямого сопротивления выпрямителя.

так как его рабочий ток скомпенсирован управляющим током. Весь процесс в период следующей полуволны повторяется с обратной полярностью на другом реакторе. Поскольку на реакторе среднее значение напряжения в течение периода равно нулю, среднее значение напряжения на сопротивлении выпрямителя и рабочей обмотки будет также равно нулю. Поэтому площадь P_1 будет равна площади P_2 .

2-16. АМПЛИСТАТ С ВЫХОДОМ НА ПЕРЕМЕННОМ ТОКЕ ПРИ МАЛОМ ИМПЕДАНСЕ В ЦЕПИ УПРАВЛЕНИЯ И АКТИВНОЙ НАГРУЗКЕ

Рассмотрим несколько случаев, освещающих особенности этой важной схемы включения.

При анализе схем сделаем ряд допущений: активные сопротивления рабочих обмоток равны нулю, выпрямители являются идеальными и кривая намагничивания аппроксимируется отрезками прямых согласно рис. 2.38.

В рассматриваемом случае схема замещения подобна схеме, изображенной на рис. 2.46 с той только разницей, что сопротивление цепи управления (включая и сопротивление источника питания этой цепи) принимается равным нулю. Учитывая указанные предположения, рассмотрим интервал времени, в течение которого оба реактора не насыщены. Так как в рассматриваемом случае импеданс цепи управления равен нулю, то сумма напряжений, индуктированных в обмотке управления, также равна нулю и напряжения на рабочих обмотках реактора должны быть равны между собой. Следовательно, скорость изменения потоков в обоих сердечниках, пропорциональная падению напряжения, должна быть одинакова. Возможность такого режима работы при наличии выпрямителей в рабочих цепях станет очевидной дальше. Для цепи, составленной из рабочих обмоток выпрямителей, действительны следующие соотношения:

$$u_A - u_B + ri_{2A} + u_{VA} = 0$$

или

$$u_A - u_B + ri_{2B} + u_{VA} = 0.$$

Как мы уже выяснили выше, в ненасыщенном состоянии обоих сердечников $u_A = u_B$ и, следовательно, обратные напряжения имеют следующие значения:

$$u_{VA} = -i_{2B}r$$

и

$$u_{VB} = -i_{2A}r.$$

Из этих выражений следует, что если по одному выпрямителю протекает ток i_{2A} или i_{2B} , на другом выпрямителе создается отрицательное напряжение ($-u_{VB}$) или ($-u_{VA}$) и выпрямитель будет закрыт. Таким образом, в том интервале времени, в котором оба реактора не насыщены, выпрямители не могут быть одновременно проводящими

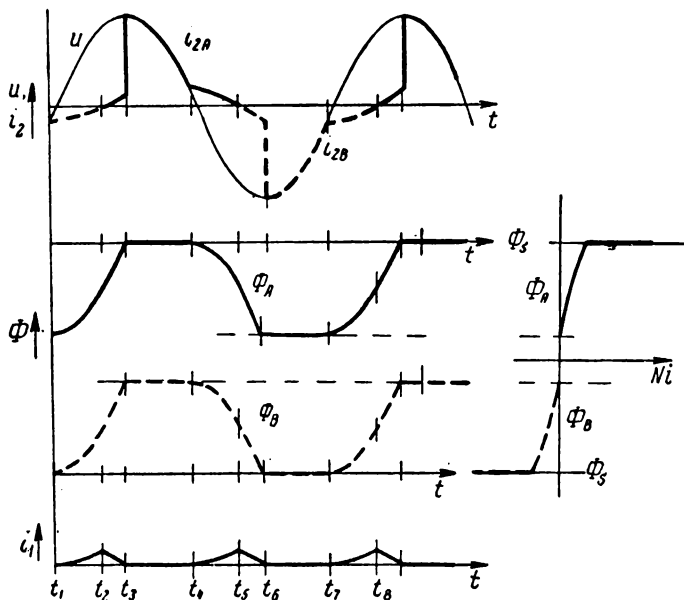


Рис. 2.47. Кривые основных величин для амплитата с выходом на переменном токе при активной нагрузке и малом импедансе в цепи управления:

i_{2A} , i_{2B} —токи в рабочих обмотках; Φ_A , Φ_B —магнитные потоки в сердечниках реакторов; i_1 —ток управления.

и поэтому в рабочих обмотках реакторов токи намагничивания протекают поочередно (рис. 2.47). Магнитные же потоки обоих сердечников изменяются одновременно. Возможность такого режима работы объясняется тем, что ток намагничивания одного из реакторов наводит ток в обмотке управления. При этом МДС обмотки управления возбуждает поток во втором сердечнике, в рабочей об-

мотке которого в данном интервале времени ток не протекает. Так как величина падения напряжения, вызванная током намагничивания на сопротивлениях R_2 и r , незначительна, то величина падения напряжения на рабочих обмотках приближается к напряжению источника питания.

Как только в каком-нибудь из реакторов наступает состояние насыщения (например, как показано на рис. 2.47, в момент t_3 насыщается реактор A), нарушается связь между рабочей обмоткой этого реактора и обмоткой управле-

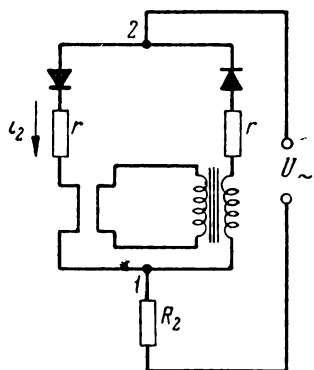


Рис. 2.48. Схема замещения для интервала времени, в течение которого насыщен сердечник одного реактора.

ния и напряжение между точками 1 и 2 становится равным падению напряжения в рабочей цепи насыщенного реактора. Напряжение на рабочей обмотке ненасыщенного реактора равно нулю, и выпрямитель в его цепи закрыт (к нему приложено обратное напряжение, равное напряжению между точками 1 и 2).

Схема замещения для интервала времени, в течение которого один из реакторов насыщен, представлена на рис. 2.48.

Таким образом, когда один из реакторов насыщен, процессы не отличаются от рассмотренного в предыдущем параграфе для случая большого импеданса в цепи управления. Наоборот, когда оба сердечника не насыщены, как это было показано, характер процесса сильно зависит от сопротивления цепи управления.

Максимальное значение тока напрузки, как и в случае большого сопротивления цепи управления, соответствует току управления, создающему МДС, равную МДС насыщения. Далее рассмотрим работу магнитного усилителя с учетом влияния гистерезиса магнитного материала сердечника. Для этого случая кривую намагничивания представим в виде петли, показанной на рис. 2.49,б. Применять такую аппроксимацию кривой намагничивания целесообразно для высококачественных магнитных материалов, у которых МДС насыщения близка к величине коэрцитивной силы, т. е. к половине ширины гистерезисной петли. Остальные условия работы магнитного усилителя оставим без изменений такими же, как и в предыдущем случае.

В нечашущенном состоянии сердечников (рис. 2.49) их потоки изменяются одновременно. При этом намагничивание одного из сердечников осуществляется по цепи, состоящей из источника питания, рабочей обмотки и выпрямителя, который открыт в данном полупериоде. Намагничивание другого сердечника осуществляется за счет тока, наведен-

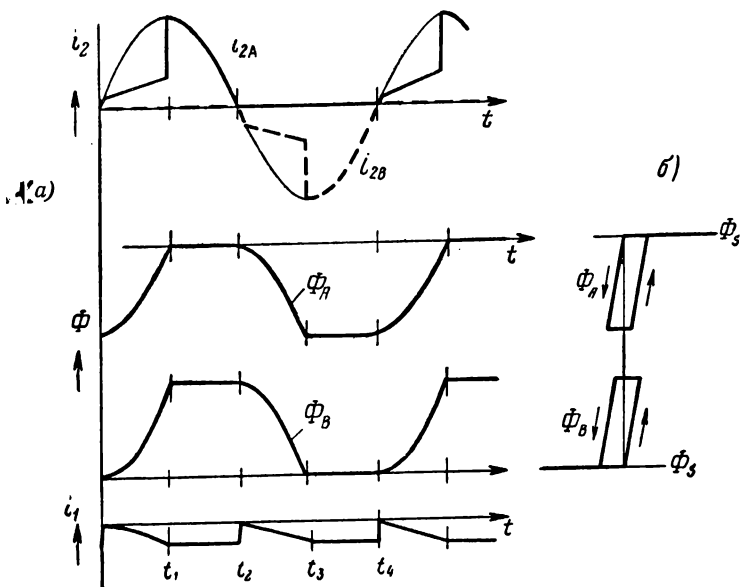


Рис. 2.49. Кривые напряжений, токов и магнитных потоков для амплитаста с выходом на переменном токе с учетом петли кривой намагничивания при активной нагрузке и малом импедансе цепи управления. Обозначения такие же, как на рис. 2.47.

ного в обмотке управления, так же, как и в предыдущем случае.

Однако за счет неоднозначности кривой намагничивания, имеющей в этом случае форму петли, МДС, действующие на сердечники, имеют различные значения. Изменение полярности тока в цепи нагрузки совпадает с моментом, когда прекращается насыщение. Влияние петли гистерезиса на форму токов в обмотках усилителя легко заметить, сравнивая кривые рис. 2.47 и 2.49. Новейшие магнитные материалы имеют узкую петлю гистерезиса с почти вертикальными сторонами (рис. 2.50,б). В этом случае на характеристику магнитного усилителя оказывают влияние

факторы, которые ранее считались второстепенными и поэтому не учитывались. К этим факторам относится, например, импеданс цепи управления, не равный нулю, наличие некоторой взаимной индуктивности между обмоткой управления и рабочей обмоткой насыщенного реактора, вихревые токи в материале сердечников и, наконец, обратные токи выпрямителей. Под влиянием указанных факторов

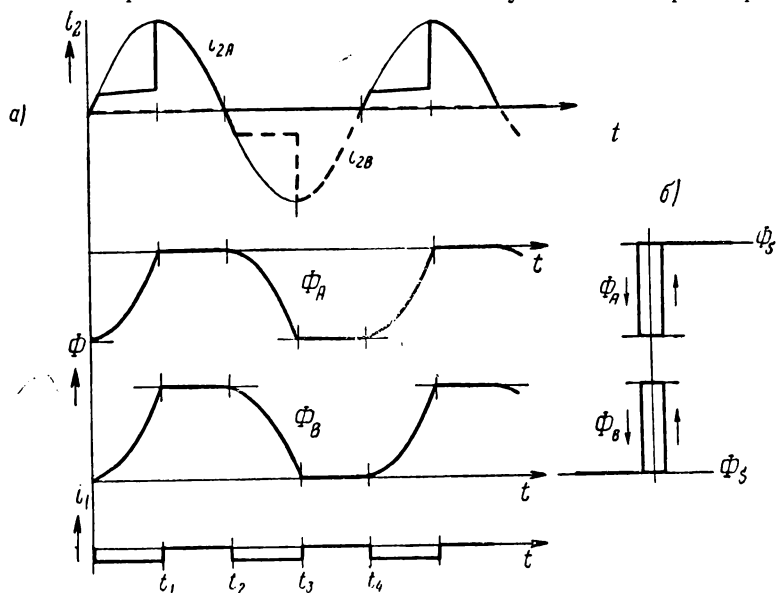


Рис. 2.50. Кривые напряжений, токов и магнитных потоков для амплитаста с выходом на переменном токе при прямоугольной кривой намагничивания, малом импедансе цепи управления и активной нагрузке (обозначения такие же, как на рис. 2.47).

в интервале времени, в течение которого насыщен один из реакторов, ток в цепи другого, ненасыщенного реактора может быть положительным, отрицательным или равным нулю. Этот последний случай иллюстрируется кривыми тока и напряжения, представленными на рис. 2.50, а.

Теперь рассмотрим работу магнитного усилителя при большой отрицательной МДС управления.

Насыщение каждого из сердечников при большой отрицательной МДС управления наступает в той полуволне, в течение которой выпрямитель в цепи рабочей обмотки данного реактора не проводит.

По рабочей обмотке ненасыщенного реактора протекает ток нагрузки, величина которого, если не учитывать сопротивления обмоток, определяется только напряжением питания и сопротивлением нагрузки. Это объясняется тем, что ненасыщенный реактор работает в режиме трансформатора тока, вторичной обмоткой которого является замкнутая

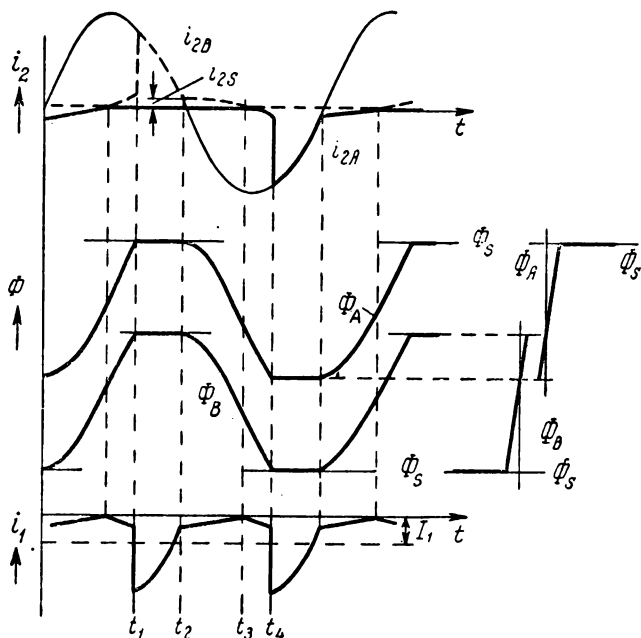


Рис. 2.51. Кривые напряжений, токов и магнитных потоков для амплистата с выходом на переменном токе при малом импедансе цепи управления и отрицательной МДС управления значительной величины.

накоротко обмотка управления. Как видно из рис. 2.51, ток в обмотке управления по форме повторяет ток рабочей цепи.

Переход какого-либо из реакторов в ненасыщенное состояние наступает в момент времени, когда ток в рабочей обмотке падает до величины, соответствующей колену кривой намагничивания. Так, например, реактор *A* рассыхается в момент времени t_2 , когда ток в рабочей цепи, равный току в цепи реактора *B*, падает до величины i_{2s} . В интервале времени, в течение которого оба реактора не насы-

щены, рабочий ток имеет небольшую величину, равную сумме токов намагничивания обоих реакторов. Как только ток в рабочей цепи падает до нуля, выпрямитель, по которому протекал ток, запирается (например, в цепи рабочей обмотки реактора B выпрямитель запирается в момент t_3), другой выпрямитель открывается и «включает» при этом в работу другой реактор.

Как только реактор, выпрямитель которого в данном интервале заперт, насыщается (реактор B в момент t_4), рабочий ток в цепи ненасыщенного реактора увеличивается до величины, ограниченной только нагрузкой, и весь процесс повторяется вновь. Если не учитывать ток намагничивания, рабочий и управляющий токи будут такими же, как и в схеме без внутренней обратной связи при параллельном включении рабочих обмоток.

2.17. АМПЛИСТАТ С ВЫХОДОМ НА ПЕРЕМЕННОМ ТОКЕ ПРИ АКТИВНО-ИНДУКТИВНОЙ НАГРУЗКЕ

Схема амплистата соответствует схеме, приведенной на рис. 2.43, но в цепи нагрузки также содержится и индуктивная составляющая в виде дросселя Dp_n (рис. 2.52, б).

Под влиянием индуктивности нагрузки изменяется главным образом кривая рабочего тока. Так же как и в случаях, рассмотренных, например, в § 2.8 и 2.14, ток нагрузки состоит из составляющей установившегося режима в виде синусоиды и свободной составляющей, которая изменяется по экспоненте (рис. 2.52, а). Рассы-

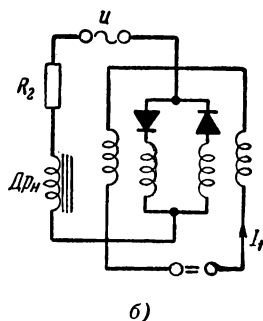
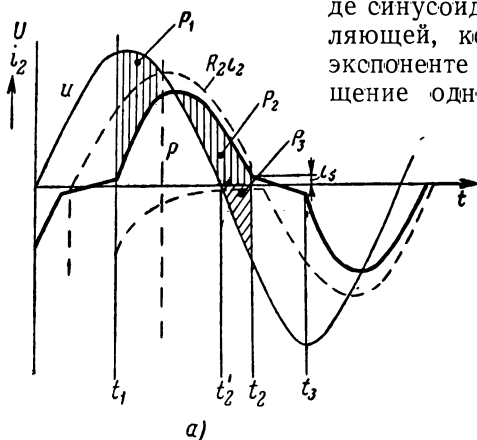


Рис. 2.52. Амплистат с выходом на переменном токе при активно-индуктивной нагрузке:

а — кривые токов и напряжений; б — схема включения.

ступает в момент времени t_2 , когда вся МДС, действующая на сердечник этого реактора, имеет значение, соответствующее колену кривой намагничивания. В промежутке времени от t_2 до t_3 оба реактора не насыщены. В момент времени t_3 насыщается второй реактор и весь процесс повторяется в области отрицательных величин. В интервале $t_1 \div t_2$, когда один из сердечников насыщен, напряжение на индуктивной составляющей нагрузки (дроссель $\mathcal{D}p_n$) равно разности напряжения питания и падения напряжения на активной составляющей нагрузки R_2 (заштрихованная площадка на рис. 2.52,а). Так как рабочий ток в момент t_1 имеет ту же величину, что и в момент t_2 , то магнитный поток в сердечнике дросселя $\mathcal{D}p_n$ в указанные моменты времени также должен иметь одинаковые величины.

Следовательно, заштрихованные на рис. 2.52,а площади должны быть равны, т. е. $P_1 = P_2 + P_3$. Заметим, что при активно-индуктивной нагрузке по сравнению с случаем активной нагрузки средняя величина падения напряжения на нагрузке R_2 меньше на величину площади P_3 , относящейся к интервалу времени $t'_2 \div t'_3$. Равным образом и величина напряжения на рабочих обмотках амплитата будет меньше на эту же величину, так как начало интервала, в течение которого оба реактора не насыщены, под влиянием индуктивности нагрузки перемещается из t'_2 в t_2 .

2.18. АМПЛИСТАТ, ВКЛЮЧЕННЫЙ ПО СХЕМЕ СО СРЕДНЕЙ ТОЧКОЙ С БОЛЬШИМ ИМПЕДАНСОМ В ЦЕПИ УПРАВЛЕНИЯ И АКТИВНОЙ НАГРУЗКОЙ

Основными элементами рассматриваемой схемы (рис. 2.53) являются два реактора с внутренней обратной связью, имеющие общую нагрузку. Реакторы получают питание от трансформатора со средней точкой. Напряжения питания реакторов равны по абсолютной величине, но находятся в противофазе. Обмотки управления включены последовательно. Процессы в цепи каждого из реакторов аналогичны описанным в § 2.14 для простейшего реактора с внутренней обратной связью. Однако в рассматриваемой схеме обратные напряжения в два раза больше, чем в схеме, с одним реактором с внутренней обратной связью. Это объясняется тем, что когда один из реакторов насыщен

(например, реактор A), то обратное напряжение на выпрямителе в цепи реактора B складывается из напряжения между точками $0-1$ вторичной обмотки трансформатора и напряжения на нагрузке, которое при насыщенном реакторе A равно напряжению между точками $0-2$. Таким образом, каждый из выпрямителей должен быть рассчитан на полное напряжение вторичной обмотки трансформатора. Кривая напряжения на выпрямителях показана на рис. 2.54. Токи, протекающие по рабочим

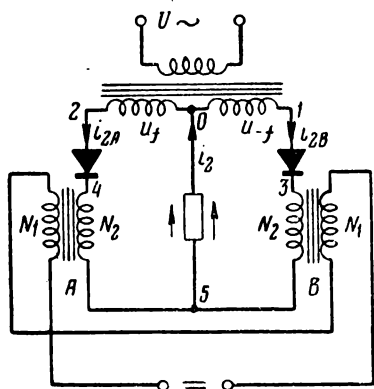


Рис. 2.53. Включение амплитата по схеме со средней точкой с выходом на постоянном токе при активной нагрузке и большом импедансе в цепи управления.

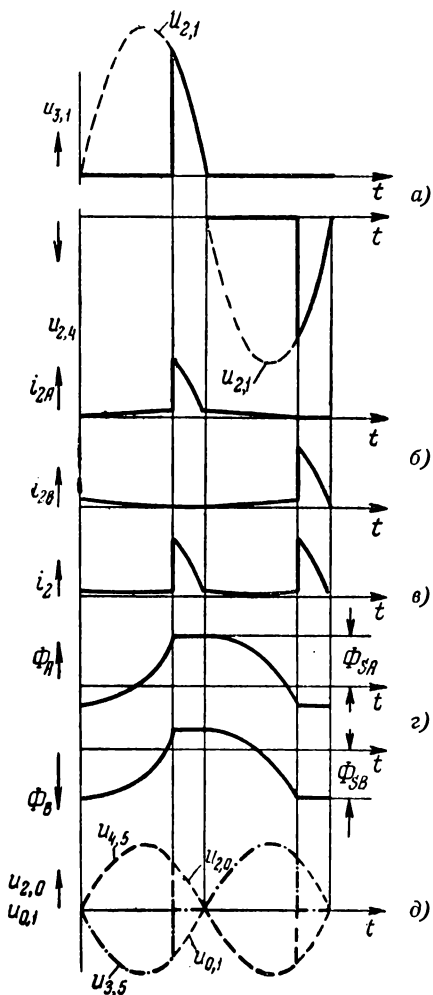


Рис. 2.54. Кривые основных величин амплитата, включенного по схеме, приведенной на рис. 2.53 при активной нагрузке.

обмоткам реакторов, и нагрузочный ток показаны на рис. 2.54, б и в. Кривые изменения магнитных потоков во времени такие же, как и в случае простейшего реактора

с внутренней обратной связью (рис. 2.54,з). Когда сердечники реакторов не насыщены, оба выпрямителя открыты под влиянием протекающих токов намагничивания. Если кривая намагничивания имеет острое колено и ток намагничивания невелик, то моменты насыщения одного и рассыхения другого реакторов совпадают и напряжение, наведенное в цепи обмоток управления, как это видно из рис. 2.54,д, должно быть равно нулю. В действительности кривые напряжений $u_{3,5}$ и $u_{4,5}$ (рис. 2.54,д) не совсем подобны, что объясняется влиянием падения напряжения на сопротивлениях рабочих обмоток и на выпрямителях, вызванного током намагничивания. Поэтому в цепи управления наводится напряжение, равное разности напряжений на рабочих обмотках, пересчитанных в соответствии с отношением чисел витков. Рассмотрим теперь работу схемы при большом отрицательном управляющем токе. В этом режиме насыщение каждого из реакторов наступает в интервале, когда выпрямитель в его цепи не проводит ток. По обмотке ненасыщенного реактора (например, А на рис. 2.53) в это время протекает ток, компенсирующий МДС управления (рис. 2.55). В связи с большой индуктивностью обмотки ненасыщенного реактора компенсирующий ток имеет неизменную величину. Напряжение на рабочей обмотке ненасыщенного реактора равно напряжению на половине вторичной обмотки трансформатора (u_f), уменьшенное на величину падения напряжения, вызванного компенсирующим током в цепи нагрузки. На выпрямителе

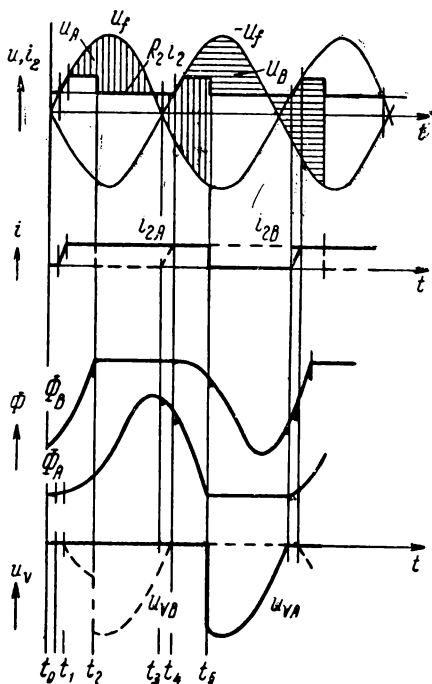


Рис. 2.55. Кривые напряжений, токов и магнитных потоков для амплитаста, включенного по схеме со средней точкой (рис. 2.53) при большом отрицательном токе управления.

в цепи насыщенного дросселя B будет напряжение, равное напряжению на другой половине обмотки трансформатора, увеличенное на величину падения напряжения на нагрузке. Как только это напряжение станет равным нулю [момент

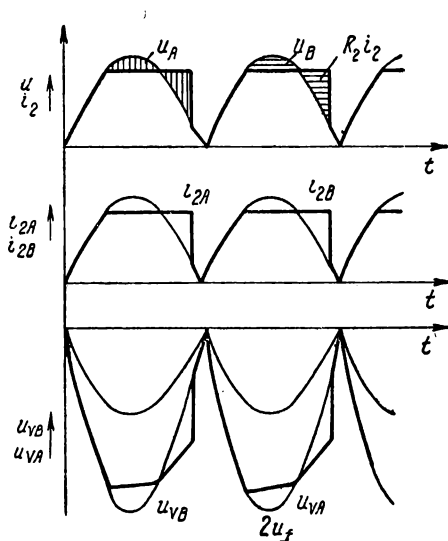


Рис. 2.56. Кривые, аналогичные приведенным на рис. 2.55, но при большем отрицательном токе управления.

времени t_3 (рис. 2.55)], выпрямитель откроется и ток опять начнет возрастать, а в момент времени t_4 сердечник реактора насыщается. При этом в цепи нагрузки будет протекать удвоенный компенсирующий ток, падение напряжения удвоится и напряжение на реакторе B повысится. В момент времени t_5 реактор B насыщается, выпрямитель запирается и далее процесс повторяется с противоположной полярностью. При увеличении управляющего тока моменты времени t_3 и t_5 сближаются и, наконец, совпадают. При этом по каждому реактору будет протекать ток в течение половины периода, а рабочий ток будет иметь неизменную величину, т. е. пульсация тока нагрузки будет отсутствовать. При дальнейшем увеличении тока управления, насыщенное состояние реактора A наступает тогда, когда

выпрямитель откроется и ток в рабочей цепи приобретает форму отрезков синусоиды. Кривые напряжений и токов для этого случая представлены на рис. 2.56.

2.19. АМПЛИСТАТ, ВКЛЮЧЕННЫЙ ПО СХЕМЕ СО СРЕДНЕЙ ТОЧКОЙ С МАЛЫМ ИМПЕДАНСОМ ЦЕПИ УПРАВЛЕНИЯ И АКТИВНОЙ НАГРУЗКОЙ

Схема амплистата аналогична схеме, изображенной на рис. 2.53, но отличается тем, что общее сопротивление цепи управления, включая сюда и сопротивление источника управляющего напряжения, имеет малую величину. Рассмотрим предельный случай, когда сопротивление цепи управления принимается равным нулю.

Во время насыщения одного реактора (например, *A*) падение напряжения на рабочей обмотке другого реактора (*B*) близко к нулю, так как обмотка управления, связанная с рабочими обмотками общим магнитным потоком, в соответствии с принятым выше допущением замкнута накоротко. Ток в цепи нагрузки в этом интервале времени определяется только напряжением питания и сопротивлением нагрузки. Выпрямитель в цепи ненасыщенного реактора при этом закрыт, и весь ток нагрузки протекает по обмотке насыщенного реактора *A*. Обратное напряжение на выпрямителе в цепи ненасыщенного реактора равно напряжению на вторичной обмотке питающего трансформатора. При уменьшении мгновенного значения напряжения питания уменьшается также рабочий ток. Когда значение этого тока будет соответствовать МДС на колене кривой намагничивания, реактор *A* насыщается и на его обмотке появляется напряжение. Через некоторое время насыщается реактор *B* и т. д. При этом процессы протекают аналогично процессам, изображенным на рис. 2.47, 2.49 или 2.50 в зависимости от того, какую форму имеет кривая намагничивания материала сердечников усилителя. Обратные напряжения на выпрямителях достигают амплитудного значения напряжения на вторичной обмотке трансформатора. Работа рассматриваемого магнитного усилителя при отрицательных сигналах управления аналогична описанной в § 2.18.

Если ток управления больше значения, соответствующего минимальному рабочему току, и имеет отрицательное направление, то работа усилителя изменяется, так как насыщение реакторов происходит в обратном порядке

(рис. 2.57). В этом случае выпрямитель в цепи рабочей обмотки насыщенного реактора (например, *B*) заперт и рабочий ток протекает по обмотке ненасыщенного реактора *A*. Падение напряжения на рабочей обмотке реактора *A* при этом равно нулю,

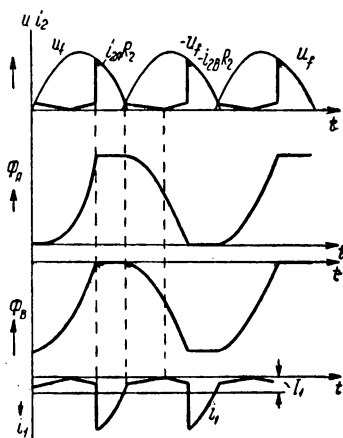


Рис. 2.57. Кривые напряжений, токов и магнитных потоков для амплитаста, включенного по схеме со средней точкой, при отрицательном токе управления, активной нагрузке и малом импедансе в цепи управления.

вследствие влияния обмотки управления, замкнутой на коротко. Ток, наведенный в цепи управления, повторяет форму рабочего тока. Когда рабочий ток уменьшается до величины, соответствующей МДС колена кривой намагничивания, реактор *B* насыщается и рабочий ток уменьшается до нуля. В этот момент выпрямитель в цепи рабочей обмотки реактора *A* запирается, а выпрямитель в цепи реактора *B* начинает пропускать ток. Далее насыщается сердечник реактора *A* и весь процесс повторяется снова с обратной полярностью. Кривые изменения токов и напряжений при отрицательных сигналах управления показаны на рис. 2.57.

2.20. АМПЛИСТАТ, ВКЛЮЧЕННЫЙ ПО СХЕМЕ СО СРЕДНЕЙ ТОЧКОЙ С БОЛЬШИМ ИМПЕДАНСОМ В ЦЕПИ УПРАВЛЕНИЯ И АКТИВНО-ИНДУКТИВНОЙ НАГРУЗКОЙ

Рассмотрим работу амплитаста, схема включения которого показана на рис. 2.53, при наличии индуктивности в цепи нагрузки.

Сначала разберем случай, когда индуктивная составляющая нагрузки численно равна активной, т. е. $\omega L_2 = R_2$, тогда постоянная времени нагрузки равна $T_2 = \frac{L_2}{R_2} = \frac{1}{\omega} = \frac{T_0}{2\pi}$, откуда следует, что при $\omega L_2 = R_2$ величина T_2 значительно меньше продолжительности периода питающей сети. При этом свободная составляющая тока в цепи нагрузки, имеющая форму экспоненты, затухает за время, меньшее, чем половина периода, и процесс установления рабочего тока в каждом полупериоде начинается

с нулевого значения (рис. 2.58). Установившаяся составляющая напряжения на нагрузке, имеющая форму синусоиды, отстает от напряжения питания ($+u_f$ или $-u_f$) на угол $\varphi = \arctg \frac{\omega L_2}{R_2} = \frac{\pi}{4}$. Амплитуда установившейся со-

ставляющей тока равна $I_{2\max} = \frac{u_{\max}}{R_2} = \cos \varphi$ соответствует моменту времени, когда фазовый угол равен $\varphi + \frac{\pi}{2}$.

Как видно из рис. 2.58, в момент времени t_2 один из реакторов (например, A) насыщается и на нагрузке появляется напряжение, равное u_f , соответствующее половине напряжения, снимаемого со вторичной обмотки трансформатора. В цепи нагрузки при этом появляется ток, который также складывается из установившейся и свободной составляющих. Начальные значения свободной и установившейся составляющих равны и взаимно компенсируются, а значение тока в момент времени t_1 равно нулю. Далее свободная составляющая быстро затухает и ток в рабочей цепи увеличивается. В интервале времени от t_1 до t_2 к рабочей обмотке реактора B приложено полное напряжение вторичной обмотки трансформатора. В момент времени t_2 ток намагничивания реактора B падает до нуля и его выпрямитель становится непроводящим. В интервале времени от t_2 до t_3 к выпрямителю в цепи реактора B приложено напряжение всей вторичной обмотки трансформатора.

В момент времени t_2 ток намагничивания реактора B падает до нуля и его выпрямитель становится непроводящим. В интервале времени от t_2 до t_3 к выпрямителю в цепи реактора B приложено напряжение всей вторичной обмотки трансформатора.

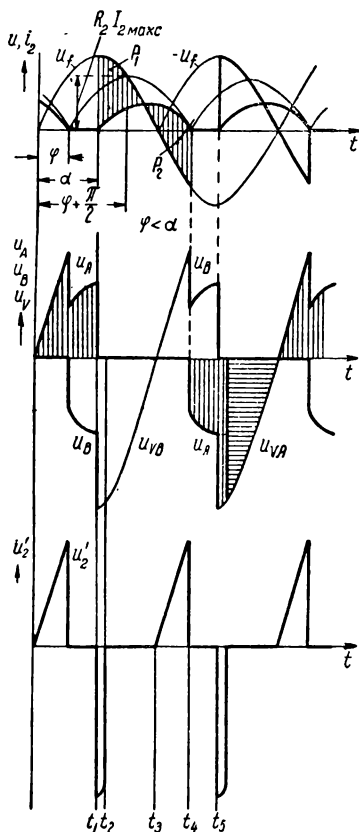


Рис. 2.58. Кривые напряжений и токов для амплостата, включенного по схеме со средней точкой при равенстве активной и индуктивной составляющих нагрузки и большом импедансе цепи управления. Угол сдвига фаз нагрузки φ меньше чем угол насыщения α .

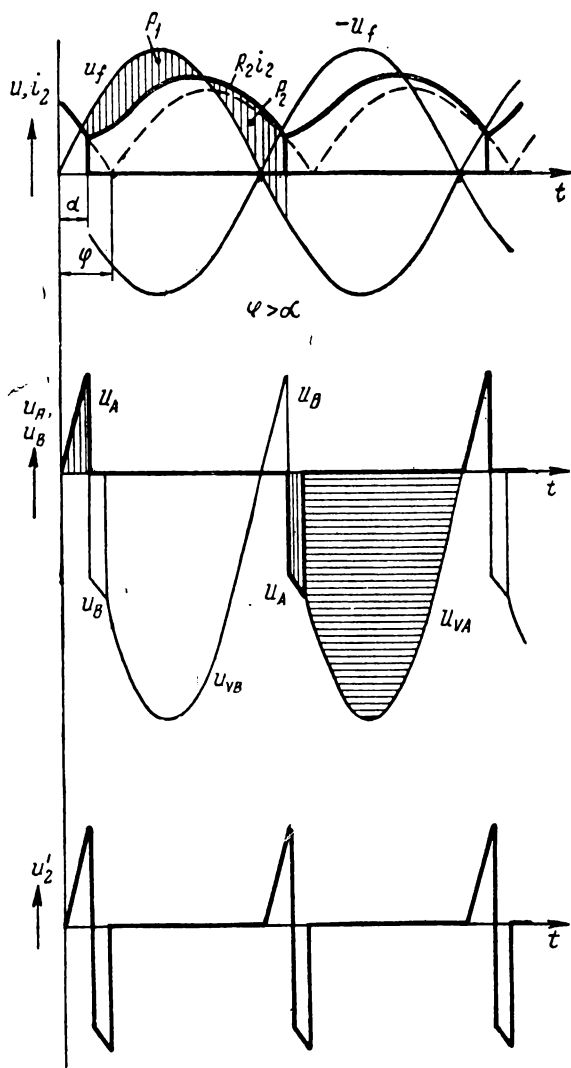


Рис. 2.59. Кривые, аналогичные приведенным на рис. 2.58, при угле сдвига фаз нагрузки φ , большем угла насыщения α .

ра. В момент времени t_3 полярность напряжения питания изменяется и выпрямитель в цепи реактора B вновь открывается. В момент t_4 рабочий ток насыщенного реактора падает до значения, соответствующего колену кривой намагничивания, и реактор A рассыхается, при этом ток в нагрузке уменьшается до значения, равного сумме токов намагничивания обоих реакторов, а напряжения на рабочих обмотках становятся равными $\pm u_f$ (т. е. половине напряжения вторичной обмотки). В момент времени t_5 насыщается реактор B и описанный выше процесс опять повторяется.

Напряжение, наведенное в цепи управления (u'_2 , рис. 2.58), графически изображается в виде отрезков кривой, соответствующих полному напряжению на вторичной обмотке трансформатора (т. е. $2u_f$), так как в моменты времени, в которые к рабочим обмоткам приложено равное значение напряжения $\pm u_f$, наведенная в цепи управления э. д. с. равна нулю. Площадки P_1 и P_2 равны между собой, так как количество напряжения, поглощаемое индуктивностью нагрузки за целый период, равно нулю.

При увеличении тока управления до определенной величины (а следовательно, и тока в нагрузке) момент времени t_4 совпадает с t_5 и кривая рабочего тока складывается из синусоидальных полу- волн, следующих непосредственно одна за другой. При дальнейшем увеличении тока управления характер процесса изменяется, так как некоторую часть периода одновременно насыщены оба реактора. При этом вторичная обмотка трансформатора оказывается в режиме короткого замыкания, который длится незначительный промежуток времени. Это объясняется тем, что одновременно с увеличением тока, например в реакторе B , ток в реакторе A падает до нуля и его выпрямитель запирается, а рабочий ток при этом скачком

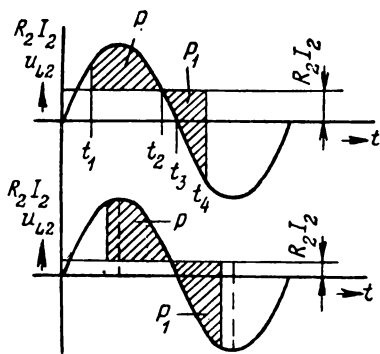


Рис. 2.60. Кривые основных величин амплитата, включенного по схеме со средней точкой при активно-индуктивной нагрузке, большом импедансе цепи управления и различных значениях МДС управления. Индуктивная составляющая нагрузки значительно превышает активную.

переходит из цепи реактора A в цепь реактора B .

Протекание процессов в усилителе при индуктивной нагрузке в основном зависит от того, больше или меньше угол α , определяющий момент насыщения, угла сдвига фаз φ в цепи нагрузки. Кривые изменения токов, напряжений и других величин при значительной индуктивной нагрузке ($\varphi > \alpha$) показаны на рис. 2.59 и 2.60.

2.21. АМПЛИСТАТ, ВКЛЮЧЕННЫЙ ПО СХЕМЕ СО СРЕДНЕЙ ТОЧКОЙ С МАЛЫМ ИМПЕДАНСОМ В ЦЕПИ УПРАВЛЕНИЯ И АКТИВНО-ИНДУКТИВНОЙ НАГРУЗКОЙ

Рассматривая работу амплистата с малым импедансом в цепи управления, примем, как и в предыдущем параграфе, что активная и индуктивная составляющие нагрузки численно равны, т. е.

$$\omega L_2 = R_2.$$

Предположим, что насыщен реактор A (рис. 2.61), выпрямитель в его рабочей цепи открыт и, следовательно, напряжение, приложенное к нагрузке, равно u_f и соответствует половине напряжения на вторичной обмотке трансформатора. Реактор B при этом ненасыщен, выпрямитель

в его цепи заперт и к нему приложено обратное напряжение, равное $2u_f$. В момент времени t_2 изменяется знак питающего напряжения и выпрямитель в цепи реактора B открывается. Ток в цепи реактора B увеличивается быстро, так как под влиянием замкнутого накоротко контура обмотки управления поток в сердечнике изменяется незначительно. Одновременно с увеличением тока в цепи реактора B ток в цепи реактора A уменьшается, так как индуктивность нагрузки противодействует изменению суммарного тока, протекающего в нагрузочной цепи. Если бы индуктивность нагрузки значительно превышала ее актив-

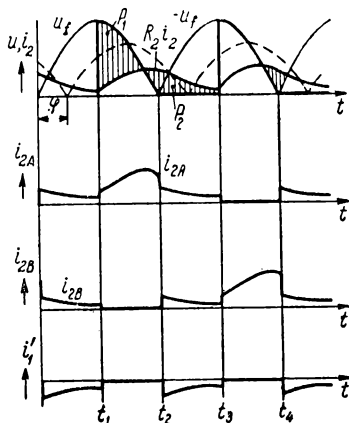


Рис. 2.61. Кривые напряжения и тока для амплистата, включенного по схеме со средней точкой, при малом импедансе в цепи управления и активно-индуктивной нагрузке $\omega L_2 \approx R_2$.

ную составляющую ($\omega L_2 \gg R_2$), то ток в цепи реактора B увеличился бы настолько же, насколько уменьшился ток в цепи реактора A . При увеличении тока в рабочей цепи ненасыщенного реактора B в обмотке управления наводится ток, который создает МДС, действующую в противоположном направлении относительно МДС рабочей обмотки насыщенного реактора A . В результате уменьшения тока в рабочей обмотке и влияния тока, наведенного в обмотке управления, суммарная МДС, действующая на сердечник насыщенного реактора A , резко уменьшается и реактор A переходит в ненасыщенное состояние. Если импеданс цепи управления достаточно мал, то процесс протекает весьма быстро, т. е. практически реактор A насыщается в момент времени t_2 , когда кривая питающего напряжения проходит через нуль. В промежутке времени от t_2 до t_3 оба реактора не насыщены, напряжения на рабочих обмотках равны u_1 , но находятся в противофазе, напряжение, приложенное к нагрузке, равно нулю. Вследствие равенства напряжений на рабочих обмотках, изменение магнитных потоков в обоих реакторах в интервале от t_2 до t_3 происходит с одинаковой скоростью. Токи, протекающие в рабочих обмотках, равны друг другу и создают МДС, необходимую для компенсации МДС тока управления, т. е.

$$-N_1 i_1 = N_2 i_{2A} = N_2 i_{2B}$$

или

$$-i_1 \frac{N_1}{N_2} = i_{2A} = i_{2B} = -i'_1;$$

по нагрузке протекает сумма токов обоих реакторов

$$i_2 = i_{2A} + i_{2B} = -2i'_1.$$

В интервале времени от t_2 до t_3 величины токов i_2 , i_{2A} , i_{2B} и i'_1 не остаются постоянными, их значения изменяются по экспоненциальным кривым с постоянной времени, значение которой равно $\frac{L_2}{R_2}$. В момент времени t_3 насыщается реактор B и вторичная обмотка трансформатора замыкается накоротко. Ток короткого замыкания не достигает значительных величин. Это объясняется тем, что длительность короткого замыкания весьма невелика, так как под влиянием тока короткого

замыкания одновременно с увеличением тока в обмотке реактора B ток в обмотке реактора A уменьшается. Как только ток в обмотке реактора A упадет до нуля, выпрямитель в его рабочей цепи закрывается и состояние короткого замыкания прекращается. К выпрямителю A при этом будет приложено обратное напряжение, равное $2u_r$. Одновременно с этим напряжение, приложенное к нагрузке, увеличивается на величину u_r и в дальнейшем процесс протекает так же, как это было описано для реактора A , находящегося в состоянии насыщения.

Следует заметить, что при индуктивной нагрузке зависимость между током управления и током нагрузки отличается от аналогичной зависимости при активной нагрузке. Так, например, работе амплитата с индуктивной нагрузкой (рис. 2.61) соответствует отрицательное значение тока управления.

Необходимо также указать, что в рассмотренном случае при $\omega L_2 = R_2$ насыщение того или иного реактора всегда заканчивается в момент времени, когда напряжение питания проходит через нуль. Поэтому здесь не возникают те процессы, которые, например, возникают в схеме с большим импедансом в цепи управления.

В случае, когда индуктивная составляющая нагрузки значительно превышает активную ($\omega L_2 \gg R_2$) процессы протекают иначе. При значительной индуктивности нагрузки переменная составляющая тока нагрузки незначительна, а свободная составляющая затухает весьма медленно. Поэтому нагрузочный ток в течение каждого полупериода сохраняет почти неизменное значение. Кривые изменения токов и напряжений для случая $\omega L_2 \gg R_2$ показаны на рис. 2.62.

При не насыщенных реакторах ток нагрузки делится между их рабочими обмотками поровну. При насыщении одного из реакторов (например, A) ток нагрузки в момент времени t_1 возрастет, протекая в дальнейшем через рабочую обмотку насыщенного реактора, а выпрямитель в цепи другого реактора запирается. Ток, наведенный в обмотке управления, в то время, когда один из реакторов насыщен, равен нулю. В момент времени t_2 , когда напряжение питания проходит через нуль, выпрямитель реактора B открывается и в его рабочую обмотку поступает половина тока нагрузки. Ток управления в этот момент увеличивается скачком и сохраняет неизменное значение до момента вре-

мени t_3 , когда насыщается реактор B . Токи, наведенные в обмотке управления с малым импедансом, неблагоприятно влияют на характеристики магнитного усилителя (гл. 4).

Из условия компенсации МДС рабочей и управляющей обмоток при ненасыщенных сердечниках очевидно, что зна-

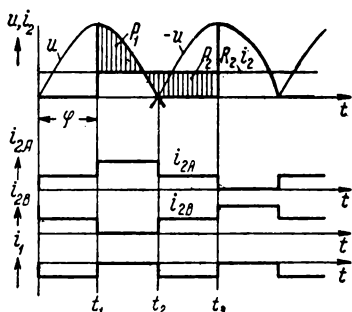


Рис. 2.62. Кривые напряжения и тока, аналогичные приведенным на рис. 2.61 для $\omega L_2 \gg R_2$.

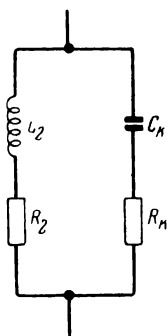


Рис. 2.63. Схема включения контура RC для компенсации индуктивной составляющей нагрузки L_2 .

чение МДС тока управления в интервале времени от t_2 до t_3 равно половине МДС нагрузочного тока. Если каким-либо способом кривую рабочего тока изменить так, чтобы она проходила через нуль одновременно с кривой напряжения питания, то в обмотке управления ток индуктироваться не будет.

Одним из таких способов является включение контура, состоящего из емкости и активного сопротивления, параллельно нагрузке (рис. 2.63). Составив выражение для импеданса такого контура, нетрудно показать, что при равенстве активных сопротивлений

$$R_k = R_2$$

и равенстве постоянных времени контура $R_k C_k$ и нагрузки

$$R_k C_k = \frac{L_2}{R_2}$$

ток в цепи обмоток магнитного усилителя будет таким же, как и в случае нагрузки магнитного усилителя только активным сопротивлением R_2 .

При большой индуктивности нагрузки этот способ невыгоден, так как в схеме необходим конденсатор большой емкости. Поэтому часто применяют схему с так называемым «нулевым выпрямителем» (рис. 2.64). Выпрямитель включается таким образом, что напряжение на нагрузке за-

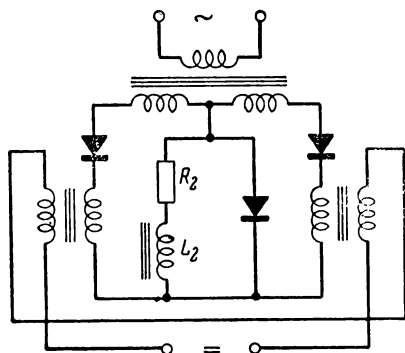


Рис. 2.64. Схема включения нулевого выпрямителя для компенсации индуктивной составляющей нагрузки.

пирает его и, следовательно, пока один из реакторов насыщен, в цепи нулевого выпрямителя ток отсутствует. Когда напряжение проходит через нуль, энергия, запасенная в магнитном поле нагрузки, разряжается через нулевой выпрямитель, а не через цепь рабочих обмоток, как это имело место в схеме без нулевого выпрямителя. При незначительном сопротивлении в прямом направлении нулевого выпрямителя ток в рабочих обмотках в момент, когда напряжение питания проходит через нуль, близок к нулю, поэтому токи, наведенные в управляющей цепи, незначительны и в обмотках управления протекают только токи намагничивания, которыми выше мы пренебрегали.

При насыщении одного из реакторов, напряжение питания прикладывается к нагрузке, нулевой выпрямитель запирается и процесс в дальнейшем повторяется аналогич-

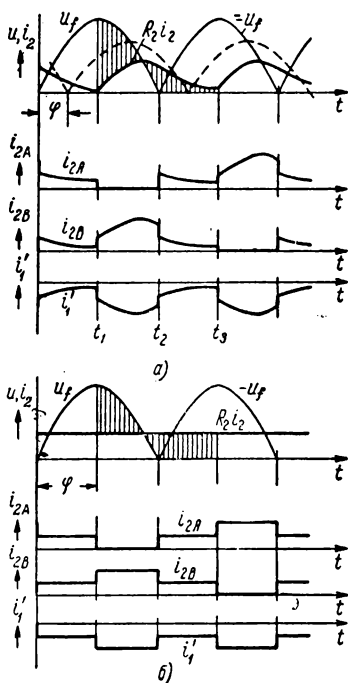


Рис. 2.65. Кривые напряжения и токов амплитаста, включенного по схеме со средней точкой, при малом импедансе цепи управления и большом отрицательном токе управления:

а — при $\omega L_2 \approx R_2$; б — при $\omega L_2 \gg R_2$.

по тому, как это было описано для случая активной нагрузки. Кривые, показанные на рис. 2,65, *а* и *б*, отражают работу рассматриваемой схемы при отрицательном токе управления.

Как видно из рисунка, в этом случае изменяется очередность насыщения сердечников реакторов, по рабочей обмотке насыщенного реактора ток не протекает, так как выпрямитель в его цепи сразу же после насыщения становится непроводящим. Питание нагрузки происходит через рабочую обмотку ненасыщенного реактора. Токи, наведенные в цепи управления, повторяют по форме токи рабочей цепи.

2.22. АМПЛИСТАТ, ВКЛЮЧЕННЫЙ ПО МОСТОВОЙ СХЕМЕ

Преимуществом мостовой схемы амплистата (рис. 2.66) по сравнению со схемой с средней точкой является возможность ее выполнения без специального питающего

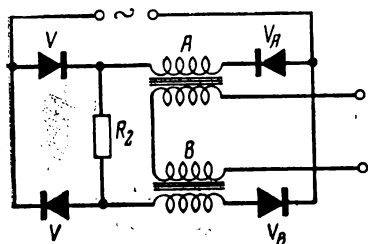


Рис. 2.66. Мостовая схема включения амплистата.

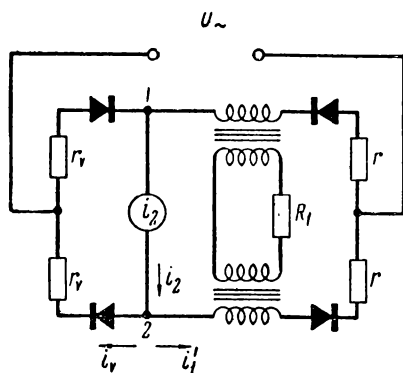


Рис. 2.67. Схема замещения амплистата (рис. 2.66) для интервала времени, в течение которого оба реактора не насыщены.

трансформатора, а также несколько лучшие характеристики при индуктивной нагрузке. В мостовой схеме, так же как и в схеме со средней точкой, цепь нагрузки поочередно питается от одного из реакторов, так как в этот же период цепь рабочей обмотки другого реактора заперта выпрямителем. Поэтому кривые токов и напряжений в амплистате, включенном по мостовой схеме, аналогичны рассмотренным в предыдущих параграфах для схемы со средней точкой.

При работе амплистата на индуктивную нагрузку выпрямители V действуют как нулевые выпрямители, что

уменьшает токи, наведенные в обмотке управления, и способствует улучшению характеристик. После того, как напряжение питания проходит через нуль, оба выпрямителя V на некоторое время становятся проводящими. Схема замещения для этого интервала времени показана на рис. 2.67.

Ток, наведенный в обмотке управления, в этом интервале времени может быть найден из следующих уравнений, составленных на основании схемы рис. 2.67:

$$2r_v i_v = i'_1 (2r + R'_1),$$

$$i_2 = i_v + i'_1,$$

откуда

$$\frac{i'_1}{i_2} = \frac{2r_v}{R'_1 + 2r + 2r_v}.$$

ЛИТЕРАТУРА

1. A. Boyajian. Theory of D. C. excited iron core reactors and Regulators. AIEE Transactions, 1924, v. 43, p. 916—936, 940—946.
2. T. Wasserrab. Zur Qualitativen Theorie gleichstromvormagnetisierter Eisendrosseln. Archiv für Elektrotechnik, 1937, Bd. 31, S. 815—821.
3. Hauffe. Beitrag zur qualitativen Theorie gleichstromformagnetisierter Eisenkern—drosselspulen. Archiv für Elektrotechnik, 1939, Bd. 33, S. 41—47.
4. Л. С. Гольдфарб, Г. Р. Герценберг. Определение гармоник тока и напряжения в электрических цепях, содержащих железо. „Электричество“, 1939, № 1, стр. 64—68.
5. Krämer. Ein einfacher Gleichstrommes wandler mit echten Stromwandlereigenschaften. Elektrotechnische Zeitschrift. 1937, Bd. 58, S. 1309—1313.
6. W. Schilling. Vormagnetisierte Eisendrossel für Regelkreise. Elektrotechnik und Maschinenbau, 1941, Bd. 59, S. 397—406.
7. W. Schilling. Grundlagen einer Theorie des Magnetischen Verstärkers. Elektrotechnische Zeitschrift, 1950, Bd. 71, S. 7; 1951, Bd. 77, S. 465.
8. A. U. Lamm. The Transductor D. C. Presaturated Reactor Es-selte Aktiholag Stockholm, 1943.
9. V. Krabb e. The Transductor Amplifier. Lindhska Boktryckeriet Crebro Sweden, 1947.
10. J. H. Reyn er. The Magnetic Amplifier, Stuard Richards, London, 1950.
11. H. F. Storm. Magnetic Amplifiers; Willey & Sons, New York, 1955.
12. М. А. Розенблат. Магнитные усилители. „Советское радио“, 1956.

ГЛАВА ТРЕТЬЯ

МНОГОФАЗНЫЕ СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ МАГНИТНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Часто встречаются случаи, когда необходимо управлять трехфазной нагрузкой. Это имеет место, например, при регулировании трехфазных двигателей либо в случае больших мощностей, когда питающую сеть необходимо нагружать симметрично, либо при регулировании выпрямителей больших мощностей. В последнем случае наиболее целесообразно осуществлять регулирование по трехфазной схеме как для получения симметричной нагрузки, так и потому, что при такой схеме уменьшается амплитуда высших гармоник как в цепях питания, так и в контуре обмотки управления.

Наиболее часто встречаются трехфазные и шестифазные схемы включения магнитных усилителей. Разберем простейшие схемы включения, отличающиеся по величине импеданса в цепи управления и характеру нагрузки.

3.1. ТРЕХФАЗНЫЕ СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ МАГНИТНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ С НУЛЕВЫМ ПРОВОДОМ

3.1.1. Трехфазные схемы включения магнитных усилителей с нулевым проводом и большим импедансом с цепи управления

К зажимам симметричного трехфазного источника питания с нулевым проводом и фазовыми напряжениями U_x , U_y и U_z подключены рабочие обмотки трех реакторов A , B , C и нагрузочные сопротивления R_2 (рис. 3.1). Трехфазную схему включения (рис. 3.1) можно разделить на три одинаковых однофазных реактора, имеющих общую цепь управления. В нулевом проводе протекает ток i_2 , яв-

ляющийся суммой токов в отдельных фазах. Величина тока в однофазном реакторе, как это было показано ранее, зависит от величины тока управления.

Токи в трехфазной схеме содержат третьи и им кратные гармоники. Это объясняется тем, что суммируются три синусоидальные кривые тока, сдвинутые относительно друг друга на одну треть периода так, как показано на рис. 3.2. На этом рисунке изображено изменение токов

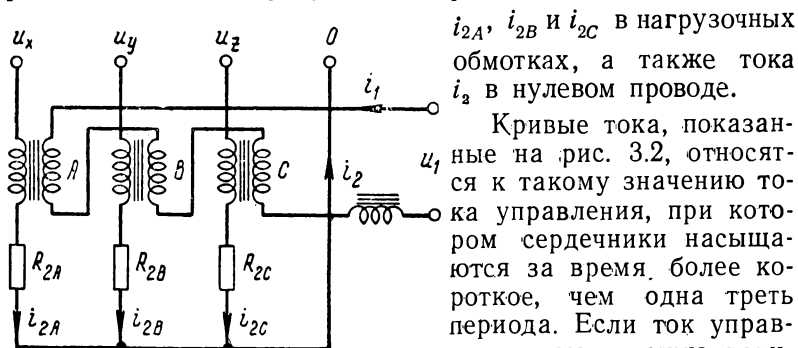


Рис. 3.1. Трехфазная схема включения магнитного усилителя с нулевым проводом и большим импедансом в цепи управления.

Кривые тока, показанные на рис. 3.2, относятся к такому значению тока управления, при котором сердечники насыщаются за время, более короткое, чем одна треть периода. Если ток управления имеет такую величину, что время насыщения каждого из реакторов превышает одну треть периода, интервалы насыщения реакторов пере-

крываются и кривая тока в нулевом проводе изменяется — она складывается из отрезков двух синусоид (рис. 3.3). При еще большем токе управления в каждый момент времени насыщены два реактора и ток в нулевом проводе также складывается из отрезков синусоиды, но его величина уменьшается. При непрерывном насыщении всех трех реакторов ток в каждом из реакторов имеет синусоидальную форму, а ток в нулевом проводе равен нулю.

В цепи управления индуцируется напряжение u'_2 , которое имеет такую же форму кривой, как и ток в нулевом проводе (рис. 3.2). Это объясняется тем, что напряжения, индуцированные в обмотках управления каждого реактора, отличаются от синусоидального напряжения питания на величину падения напряжения в сопротивлениях нагрузки, пропорциональную рабочим токам. Так как сумма напряжений питания для трехфазной системы равна нулю, то суммарное напряжение, наведенное в цепи управления, равно сумме падений напряжений в нагрузочных сопротив-

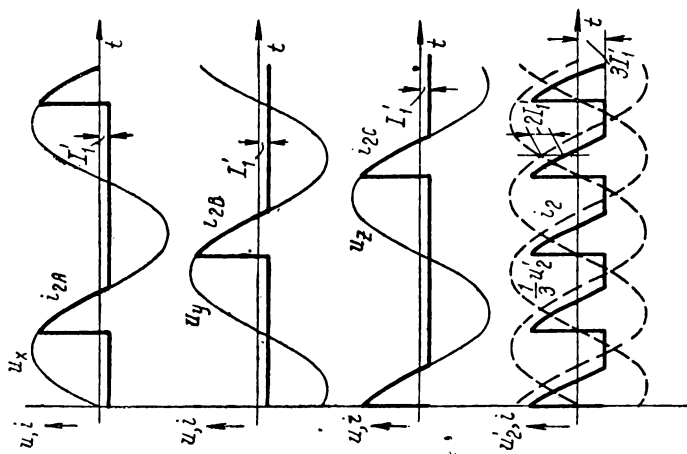


Рис. 3.2. Кривые рабочих токов i_{2A} , i_{2B} , i_{2C} и напряжения u_2 , индуктированного в цепи управления трехфазного магнитного усилителя по схеме рис. 3.1 в случае малой величины тока управления (каждый реактор насыщен в течение времени, меньшего третьего периода).

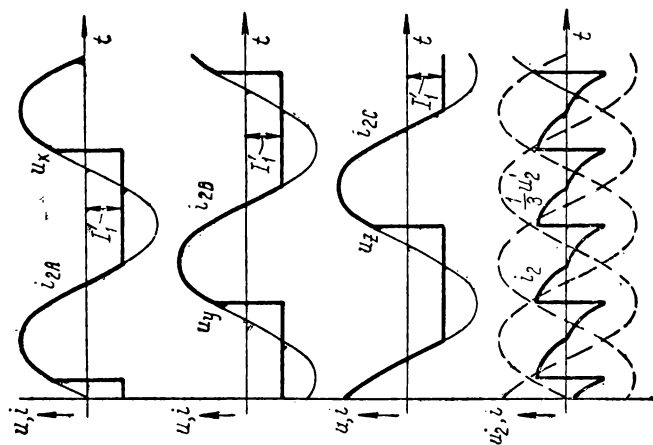


Рис. 3.3. Кривые, аналогичные приведенным на рис. 3.2, но при большей величине тока управления (каждый реактор насыщен в течение времени, большего третьего периода).

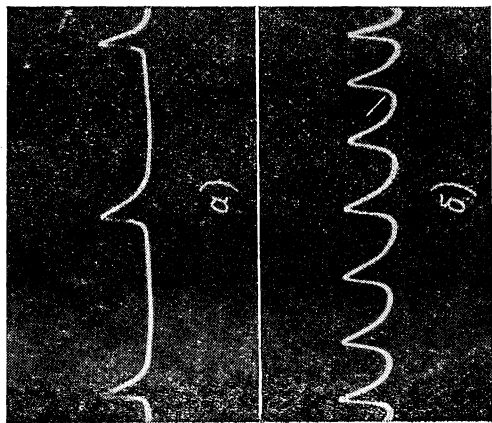


Рис. 3.4. Осциллограмма тока в рабочей обмотке (а) и тока в нулевом проводе (б) при включении по схеме рис. 3.1 и малой величине тока управления.

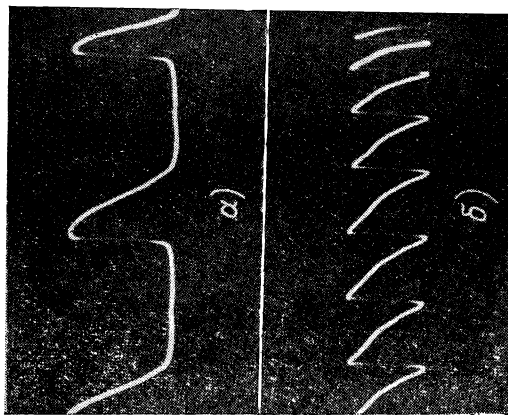


Рис. 3.5. Осциллограмма, аналогичная приведенной на рис. 3.4, но при большой величине тока управления.

лениях и, следовательно, пропорционально сумме нагрузочных токов, т. е. току в нулевом проводе. Математически это может быть записано следующим образом:

$$u_{2A} = u_x - R_2 i_{2A},$$

$$u_{2B} = u_y - R_2 i_{2B},$$

$$u_{2C} = u_z - R_2 i_{2C},$$

$$\begin{aligned} u_2 &= u_{2A} + u_{2B} + u_{2C} = u_x - R_2 i_{2A} + u_y - R_2 i_{2B} + u_z - R_2 i_{2C} = \\ &= 0 - R_2 (i_{2A} + i_{2B} + i_{2C}) = -R_2 i_2. \end{aligned}$$

Описанный выше режим работы трехфазной схемы имеет место в том случае, когда импеданс цепи управления достаточно велик, и токами, наведенными в обмотке управления, можно пренебречь.

Осциллограммы токов, протекающих по рабочим обмоткам и тока i_2 в нулевом проводе для малой МДС управления изображены на рис. 3.4, а для большой МДС — на рис. 3.5.

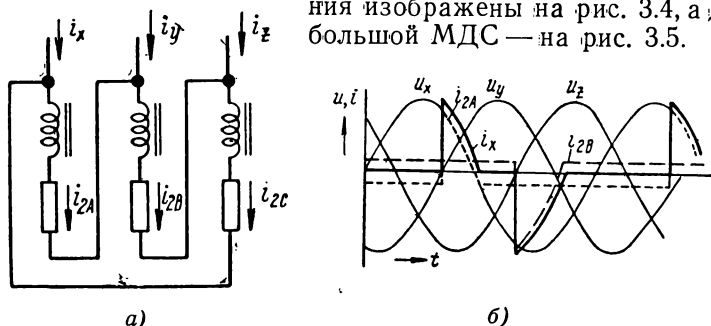


Рис. 3.6. Соединение трехфазного магнитного усилителя в треугольник:

а — схема включения; б — кривые фазового тока.

Очевидно, дроссели насыщения и нагрузку можно поменять местами так, чтобы работа схемы не изменилась. Оба конца каждой фазы нагрузки должны быть в этом случае свободными, а дроссель насыщения должен быть подключен к общей точке. Очевидно также, что характер работы схемы не изменится при включении усилителей в треугольник (рис. 3.6, а). Фазовые токи i_x , i_y , i_z будут равны разности рабочих токов, например $i_x = i_{2A} - i_{2C}$ (рис. 3.6, б). Реакторы и нагрузка при этом должны быть рассчитаны на линейное напряжение, которое, как известно, превышает фазовое напряжение в $\sqrt{3}$ раз.

3.1.2. Трехфазные схемы включения магнитных усилителей с активной нагрузкой и малым импедансом в цепи управления

Рассмотрим случай, когда импеданс в цепи управления мал и в каждой фазе имеется самостоятельная нагрузка (рис. 3.7). Примем следующие допущения:

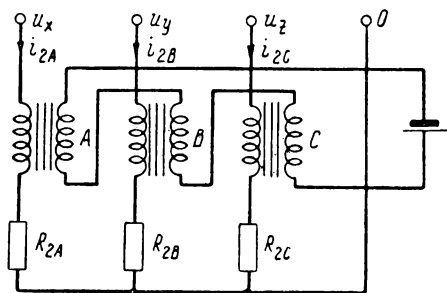


Рис. 3.7. Трехфазная схема включения магнитного усилителя с малым импедансом в цепи управления.

а) сумма напряжений на реакторах должна равняться нулю, так как импеданс управляющей цепи по нашим предположениям весьма мал;

б) по рабочим обмоткам ненасыщенных реакторов должны протекать одинаковые рабочие токи, так как они компенсируют во всех реакторах один и тот же ток управления;

в) ток в нулевом проводе равен нулю. Это можно обосновать следующим образом:

$$u_x = u_{2A} + R_2 i_{2A},$$

$$u_y = u_{2B} + R_2 i_{2B},$$

$$u_z = u_{2C} + R_2 i_{2C}$$

и в соответствии с п. а

$$u_{2A} + u_{2B} + u_{2C} = 0.$$

Складывая приведенные выше уравнения, находим

$$R_2 (i_{2A} + i_{2B} + i_{2C}) = 0.$$

Разберем далее возможные режимы работы.

1. Все реакторы не насыщены. Ток во всех трех рабочих обмотках должен иметь одинаковые мгновенные величины. При этом во всех нагрузочных сопротивлениях должны быть одинаковыми и падения напряжения, что, однако, невозможно, так как тогда не было бы выполнено условие равенства нулю суммы напряжений на всех реакторах. Следовательно, в этом интервале времени рабочие токи должны равняться нулю во всех трех фазах. Это же происходит и в случае, когда в цепи управления протекает постоянный ток от внешнего источника. При этом в цепи управления возникает переменная составляющая и в каждый момент времени ток управления создает МДС, которая компенсирует МДС рабочей цепи, аналогично тому, как это было при последовательном включении однофазного магнитного усилителя с малым импедансом в цепи управления.

Ненасыщенное состояние соответствует интервалам времени от t_1 до t_2 , от t_3 до t_4 и т. д. (рис. 3.8).

2. Насыщен один реактор. Если, например, реактор A насыщен, на его зажимах не может возникнуть падение напряжения и нагрузочное сопротивление R_{2A} для этого состояния можно считать включенным прямо к зажимам источника напряжения питания u_x (схема замещения на рис. 3.9).

Ток в цепи рабочей обмотки реактора A разделяется в общей точке

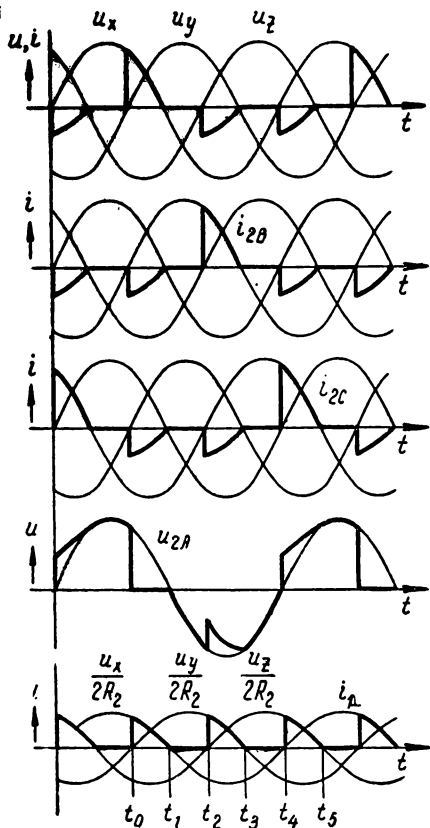


Рис. 3.8. Кривые рабочих токов реакторов i_{2A} , i_{2B} , i_{2C} , напряжения на реакторе u_{2A} и тока в цепи управления i_1 при включении по схеме, приведенной на рис. 3.7, в случае малой величины тока управления.

на две равные части, которые замыкаются по рабочим обмоткам ненасыщенных реакторов B и C . Сумма напряжений на ненасыщенных реакторах должна быть равна нулю, так как связанная с ними обмотка управления имеет малый импеданс.

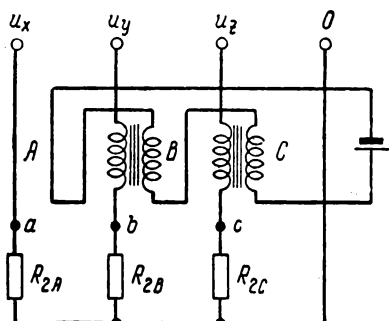


Рис. 3.9. Схема замещения для случая, когда в магнитном усилителе (рис. 3.7) насыщен один реактор.

Следовательно, напряжения на рабочих обмотках u_{2B} , u_{2C} должны тогда быть равновеликими и противоположными по фазе. Напряжение между точками b и c равно нулю, так как падения напряжений на нагрузочных сопротивлениях R_{2B} , R_{2C} одинаковы. Отсюда следует, что напряжение на ненасыщенных реакторах равняется половине линейного напряжения питания. Точки b и c соот-

ветственно имеют по отношению к нулевому проводу напряжение, равное половине суммы напряжений u_y и u_z , т. е. половине напряжения u_x . Тогда на нагрузочных со-

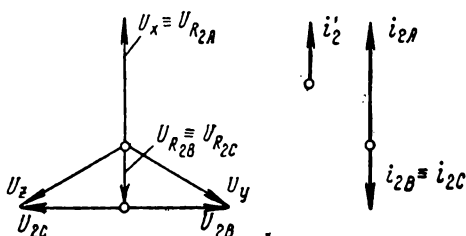


Рис. 3.10. Векторная диаграмма токов и напряжений магнитного усилителя, соответствующая схеме замещения (рис. 3.9).

противлениях R_{2B} и R_{2C} возникает падение напряжения, равное половине напряжения питания, между тем как напряжение на сопротивлении R_{2A} будет равняться полному напряжению питания. В цепь управления трансформируется ток, который в сумме с постоянной составляющей компенсирует МДС рабочего тока ненасыщенных реакторов.

Этот ток равняется половине рабочего тока насыщенного реактора, пересчитанного пропорционально отношению чисел витков (рабочих и управления). Кривые всех этих токов и напряжений составляются из отрезков синусоид, и поэтому в пределах данного интервала времени для исследования может быть использована векторная диаграмма (рис. 3.10). Следует, однако, подчеркнуть, что эта диаграмма справедлива не для всего периода времени, а только для той его части, в которой реактор A насыщен, а другие два ненасыщены. Кривые тока и напряжения в зависимости от времени изображены на рис. 3.8. Описанное здесь состояние наступает в интервалах времени от t_0 до t_1 для реактора A , от t_2 до t_3 — для реактора B и т. д.

3. Насыщены два реактора. Падение напряжения на рабочих обмотках всех трех реакторов в рассматриваемом режиме равно нулю. Отсутствие напряжения на рабочей обмотке ненасыщенного реактора объясняется демпфирующим действием обмотки управления с малым импедансом. Токи в цепях нагрузки в рассматриваемом режиме определяются сопротивлениями этих цепей и приложенными к ним фазовыми напряжениями. По рабочей цепи протекает ток, компенсирующий МДС цели управления ненасыщенного реактора. Рабочий ток ненасыщенного реактора равняется соответствующему фазовому току симметричной трехфазной системы, а ток управления равен этому фазовому току, пересчитанному в отношении чисел витков (нагрузочных и управления). Схема замещения для случая, когда в магнитном усилителе насыщены два реактора, представлена на рис. 3.11. На рис. 3.12 изображена векторная диаграмма, соответствующая этой схеме. Эта диа-

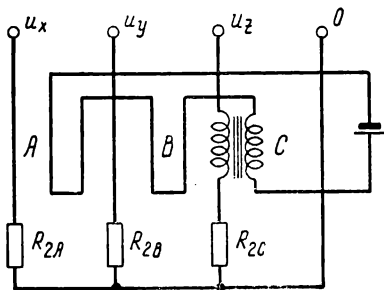


Рис. 3.11. Схема замещения для случая, когда в магнитном усилителе (рис. 3.7) насыщены два реактора.

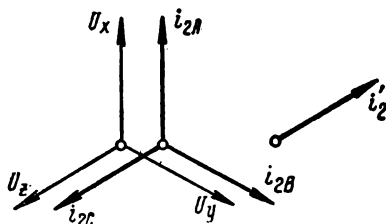


Рис. 3.12. Векторная диаграмма токов и напряжений магнитного усилителя, соответствующая схеме замещения (рис. 3.11).

грамма справедлива только для той части периода, в которой оба реактора насыщены. Кривые токов приведены на рис. 3.13. Очевидно, что состояние одновременного насыщения этих реакторов наступает только при определенной, достаточно большой величине управляющей МДС. При меньшей МДС управления чередуются состояния, описанные в п. 1 и 2, при большей МДС управления состояние,

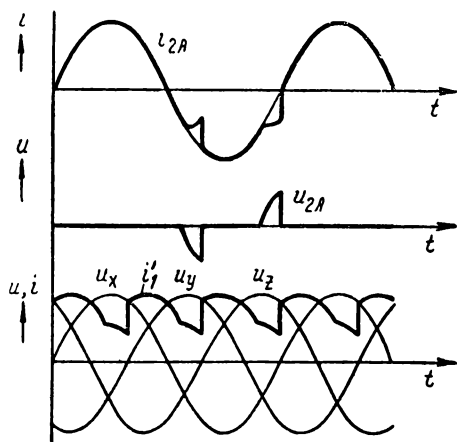


Рис. 3.13. Кривые зависимости от времени основных величин для трехфазного магнитного усилителя, включенного по схеме, приведенной на рис. 3.7, при большом токе управления:

i_{2A} — рабочего тока; u_a — напряжения на реакторах; i_1 — тока в цепи управления.

описанное в п. 2, чередуется с состоянием, описанным в п. 3 (рис. 3.13). Осциллограммы рабочих токов, напряжения на рабочих обмотках и тока в цепи управления представлены на рис. 3.14 для меньшей МДС управления, а на рис. 3.15 — для большей МДС управления.

Поскольку в нулевом проводе ток не протекает, включенный таким образом магнитный усилитель может работать и в схеме без нулевого провода, а также при включении нагрузочных сопротивлений в треугольник. Схема такого включения изображена на рис. 3.16. Для токов i_{AB} , i_{BC} , i_{CA} , протекающих по каждой ветви этой схемы, верны следующие соотношения:

$$i_{2A} = i_{AB} - i_{CA},$$

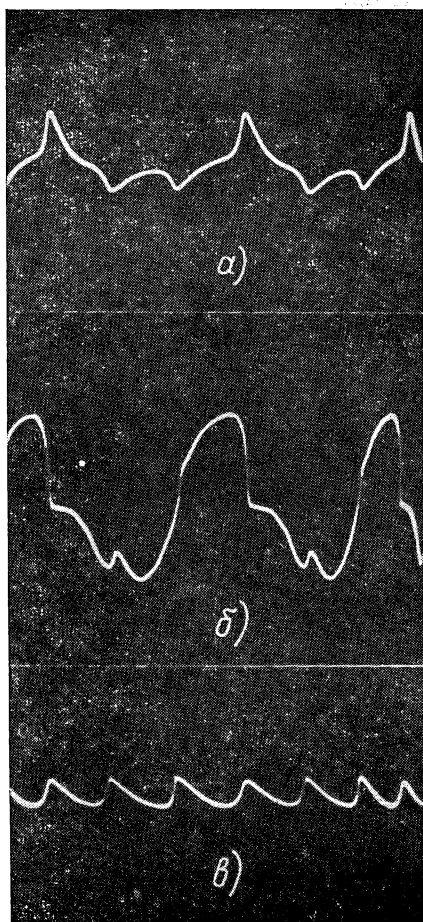


Рис. 3.14. Осциллограммы:

a —тока i_2 в рабочей обмотке, $б$ —напряжения на реакторе u_2 ; $в$ —тока управления i_1 при включении по схеме, приведенной на рис. 3.7, и малой величине тока управления.

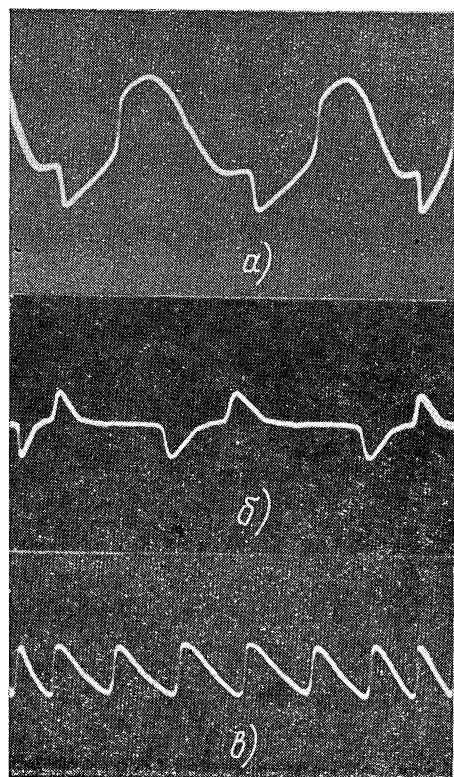


Рис. 3.15. Осциллограммы, аналогичные приведенным на рис. 3.14, но для большой величины тока управления.

$$i_{2B} = i_{BC} - i_{AB},$$

$$i_{2C} = i_{CA} - i_{BC}.$$

Отсюда, например, $i_{AB} = \frac{i_{2A} - i_{2B}}{2}$; аналогичные соотношения действительны и для остальных фаз. Так как в период времени, в течение которого оба реактора не насыщены, по ним протекает одинаковый ток, соответствующий линейный ток будет равен нулю. На рис. 3.17 показана кривая тока в ветви AB для МДС управления такой же величины, как и в случае схемы, показанной на рис. 3.7, кривые для которого изображены на рис. 3.8.

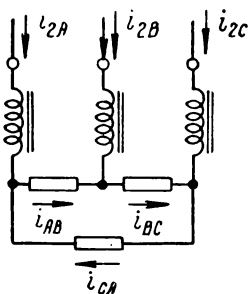


Рис. 3.16. Схема трехфазного магнитного усилителя с нагрузкой, включенной в треугольник.

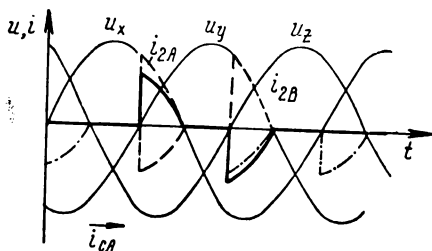


Рис. 3.17. Кривая тока в нагрузке магнитного усилителя, включенного по схеме, показанной на рис. 3.16.

3.1.3. Трехфазные схемы включения магнитных усилителей с активной нагрузкой в нулевом проводе и большим импедансом в цепи управления

Рассматриваемая схема включения магнитных усилителей представлена на рис. 3.18. Реакторы соединены в звезду, а нагрузка включена в нулевой провод. Так как схема включения симметрична, по нагрузке могут протекать токи только третьей гармоники и кратных ей гармоник. Работа такой схемы отличается от описанных ранее схем, так как отдельные реакторы влияют друг на друга через общее сопротивление нагрузки R_2 .

При работе схемы могут возникнуть различные режимы работы.

1. **Все реакторы не насыщены.** По рабочим обмоткам протекают токи, которые компенсируют МДС управления.

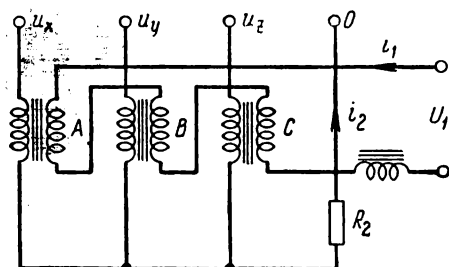


Рис. 3.18. Трехфазный магнитный усилитель с нагрузкой, включенной в нулевой провод.

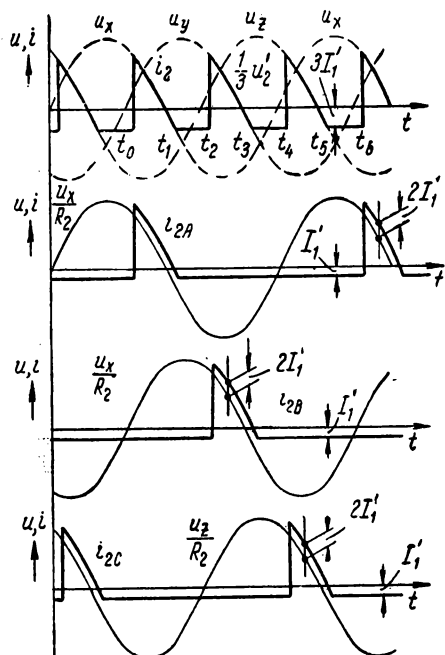


Рис. 3.19. Кривые токов в рабочих обмотках и в нагрузке магнитного усилителя, включенного по схеме, приведенной на рис. 3.18, при малой величине тока управления.

Поэтому в данном интервале рабочие токи всех трех фаз должны быть равны, а по нагрузочному сопротивлению протекает ток, равный трехкратному значению приведенного тока управления. Это состояние длится от момента времени t_1 до t_2 , от t_3 до t_4 и т. д. (рис. 3.19). Ниже показано, что напряжение, индуктированное в цепи управления, равно трехкратному падению напряжения на нагрузочных сопротивлениях, пересчитанному пропорционально числу витков.

Так как

$$u_{2A} = u_x - R_2 i_2,$$

$$u_{2B} = u_y - R_2 i_2,$$

$$u_{2C} = u_z - R_2 i_2,$$

$$u_x + u_y + u_z = 0,$$

то

$$u_2 = u_{2A} + u_{2B} + u_{2C} = -3R_2 i_2.$$

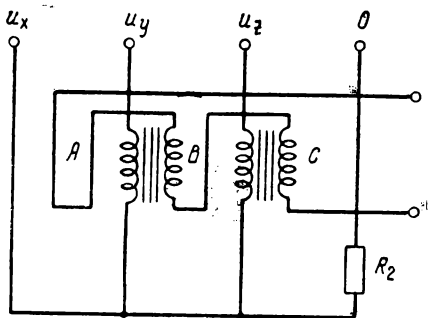


Рис. 3.20. Схема замещения для случая, когда в магнитном усилителе (рис. 3.18) насыщен один реактор A . Реакторы B и C не насыщены.

2. Насыщен один реактор. Как видно из кривых рис. 3.19, один из реакторов насыщается в интервалах времени от t_0 до t_1 , от t_2 до t_3 и т. д. Схема замещения для рассматриваемого случая (насыщен реактор A) изображена на рис. 3.20. Так как падение напряжения на насыщенном реакторе равно нулю, напряжение u_x оказывается приложенным непосредственно к общей точке, следовательно, ток в нагрузочном сопротивлении равен $i_2 = \frac{u_x}{R_2}$ и изменяется в этом интервале по отрезку синусоиды. По остальным двум рабочим обмоткам ненасыщенных реакторов B и C протекает ток, компенсирующий МДС управления. Ток в рабочей обмотке реактора A равен сумме тока нагрузки и токов в обмотках реакторов B и C . Кривые этих токов показаны на рис. 3.19. Напряжение, индуктированное в цепи управления, так же как и в случае, рассмотренном выше, равно трехкратному пересчитанному падению напряжения на сопротивлении нагрузки. Приведем доказательство этого соотношения. Так как

$$u_{2A} = 0; u_x = R_2 i_2; u_y + u_z = -u_x;$$

$$u_{2B} = u_y - R_2 i_2;$$

$$u_{2C} = u_z - R_2 i_2,$$

то

$$\begin{aligned} u &= u_{2A} + u_{2B} + u_{2C} = 0 + u_y - R_2 i_2 + u_z - R_2 i_2 = \\ &= u_y + u_z - 2R_2 i_2 = -u_x - 2R_2 i_2 = -3R_2 i_2. \end{aligned}$$

Описанный выше процесс протекает в каждом реакторе со сдвигом фаз на треть периода (рис. 3.19). При увеличении тока управления удлиняется период насыщения и,

наконец, наступает состояние, когда в каждую треть периода насыщен один из реакторов. При дальнейшем увеличении тока управления, ток нагрузки больше не увеличивается и форма его кривой не изменяется, увеличивается только ток, потребляемый из сети для компенсации МДС управления в двух других реакторах. Одновременно насыщение двух реакторов невозможно, так как МДС управления, как бы она ни была велика, всегда компенсируется. Кривые тока при большой МДС управления показаны на рис. 3.21. В рассматриваемой схеме в цепи управления индуктируется напряжение сравнительно большой величины. Поэтому, чтобы на рассматриваемый процесс не влияли уравнительные токи, в цепь управления должен быть включен значительный импеданс.

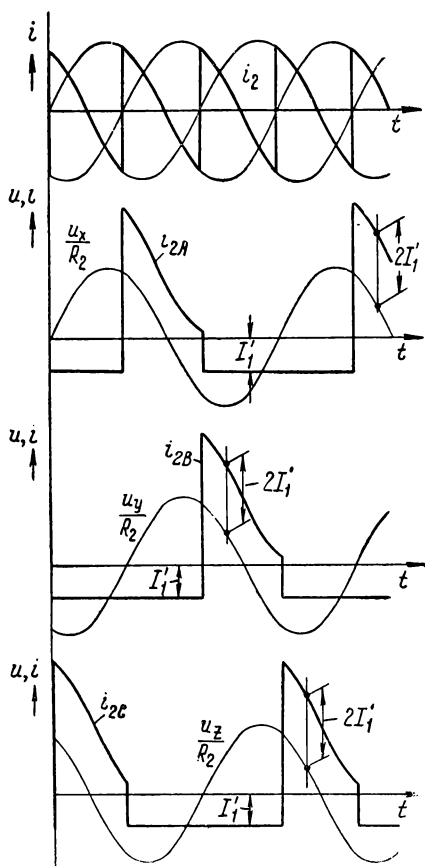


Рис. 3.21 Кривые токов, аналогичные приведенным на рис. 3.19, но для большой величины тока управления.

Как видно из осцилло-

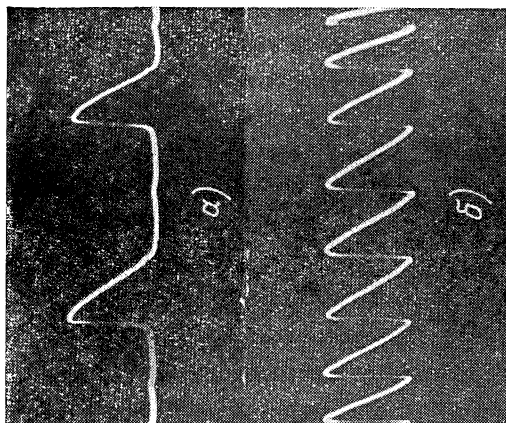


Рис. 3.23. Осциллограммы, аналогичные приведенным на рис. 3.22, для среднего значения тока управления.

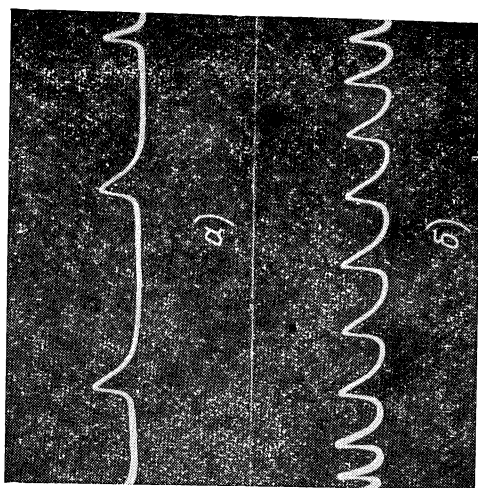


Рис. 3.22. Осциллограммы токов в рабочих обмотках и в нагрузке при включении по схеме, приведенной на рис. 3.18, и малой величине тока управления:
а — ток в рабочей обмотке; б — ток в нагрузке.

грамм (рис. 3.22, 3.23 и 3.24), снятых при трех значениях МДС управления, результаты, полученные теоретически для сердечника с идеальной кривой намагничивания, хорошо согласуются с экспериментальными данными.

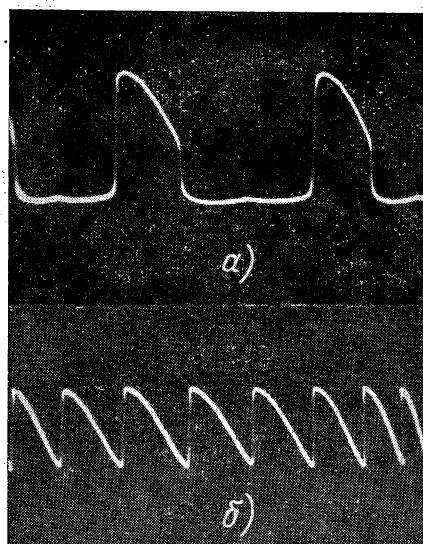


Рис. 3.24. Осциллограммы, аналогичные приведенным на рис. 3.22, для большого значения тока управления.

3.2. ТРЕХФАЗНЫЕ СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ МАГНИТНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ БЕЗ НУЛЕВОГО ПРОВОДА

3.2.1. Трехфазные схемы включения магнитных усилителей без нулевого провода с активной нагрузкой и большим импедансом в цепи управления

Рассмотрим трехфазную схему включения усилителя без нулевого провода (рис. 3.25). Так как сумма рабочих токов равняется нулю, то одновременно могут быть насыщены все три реактора только тогда, когда рабочие токи равны нулю, потому что только в этом случае все они имеют равное мгновенное значение (нулевое). Если сердечники всех трех реакторов не насыщены, то вследствие большого импеданса не может возникнуть ток, способный компенсировать МДС управления. Поэтому ненасыщенное

состояние сердечников всех трех реакторов может иметь место только при МДС управления, равной нулю. Как только появляется МДС управления, возникают различные режимы работы схемы.

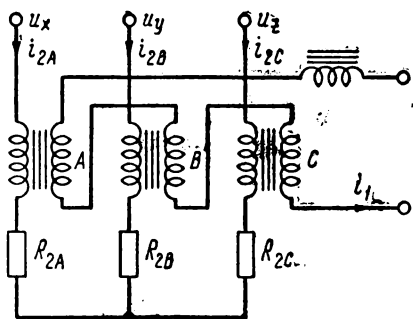


Рис. 3.25. Трехфазная схема включения магнитного усилителя без нулевого провода с большим импедансом в цепи управления.

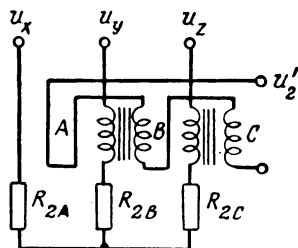


Рис. 3.26. Схема замещения для случая, когда в магнитном усилителе (рис. 3.25) насыщен один реактор.

1. Насыщен один реактор. Схема замещения для этого случая изображена на рис. 3.26. Как только насыщается один из реакторов, на двух других появляется напряжение, равное разности соответствующего линейного напряжения и падения напряжения на нагрузочных сопротивлениях, которое пропорционально току в рабочих обмотках. Значение тока в рабочих обмотках определяется условиями компенсации МДС управления в ненасыщенных реакторах. В рабочей обмотке насыщенного реактора протекает сумма токов двух ненасыщенных реакторов. Насыщение одного реактора продолжается одну треть периода, затем насыщается сердечник следующего реактора.

Кривые напряжения для случая, когда ток управления мал, показаны на рис. 3.27. Напряжение, например, на реакторе A в течение одной трети периода от t_0 до t_1 равно нулю, реактор A насыщен; в другой трети периода от t_1 до t_2 оно равно линейному напряжению u_{xy} и, наконец, в последней, третьей части периода от t_2 до t_3 напряжение равно разности между линейным напряжением u_{xz} и соответствующими падениями напряжения на сопротивлениях нагрузки, которые при построениях кривых во внимание не принимались. На рис. 3.27 показаны также кривые магнитного потока Φ_A реактора A и кривая напряжения U_0 между общей и нулевой точками трехфазной системы на-

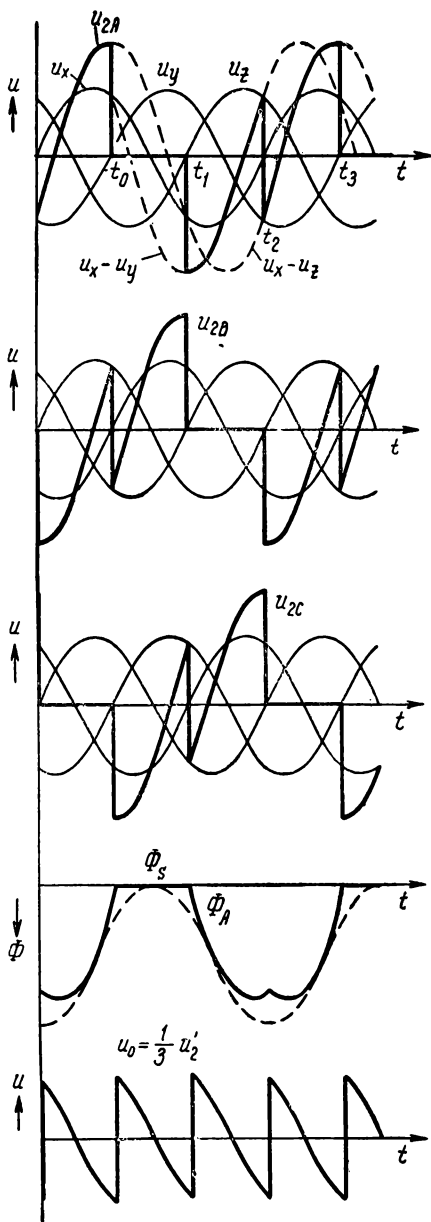


Рис. 3.27. Кривые напряжения на рабочих обмотках u_{2A} , u_{2B} , u_{2C} , магнитного потока Φ_A и напряжения, индуцированного в цепи управления u'_2 для схемы, изображенной на рис. 3.25, при очень малом значении тока управления.

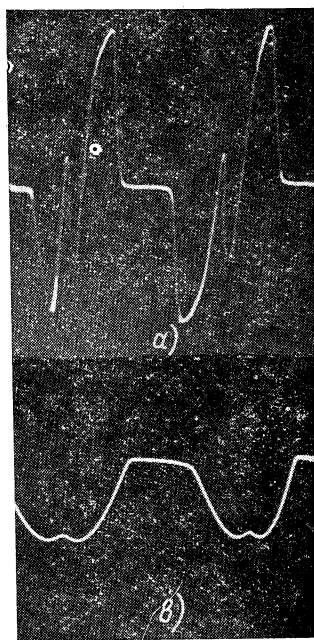


Рис. 3.28. Осциллограммы напряжения на рабочих обмотках и магнитного потока для схемы, приведенной на рис. 3.25, при очень малой величине тока управления.

пряжений источника питания, которая также характеризует напряжение, индуктированное в цепи управления. Кривые напряжений на рабочей обмотке и кривая магнитного потока были сняты осциллографом, эти снимки представлены на рис. 3.28.

На кривой магнитного потока (рис. 3.27) для сравнения пунктиром нанесена кривая магнитного потока, соответствующая нулевому значению МДС управления. В этом случае кривые всех напряжений и потоков синусоидальны. Как видно из кривых рис. 3.27, пределы изменения магнитного потока при наличии МДС управления уменьшаются.

При увеличении МДС управления насыщение каждого из реакторов наступит раньше. Момент насыщения может быть определен из условия равенства нулю среднего за период напряжения на реакторе. При определении падения напряжения на рабочих обмотках в этом случае должны быть учтены падения напряжения на нагрузочных сопротивлениях (рис. 3.29). Падения напряжения на сопротивлениях, соединенных последовательно с ненасыщенными реакторами одинаково, так как в рабочих обмотках протекают равные токи, компенсирующие МДС управления. Падение напряжения на сопротивлениях, соединенных последовательно с насыщенным реактором, равно удвоенной величине, так как в этой цепи протекает сумма токов двух

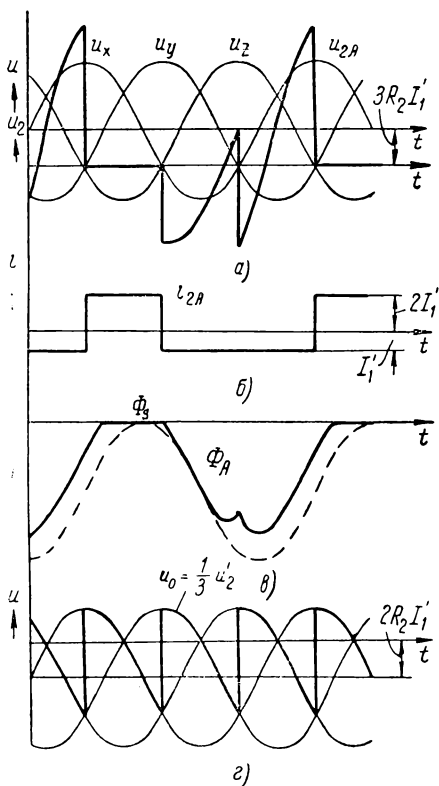


Рис. 3.29. Кривые основных зависимостей для магнитного усилителя (рис. 3.25) при малой величине тока управления:

а — напряжение u_{2A} на рабочей обмотке; б — ток i_{2A} в рабочей обмотке; в — магнитный поток Φ_A ; г — напряжение u_2 , индуктированное в цепи управления.

других ненасыщенных реакторов. Общее падение напряжения при этом равняется утроенному произведению нагрузочного сопротивления на ток управления, пересчитанный пропорционально числу витков. На рис. 3.29,а нулевая линия для напряжения u_{A2} сдвинута вниз на величину падения напряжения $3R_2 I_1$. Кривые тока,

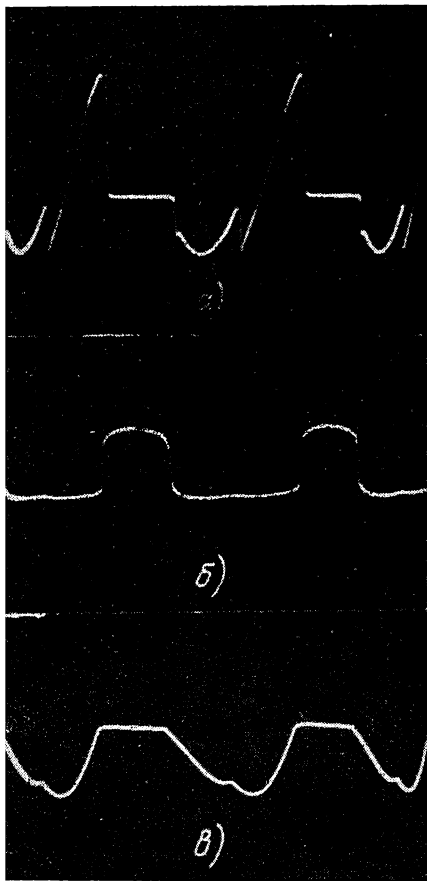


Рис. 3.30. Осциллограммы напряжения на рабочих обмотках, тока и магнитного потока для магнитного усилителя, включенного по схеме, приведенной на рис. 3.25, при малой величине тока управления.

магнитного потока и напряжения, индуктированного в цепи управления, приведены на рис. 3.29,б, в и г. Это напряжение равно утроенной величине напряжения между нулем источника питания и общей точкой. На рис. 3.29 показаны кривые для одного реактора, для двух других — кривые такие же, но сдвинуты относительно друг друга на треть либо на две трети периода. Осциллограммы напряжения на рабочей обмотке тока и магнитного потока приведены на рис. 3.30.

Если ток управления возрастает еще больше, увеличивается падение напряжения на нагрузке

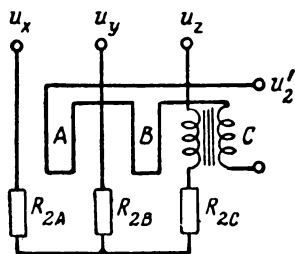


Рис. 3.31. Схема замещения для случая, когда в магнитном усилителе (рис. 3.25) насыщены два реактора.

и изменяется продолжительность интервала времени, в течение которого один из реакторов не насыщен. При определенной величине тока управления длительность интервала времени, в течение которого один из реакторов не насыщен, становится меньше, чем две трети периода, и одновременно насыщаются два реактора. Рассмотрим этот режим работы магнитного усилителя.

2. Насыщены два реактора. Ток в рабочей обмотке каждого из насыщенных реакторов (A и B на рис. 3.31) складывается из двух составляющих. Одна из них определяется линейным синусоидальным напряжением сети u_{xy} и нагрузочными сопротивлениями, включенными в цепь насыщенных реакторов. Вторая составляющая определяется компенсирующим током ненасыщенного реактора C и равна половине этого компенсирующего тока.

Схема замещения для этого случая представлена на рис. 3.31. Кривые токов, напряжений на рабочих обмотках и напряжения, индуктированного в цепи управления, приведены на рис. 3.32*. Одновременное насыщение двух других реакторов (A и C или B и C) имеет место в интервалах времени от t_2 до t_3 , от t_4 до t_5 и далее периодически повторяется.

На рис. 3.32,а жирными линиями выделены соответствующие отрезки кривой напряжения сети, из которых складываются кривые напряжения на рабочих обмотках (рис. 3.32,б и в), составленные из отрезков нижней части кривой рис. 3.32,а, и кривые на рис. 3.32,е, составленные из отрезков верхней части кривой рис. 3.32,а. Осциллограммы напряжения на дросселе и тока, протекающего по дросселю, а также напряжения между общей точкой и нулем источника питания представлены на рис. 3.33.

Ниже приводятся выводы выражения для падения напряжения на реакторах, использованные при построении кривых рис. 3.32.

Падение напряжения на реакторе C может быть выражено как

$$u_{2C} = u_z - u_x - R_2 i_{2C} + R_2 i_{2A}$$

или

$$u_{2C} = u_z - u_y - R_2 i_{2C} + R_2 i_{2B}.$$

Складывая эти уравнения, получаем

$$2u_{2C} = 2u_z - u_x - u_y - R_2 (2i_{2C} - i_{2A} - i_{2B}),$$

* Из рисунка следует, что одновременное насыщение реакторов A и B происходит в интервале времени от t_0 до t_1 .

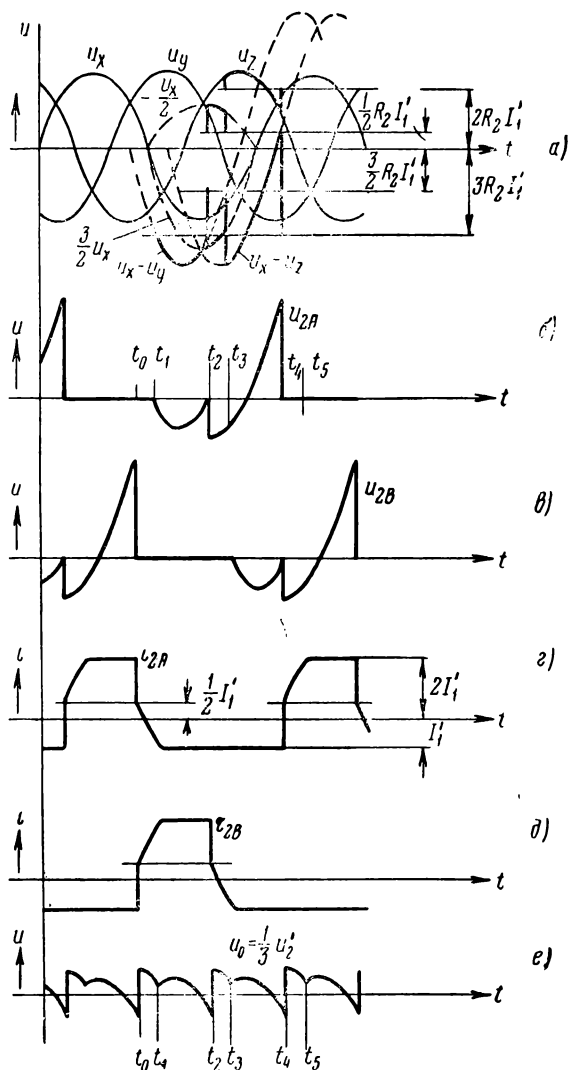


Рис. 3.32. Основные зависимости для магнитного усилителя (рис. 3.25) при большой величине тока управления:

a —отдельные составляющие кривых напряжения;
 $б, в$ —напряжения на рабочих обмотках u_{2A} , u_{2B} ;
 $г, д$ —токи в рабочих обмотках i_{2A} , i_{2B} ; $е$ —напряжение u_0 , индуктированное в цепи управления.

и так как

$$-u_x - u_y = u_z \text{ и } -i_{2A} - i_{2B} = i_{2C},$$

напряжение на рабочей обмотке реактора C может быть выражено в виде

$$u_{2C} = \frac{3}{2} (u_z - R_2 i_{2C}).$$

Токи, протекающие в рабочих обмотках насыщенных реакторов, могут быть определены из уравнения

$$u_x - u_y = R_2 i_{2A} - R_2 i_{2B},$$

откуда

$$i_{2A} - i_{2B} = \frac{u_x - u_y}{R_2},$$

и так как

$$i_{2A} + i_{2B} = -i_{2C},$$

токи в рабочих обмотках выражаются в виде

$$i_{2A} = \frac{u_x - u_y}{2R_2} - \frac{i_{2C}}{2}$$

и

$$i_{2B} = \frac{u_y - u_x}{2R_2} - \frac{i_{2C}}{2}.$$

При дальнейшем увеличении тока управления наступает режим, при котором насыщены все три реактора.

3. Насыщены все три реактора. Импеданс всех реакторов равен нулю, и токи в рабочих цепях определяются только напряжением питания и нагрузочными сопротивлениями. В цепи управле-

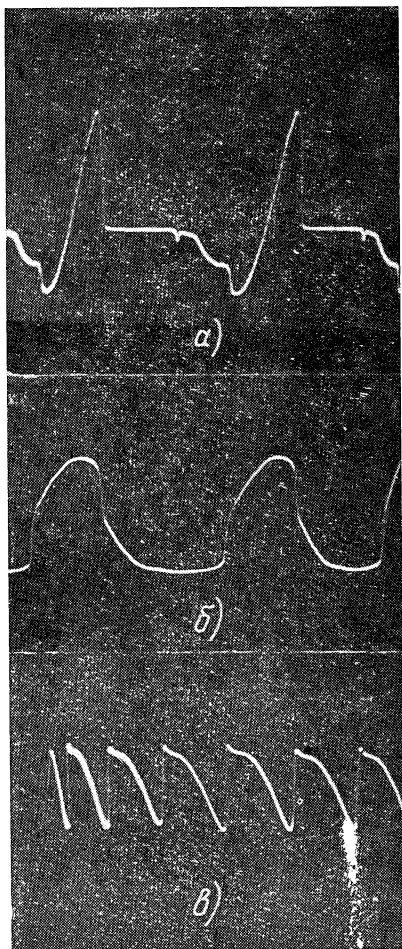


Рис. 3.33. Осциллограммы напряжения на рабочей обмотке (а), тока в ней (б) и напряжения (в), индуктированного в цепи управления, для схемы включения, приведенной на рис. 3.25.

ния не индуцируется напряжение. Кривые тока и напряжения синусоидальны. Дальнейшее увеличение тока управления не оказывает влияния на рабочие токи.

3.2.2. Трехфазные схемы включения магнитных усилителей с активной нагрузкой и реакторами, соединенными в треугольник

Сумма напряжений на реакторах, включенных в треугольник (рис. 3.34), должна быть равна нулю:

$$u_A + u_B + u_C = 0.$$

Рассмотрим возможные режимы работы схемы.

1. **Все реакторы не насыщены.** В этом состоянии реакторов сумма МДС, действующих на каждый сердечник, равна нулю, следовательно

$$i_A = i_B = i_C = i'_1.$$

Кроме того, для общих точек в вершинах треугольника согласно закону Кирхгофа

$$i_x = i_A - i_B,$$

$$i_y = i_B - i_C,$$

$$i_z = i_C - i_A$$

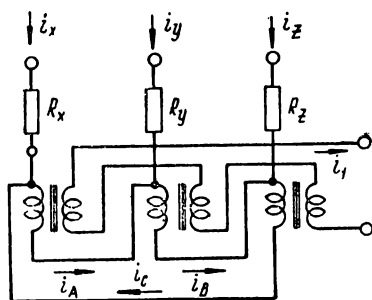


Рис. 3.34. Схема соединения трехфазного усилителя с реакторами, включенными в треугольник.

и, следовательно, в соответствии с приведенным выше уравнением для токов находим, что

$$i_x = i_y = i_z = 0.$$

Когда все реакторы не насыщены, ток нагрузки равен нулю; также равно нулю падение напряжения на нагрузочных сопротивлениях, а на рабочих обмотках падает полное линейное напряжение. Если это состояние наступает при управляющем токе $i_1 = 0$, как видно, из приведенных выше уравнений, во всех рабочих обмотках должен протекать одинаковый ток, который замыкается в цепи рабочих обмоток, соединенных по схеме треугольника (аналогично уравнительному току в однофазном дросселе насыщения

с параллельным включением рабочих обмоток). Ненасыщенному состоянию всех реакторов магнитного усилителя соответствуют интервалы времени от t_1 до t_2 , от t_3 до t_4 и т. д. (рис. 3.35).

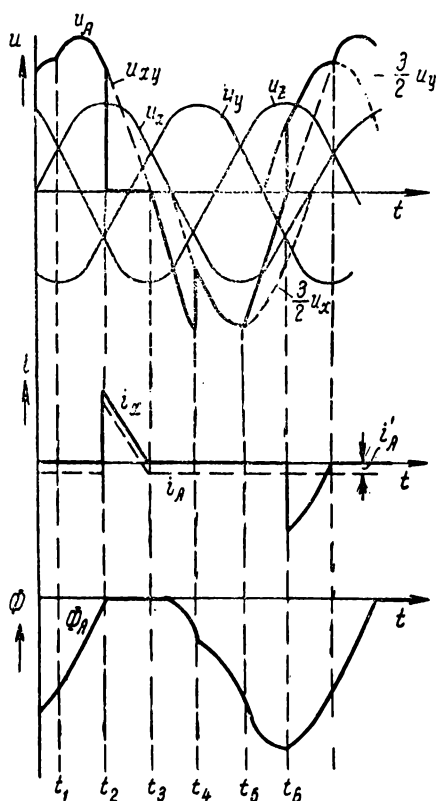


Рис. 3.35. Кривые напряжения и тока при включении реакторов в треугольник (рис. 3.34):

i_x — ток в фазе X; i_A — ток в рабочей обмотке реактора A; Φ_A — магнитный поток в сердечнике реактора A.

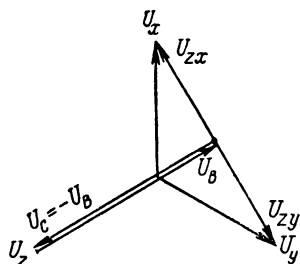


Рис. 3.36. Векторная диаграмма напряжений и токов магнитного усилителя при включении реакторов в треугольник (рис. 3.34) для случая, когда насыщен один реактор A:

u_B, u_C — напряжения на рабочих обмотках реакторов B и C; u_{2x}, u_{2y} — напряжения на нагрузочных сопротивлениях R_x, R_y .

2. Насыщен один реактор. Если, например, насыщается реактор A, напряжение на нем равно нулю. Остальные два реактора при этом не насыщены и их рабочие токи имеют значение, необходимое для компенсации тока управления i_1 ; так как эти токи равны между собой, то ток в цепи нагрузки R_z равен нулю.

На каждом из сопротивлений нагрузки R_x и R_y падает половина линейного напряжения U_{xy} (U_{2x} и U_{2y}) и ток в них изменяется по отрезкам синусоиды. По насыщенному реактору A протекает ток, равный разности между током нагрузки и током, компенсирующим

МДС управления. Случаю насыщения одного реактора соответствует векторная диаграмма, приведенная на рис. 3.36. Из этой диаграммы следует, что напряжение u_B и u_C на рабочих обмотках реакторов В и С равно трем вторым фазового напряжения U_f . Кривые напряжений и токов для

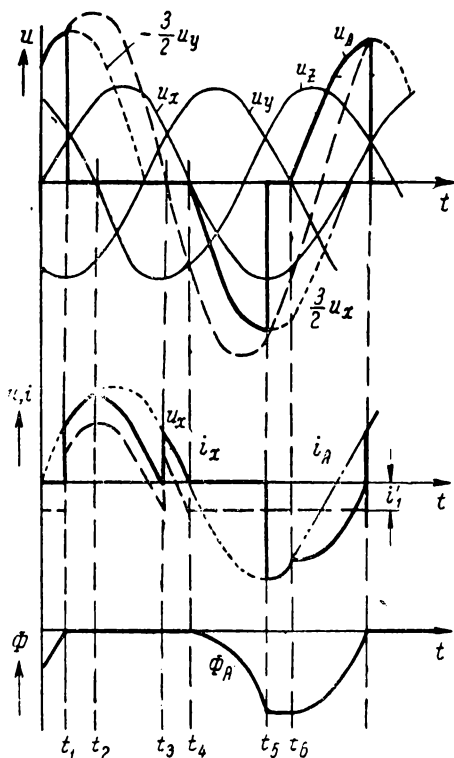


Рис. 3.37. Кривые напряжений и токов при включении по схеме, приведенной на рис. 3.34, для большого значения МДС управления.

рассматриваемого случая (рис. 3.35) соответствуют интервалам времени от t_2 до t_3 , от t_4 до t_5 и т. д.

3. Насыщены два реактора. В этом случае в соответствии с уравнением

$$u_A + u_B + u_C = 0$$

напряжение на всех реакторах равно нулю. При этом нагрузочные сопротивления оказываются включенными в звезду и напряжения на них равны соответствующим фазовым напряжениям. Кривые токов и напряжений для этого случая соответствуют интервалам времени от t_1 до t_2 , от t_3 до t_4 (рис. 3.37). По ненасыщенному реактору протекает компенсирующий ток, который равен приведенному току управления i'_1 . Ток

остальных двух реакторов равен разности между соответствующими токами нагрузки и компенсирующим током. Токи нагрузки определяются фазовыми напряжениями и величиной сопротивлений нагрузки.

4. Насыщены три реактора. Кривая тока в нагрузке та же, что и в случае двух насыщенных реакторов. В связи

с отсутствием компенсирующих токов кривые токов в рабочих обмотках несколько отличаются от подобных кривых в предыдущих случаях.

Рассмотренная схема включения магнитного усилителя характерна тем, что в цепи управления не индуцируется напряжение из рабочей цепи. Поэтому работа схемы не зависит от импеданса в цепи управления. Здесь возникает замкнутый контур в цепи рабочих обмоток, который увеличивает время реагирования усилителя. Эта схема включения усилителя аналогична дросселю насыщения с параллельно включенными обмотками.

3.3. ТРЕХФАЗНЫЕ СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ МАГНИТНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ С НАГРУЗКОЙ НА ПОСТОЯННОМ ТОКЕ

Рассмотрим работу магнитного усилителя, нагрузка которого включена через выпрямитель, соединенный по трехфазной мостовой схеме. Кривая выпрямленного напряжения на нагрузке содержит третью гармонику и кратные ей высшие гармоники. Различаются следующие режимы работы магнитных усилителей:

а) при активной нагрузке рабочий ток в отдельных фазах протекает менее чем одну треть периода. В этом случае кривая тока остается та же, что и при нагрузке, включенной без выпрямителя;

б) при активной нагрузке рабочий ток протекает в фазах в течение времени, длительность которого больше одной трети периода. В данном случае кривая тока изменяется при включении выпрямителя.

Если нагрузка содержит индуктивность, среднее значение выпрямленного тока увеличивается сравнительно со средним значением тока, протекающего по рабочей обмотке, так как три ветви выпрямительного моста составляют цепь, в которой могут замыкаться токи нагрузки в то время, когда рабочие обмотки не пропускают ток.

Разработано большое количество схем включения магнитных усилителей с нагрузкой на постоянном токе. Так, например, в схеме, приведенной на рис. 3.38, используется трехфазный мостовой выпрямитель, присоединенный непосредственно к дросселям насыщения.

В схеме включения усилителей, показанной на рис. 3.39, выпрямитель включен во вторичную цепь трансформатора. Вторичные обмотки трансформатора в этой схеме включены в зигзаг, что исключает постоянное намагничивание

сердечника трансформатора. Рабочие обмотки реакторов в схеме, изображенной на рис. 3.39, могут быть включены как в треугольник, так и в звезду.

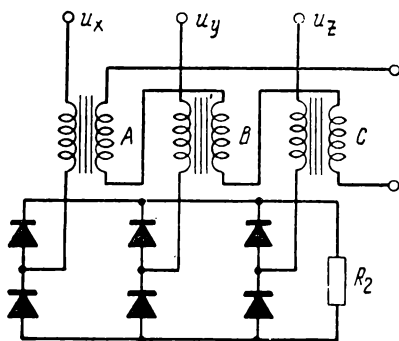


Рис. 3.38. Трехфазный магнитный усилитель с нагрузкой, включенной через мостовой выпрямитель.

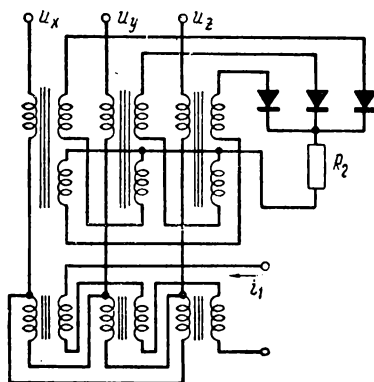


Рис. 3.39. Схема трехфазного магнитного усилителя с питающим трансформатором, включенным в зигзаг, и с дросселями, соединенными в треугольник.

3.4. ТРЕХФАЗНЫЕ СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ МАГНИТНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ С ВНУТРЕННЕЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

Если в каждой фазе последовательно с реакторами включить выпрямители, то получим трехфазную схему с внутренней обратной связью. Так как выпрямители пропускают ток только в одном направлении, то такая схема включения должна иметь общую точку, соединенную с нулем источника питания.

Цепь управления должна содержать значительный импеданс, так как в противном случае токи, наведенные в обмотке управления, нарушают нормальную работу усилителя с внутренней связью, и его чувствительность значительно понижается.

Далее рассматривается несколько схем с внутренней обратной связью и включением реакторов в звезду.

3.4.1. Трехфазная схема включения магнитных усилителей с нагрузочными сопротивлениями в каждой фазе

Рассматриваемая схема показана на рис. 3.40. При большом импедансе цепи управления реакторы не влияют

друг на друга и режим их работы такой же, как и при однофазном включении.

В цепи управления индуктируется напряжение, равное сумме приведенных значений напряжений на рабочих обмотках. Напряжения на рабочих обмотках имеют одинаковую форму и сдвинуты во времени на треть периода. Ток в нулевом проводе равен сумме токов отдельных реакторов. Данная схема имеет ограниченное применение и поэтому подробно не рассматривается.

3.4.2. Трехфазная схема включения магнитных усилителей с нагрузкой в нулевом проводе

Рассматриваемая схема (рис. 3.41) часто применяется в тех случаях, когда выход трехфазного усилителя осуществлен на постоянном токе с внутренней обратной связью и с общим нагрузочным сопротивлением в нулевом проводе.

Примем, что выпрямители имеют идеальные характеристики, кривая намагничивания соответствует кривой рис. 2.38,2 и рассмотрим возможные режимы работы такого усилителя (амплистата).

1. **Все реакторы не насыщены.** Так как МДС управления в линейной части кривой намагничивания очень мала (меньше МДС, соответствующей колену кривой намагничивания), ток нагрузки, равный сумме намагничивающих токов в

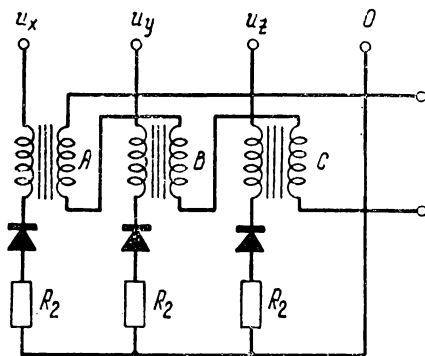


Рис. 3.40. Схема включения трехфазного магнитного усилителя с внутренней обратной связью и нагрузкой, включенной в каждую фазу.

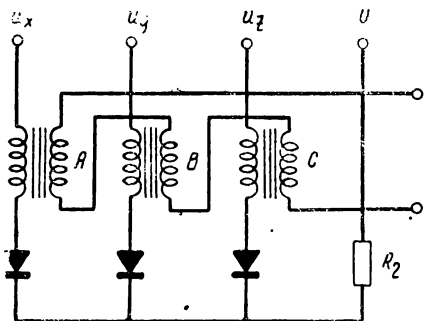


Рис. 3.41. Схема включения трехфазного магнитного усилителя с выходом на постоянном токе с внутренней обратной связью и с общим нагрузочным сопротивлением в нулевом проводе (трехфазный амплистат с нагрузкой в нулевом проводе).

этом режиме, также очень мал. При ненасыщенных реакторах могут иметь место два режима работы.

Первый режим работы характеризуется тем, что в промежутке времени $t_1 \div t_2$ напряжение в одной из фаз имеет такую полярность, при которой выпрямитель открыт (рис. 3.42). Все напряжение источника питания при этом падает на рабочей обмотке (частая штриховка на рис. 3.42) и ток в данной рабочей обмотке равен току намагничива-

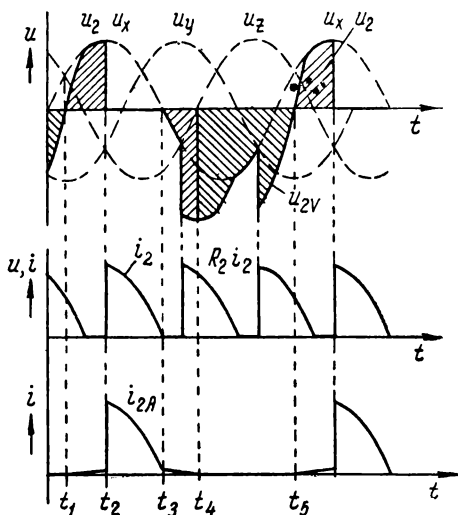


Рис. 3.42. Кривые напряжения u_2 на рабочей обмотке и тока i_{2A} в ней для трехфазного амплистата (рис. 3.41) при небольшой величине рабочего тока.

ния. Магнитный поток изменяется в соответствии с количеством напряжения, которое поглощается реактором в этом интервале времени. Пропорционально магнитному потоку изменяется и ток намагничивания.

В момент времени t_3 напряжение данной фазы изменяет свой знак, реактор начинает отдавать поглощенное ранее количество напряжения и магнитный поток, а также ток намагничивания уменьшаются.

Второй режим работы начинается в момент времени t_4 , когда в реакторе А ток становится равным нулю (рис. 3.42), и выпрямитель закрывается. При этом напряжение источника питания скачком переносится с обмотки реактора на

зажимы выпрямителя (кривая u_{2V} , рис. 3.42). Второй режим заканчивается в момент времени t_5 , когда напряжение питания изменяет знак и выпрямитель вновь открывается.

2. Насыщен один реактор. Схема замещения для этого случая показана на рис. 3.43. Насыщение реактора наступает тогда, когда выпрямитель в его цепи открыт. Напряжение на рабочей обмотке насыщенного реактора равно нулю, и все напряжение соответствующей фазы прикладывается к нагрузочному сопротивлению R_2 . В интервале времени от t_2 до t_3 (рис. 3.42) насыщен один реактор. В течение этого промежутка времени напряжения на рабочих обмотках двух других реакторов становятся равными соответствующим линейным напряжениям.

Ток в нагрузке определяется напряжением источника питания и величиной сопротивления нагрузки. Намагничивающие токи ненасыщенных реакторов замыкаются че-

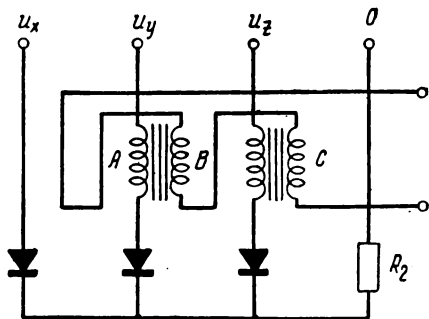


Рис. 3.43. Схема замещения трехфазного амплитаста (рис. 3.41) для случая, когда насыщен один реактор.

рез рабочую обмотку реактора, насыщенного в данном интервале времени. Момент насыщения каждого из реакторов, так же как и в однофазных схемах, определяется величиной МДС управления. Величину магнитного потока в то время, когда выпрямитель в цепи данного реактора закрыт, также определяет значение МДС управления. Таким образом, МДС управления определяет начальное значение потока в интервале времени, в течение которого выпрямитель будет открыт. Чем ближе начальное значение потока к потоку насыщения, совпадающему по направлению с МДС управления, тем больше значение рабочего тока. Если МДС управления увеличить до значения, при котором определенную часть периода насыщены сердечники двух реакторов, то режим работы схемы изменится.

3. Насыщены два реактора. Одновременное насыщение двух реакторов (рис. 3.44) возможно в течение весьма непродолжительного промежутка времени. Это объясняется тем, что при одновременном насыщении двух реакторов, соответствующие фазы источника питания оказываются

замкнутыми на цепь, состоящую из рабочих обмоток двух насыщенных реакторов. Возникающий при этом ток короткого замыкания проходит по обмотке реактора B (рис. 3.44) в прямом направлении, а по обмотке реактора A (рис. 3.44), который был ранее насыщен, — в направлении, противоположном рабочему току, протекающему по этой обмотке. В результате этого в момент времени t_2 (рис. 3.45) ток i_{2B} реактора B скачкообразно увеличивается, а ток i_{2A} ранее насыщенного реактора A уменьшается и этот реактор выходит из состояния насыщения. Дальнейшее изменение тока в цепи насыщенного реактора происходит по синусоиде. Напряжение на ненасыщенных реакторах равно соответствующему линейному напряжению.

В действительности ток в цепи насыщенных реакторов не изменяется мгновенно, так как обмотки этих реакторов всегда имеют некоторое реактивное сопротивление, которое несколько замедляет процесс.

Рассмотренные выше явления аналогичны процессам насыщения и насыщения реакторов в однофазной схеме с последовательным включением обмоток и большим импедансом в цепи управления. Время, в течение которого два реактора насыщены, также весьма непродолжительно.

4. Насыщены все реакторы. Одновременное насыщение всех реакторов наступает в случае, когда МДС управления равна или больше МДС колена кривой намагничивания и имеет то же направление, что и МДС рабочих токов, протекающих через выпрямители в прямом направлении. В этом случае падение напряжения на рабочих обмотках равно нулю, а напряжение на нагрузке и рабочий ток такие же, как при непосредственном включении выпрямителя в цепь трехфазного источника напряжения (рис. 3.46). В каждый момент времени пропускает ток только один выпрямитель, именно тот, который включен в фазу с максимальным напряжением.

Таким образом, при сравнительно небольшой величине МДС управления чередуются режимы работы, рассмотренные в п. 1 и 2, причем реакторы насыщаются попеременно и длительность насыщения менее, чем одна треть периода. Кривые напряжения и тока для этого случая были приведены на рис. 3.42. Как только МДС управления приобретает такую величину, что время насыщения сердечников составляет одну треть периода, возникает режим работы, описанный в п. 3 (рис. 3.45). При дальнейшем росте МДС

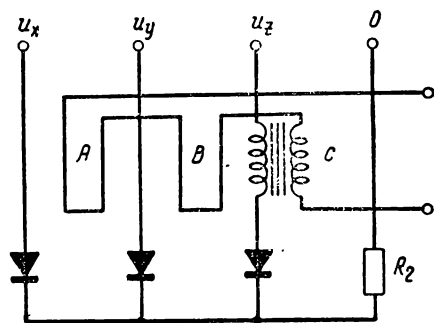


Рис. 3.44. Схема замещения трехфазного амплитата (рис. 3.41) для случая, когда насыщены два реактора.

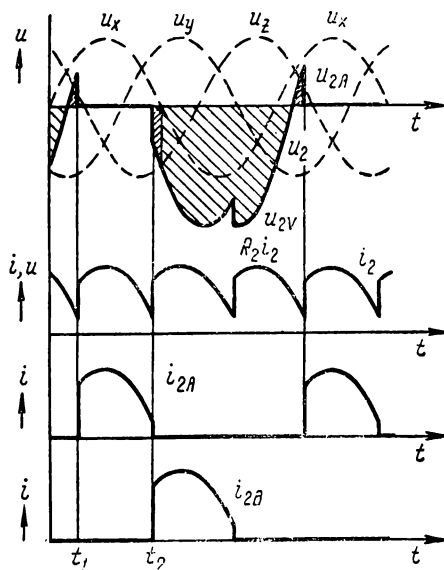


Рис. 3.45. Кривые напряжения и тока при большой величине тока нагрузки: u_{2A} — напряжения на рабочей обмотке; u_{2V} — напряжения на выпрямителе; i_2 — ток нагрузки; i_{2A} и i_{2B} — токи в рабочих обмотках реакторов.

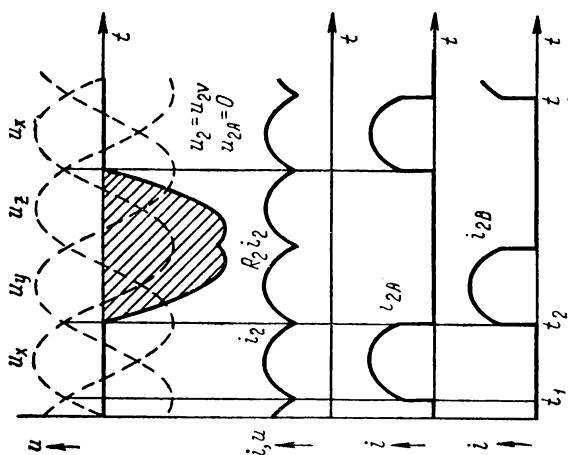


Рис. 3.46. Кривые тока и напряжения для случая, когда насыщены все три реактора:

i_a — ток в нагрузке; u_{2V} — напряжение на выпрямителе; i_{2A} и i_{2B} — токи в рабочих обмотках реакторов А и В.

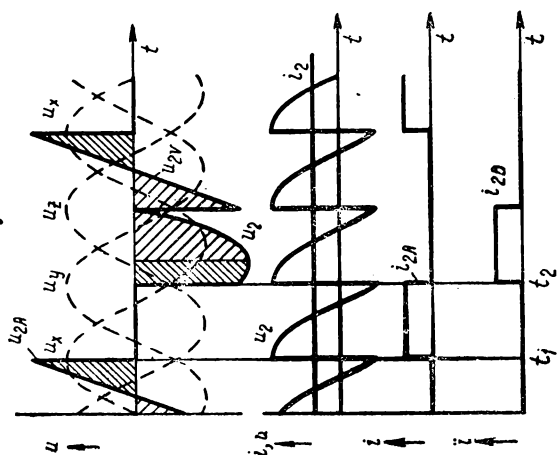


Рис. 3.47. Кривые токов и напряжений, аналогичные приведенным на рис. 3.42, при большой индуктивной нагрузке.

управления до величины, соответствующей колену кривой намагничивания, наступает состояние, при котором все реакторы насыщаются одновременно. Этот режим был рассмотрен в п. 4 (рис. 3.46). Если в цепи нагрузки имеется большая индуктивность, то ток нагрузки приблизительно постоянен, а кривая тока в рабочих обмотках имеет прямоугольную форму. При этом, даже при сравнительно малой величине тока нагрузки, длительность прохождения тока в каждой рабочей обмотке составляет одну треть периода. На рис. 3.47 приведены кривые тока и напряжения при большой индуктивности нагрузки и такой величине МДС управления, при которой насыщение наступает в такой же момент времени, как и в случае, показанном на рис. 3.42. Необходимо заметить, что процессы, происходящие в магнитных усилителях с внутренней обратной связью, имеют много общего с процессами в управляемых ионных выпрямителях. Поэтому положения теории управляемых ионных выпрямителей могут быть применены и к цепям с магнитными усилителями.

3.5. ТРЕХФАЗНАЯ СХЕМА ВКЛЮЧЕНИЯ МАГНИТНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ С ВНУТРЕННЕЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ, АКТИВНОЙ НАГРУЗКОЙ И РЕАКТОРАМИ, ВКЛЮЧЕННЫМИ В ТРЕУГОЛЬНИК

Рассматриваемая схема включения магнитных усилителей изображена на рис. 3.48. Процессы в данной схеме аналогичны процессам, происходящим в однофазном амплистате с параллельным включением обмоток.

В цепи нагрузки усилителя протекает переменный ток, форма кривой которого совпадает с формой кривой, приведенной на рис. 3.37. Выпрямители, включенные в цепь каждого реактора препятствуют возникновению компенсирующего тока в рабочих обмотках. В этих обмотках протекает постоянный ток в виде импульсов, сдвинутых друг относительно друга на одну треть периода.

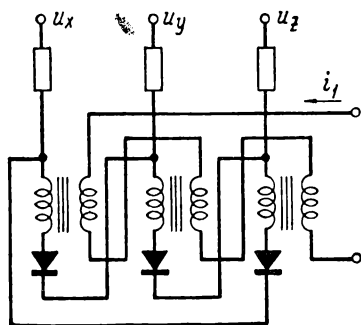


Рис. 3.48. Схема трехфазного магнитного усилителя с внутренней обратной связью и реакторами, соединенными в треугольник.

3.6. ТРЕХФАЗНАЯ СХЕМА ВКЛЮЧЕНИЯ МАГНИТНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ С ОДНОФАЗНЫМИ ДРОССЕЛЯМИ НАСЫЩЕНИЯ

Особую группу образуют трехфазные схемы включения усилителей, в которых используются однофазные дроссели насыщения. Дроссели насыщения в этих схемах могут быть включены либо по последовательным, либо по параллельным схемам с внешней или с внутренней обратной связью.

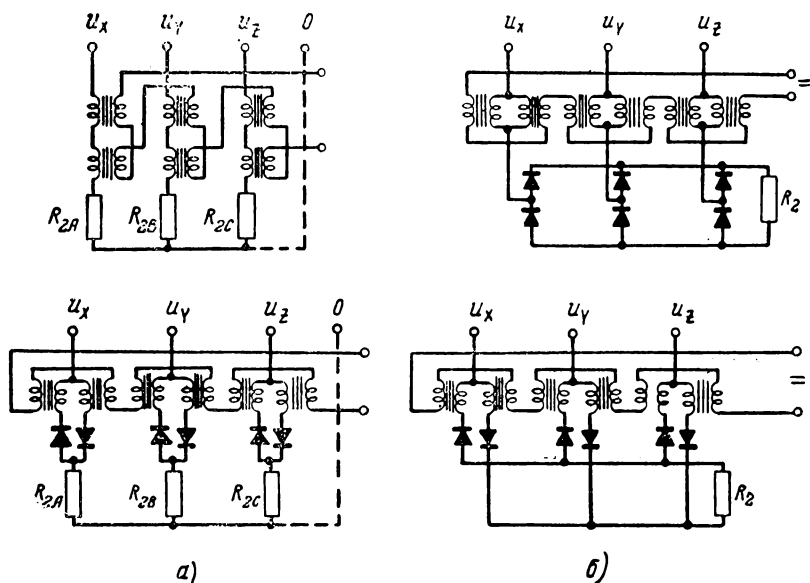


Рис. 3.49. Примеры трехфазных схем с применением однофазных дросселей насыщения:

a — с выходом на переменном токе; *б* — с выходом на постоянном токе.

Такие трехфазные схемы изображены на рис. 3.49 для случая, когда выход осуществляется на переменном (*a*) и на постоянном (*б*) токе.

Преимуществом схем этого типа является отсутствие четных гармоник в фазовых токах и малая амплитуда пульсаций выпрямленного напряжения. При этом выпрямленное напряжение, а также напряжение, наведенное в обмотке управления, содержит только шестую и кратные ей гармоники.

В схемах с выходом на постоянном токе (рис. 3.49,б) выпрямители включены параллельно нагрузке. Поэтому

мгновенное напряжение на нагрузке всегда равно напряжению той фазы, где оно имеет наибольшее значение.

На рис. 3.50 приведена трехфазная схема, в которой выпрямители включены последовательно. В этом случае по нагрузке всегда протекает ток, равный току того дросселя насыщения, в котором он имеет наибольшее значение. Остальные дроссели насыщения в этом режиме замыкаются накоротко через выпрямители, включенные на их выходе. Эта схема включения усилителя особенно удобна, если в цепи управления имеется большой импеданс и дроссели насыщения включены в звезду.

В этом случае кривая рабочего тока имеет форму, близкую к прямоугольной, а кривая тока в цепи нагрузки почти не содержит переменной составляющей.

Мы не имеем возможности подробно рассматривать все приведенные схемы. Некоторые из этих схем рассмотрены в литературе, перечень которой помещен в конце этой главы.

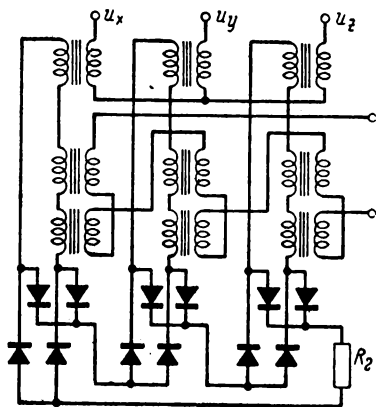


Рис. 3.50. Схема трехфазного магнитного усилителя с однофазными дросселями насыщения и последовательно включенными выпрямителями.

ЛИТЕРАТУРА

1. J. Jonas. US Patent 1434346, 1922.
2. B. Nordfeldt. US Patent 2372112, 1940.
3. A. V. Lamm. The Transducer—Esselte Aktiebolag. Stockholm, 1943.
4. А. Г. Ивахненко. Автоматическое регулирование скорости асинхронных двигателей небольшой мощности. Изд. АН УССР, 1953.
5. A. G. Milnes. Three — phase transducer circuits for magnetic amplifiers. Pros. IEE, 1952, v. 99, P. IV, № 4, p. 336 — 357.
6. В. Г. Комар. Регулирование напряжения генераторов постоянного тока магнитными усилителями. „Электричество“, 1949, № 4, стр. 24 — 28.

ГЛАВА ЧЕТВЕРТАЯ

ХАРАКТЕРИСТИКИ МАГНИТНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Характеристики магнитного усилителя в установившемся режиме представляют собой зависимости между входной и выходной величинами при различных значениях параметров усилителя. Эти характеристики обычно выражаются графически в виде кривых. В связи с тем, что работа усилителя определяется несколькими параметрами, с помощью одной характеристики нельзя достаточно полно определить свойства магнитного усилителя. Введением системы относительных величин можно обобщить некоторые характеристики магнитных усилителей. Эта система позволяет получить из общих зависимостей безразмерные характеристики, имеющие общие свойства для определенного вида схем.

Такие характеристики используются как при проектировании, так и при контроле изготовленного магнитного усилителя. Поэтому весьма важно определить влияние отдельных параметров усилителя и получить расчетные уравнения для его характеристик. Строгий вывод аналитических выражений для характеристик затруднителен ввиду сложности процессов, протекающих в магнитных усилителях. Поэтому при анализе характеристик будет принят ряд допущений (гл. 2).

4.1. ХАРАКТЕРИСТИКИ МАГНИТНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ ПРИ МАЛОМ ПЕРЕМЕННОМ НАМАГНИЧИВАНИИ

При малом намагничивании магнитный усилитель можно рассматривать как переменную индуктивность, значение которой зависит от величины МДС управления. Индуктивность обмоток усилителя может быть также выражена через приложенное к ним напряжение и рабочий ток. На основе этого можно построить семейство вольтамперных

130

характеристик, представленных на рис. 4.1 *. Эти характеристики выражают зависимость между напряжением на рабочих обмотках реакторов и током в них при постоянной величине МДС управления.

Наклон вольтамперных характеристик, образованных прямыми линиями, пропорционален наклону частных петель гистерезиса, которые для небольшой амплитуды МДС

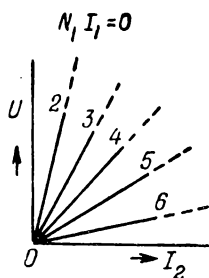


Рис. 4.1. Характеристики дросселя насыщения с малым переменным намагничиванием для разных величин МДС управления.

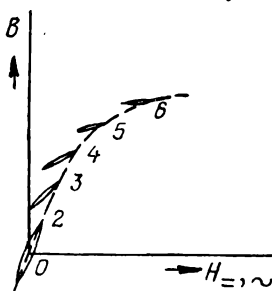


Рис. 4.2. Частные петли гистерезиса.

рабочих обмоток можно в соответствии с рис. 4.2 считать прямыми.

В том случае, когда магнитный усилитель нагружен чисто индуктивной нагрузкой, падения напряжения на нагрузке и на рабочих обмотках складываются арифметически и в сумме равняются питающему напряжению. Падение напряжения на нагрузке пропорционально рабочему току, поэтому характеристика нагрузки будет выражаться прямой p (рис. 4.3), положение которой определяется двумя точками: точкой пересечения с осью напряжения 1 , соответствующей рабочему току, равному нулю (при этом также равно нулю падение напряжения на нагрузке, а напряжение на рабочих обмотках равно напряжению сети), и точкой 7 пересечения с осью тока. В этой точке напряжение на рабочих обмотках равно нулю, а падение напряжения на нагрузке равняется питающему напряжению. Значение тока в нагрузке в этом режиме равно

$$I_2 = \frac{U}{\omega L_2}.$$

* Такие характеристики часто также называют характеристиками одновременного намагничивания. В тексте, который ниже излагается, будет использоваться как тот, так и другой термин. (Прим. ред.)

Точки пересечения характеристик нагрузки и вольт-амперных характеристик усилителя, соответствующих определенной величине МДС управления (и, следовательно, тока управления) определяют величину рабочего тока. На основании этого можно построить рабочую характеристику магнитного усилителя, которая выражается зависимостью

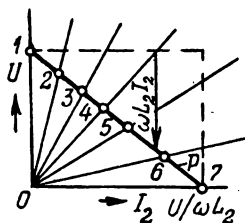


Рис. 4.3. Характеристика индуктивной нагрузки (прямая p), совмещенная с характеристиками дросселя насыщения.

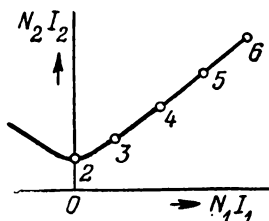


Рис. 4.4. Рабочая характеристика дросселя насыщения, построенная по кривой рис. 4.3.

между МДС управления и МДС рабочих обмоток при определенной величине питающего напряжения. Для заданного значения МДС управления по кривой рис. 4.3 определяется напряжение на нагрузке $U_2 = \omega L_2 I_2$, в соответствии с которым вычисляется МДС рабочего тока $N_2 I_2$. На рис. 4.4 показана рабочая характеристика, построенная описанным способом по кривой рис. 4.3. Эта характеристика располагается симметрично относительно оси $N_2 I_2$.

Для активной нагрузки эти соотношения усложняются, так как при этом питающее напряжение равно векторной сумме падения напряжения на нагрузке и на обмотках усилителя.

Так как в этом случае

$$U = R_2 I_2 + j U_2,$$

то для абсолютных значений это соотношение можно записать в виде

$$U^2 = (R_2 I_2)^2 + U_2^2$$

или

$$1 = \frac{(R_2 I_2)^2}{U^2} + \frac{U_2^2}{U^2}.$$

Последняя формула является уравнением эллипса, которое в системе прямоугольных координат обычно записывается в виде

$$1 = \frac{x^2}{a^2} + \frac{y^2}{b^2},$$

где a и b — полуоси. В нашем случае $a = \frac{U}{R_2}$, $b = U$, а по осям координат отложены переменные значения $x = I_2$, $y = U_2$. Построенный по точкам эллипс для известных a и b (рис. 4. 5) определяет геометрическое место рабочих

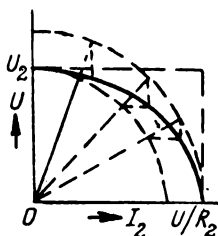


Рис. 4.5. Построение характеристик активной нагрузки.

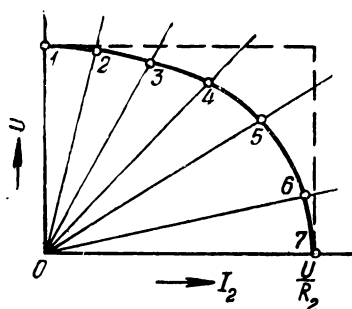


Рис. 4.6. Совмещение характеристик активной нагрузки с характеристиками дроселя насыщения.

точек в цепи, состоящей из переменной индуктивности, включенной последовательно с активным сопротивлением.

По точкам пересечения вольтамперных характеристик усилителя с характеристикой нагрузки (эллипсом) находят рабочую характеристику усилителя, т. е. зависимость между токами входа и выхода при определенных величинах питающего напряжения и сопротивления нагрузки. Построения, необходимые для вычисления рабочей характеристики, приведены на рис. 4.6 и 4.7.

Если МДС управления настолько велика, что сердечники реакторов усилителя насыщены, то индуктивность рабочих обмоток равна нулю и при дальнейшем увеличении тока управления рабочий ток не изменяется, сохраняя значение, равное $\frac{U}{R_2}$.

Рассмотрим теперь влияние гистерезиса материала сердечника на характеристики усилителя. На рис. 4.8 изображена зависимость магнитной индукции от напряженности магнитного поля в виде основной петли гистерезиса и двух частных петель, показывающих движение рабочих точек

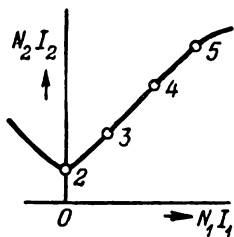


Рис. 4.7. Рабочая характеристика дросселя насыщения, построенная по кривой рис. 4.6.

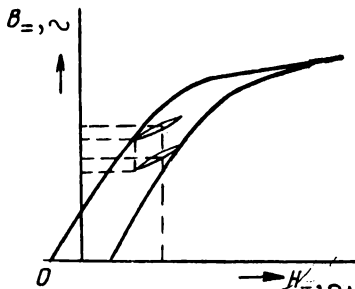


Рис. 4.8. Частные петли гистерезиса, возникающие при изменении МДС управления.

под влиянием изменения МДС управления в сторону ее увеличения и уменьшения. Магнитная проницаемость в этих двух случаях (гл. 6) неодинакова. В связи с этим характеристика магнитного усилителя также приобретает форму петли, т. е. при одной и той же величине МДС управления рабочий ток будет меньше или больше в зависимости от того, получена эта величина при увеличении или при уменьшении МДС управления.

4.2. ХАРАКТЕРИСТИКИ РЕАКТОРА ПРИ БОЛЬШОМ ПЕРЕМЕННОМ НАМАГНИЧИВАНИИ

Рассмотрим работу реактора при активной нагрузке (рис. 2.7). Используя упрощенную форму кривой намагничивания и принимая величину напряжения питания равной критической, находим зависимость средней величины рабочего тока (измеренного прибором с выпрямителем) от тока управления следующим способом.

Критическим значением напряжения принято называть напряжение, которое вызывает изменение магнитного потока в пределах от $-\Phi_s$ до $+\Phi_s$. При таком напряжении и при МДС управления, равной нулю, рабочий ток также равен нулю. Как известно, момент насыщения сердечника определяется величиной тока управления i_1 , значение кото-

рого, пересчитанное в отношении числа витков рабочей и управляющей обмоток, равно среднему значению рабочего тока, т. е. $I'_1 = I_2$ (рис. 4.9). Характерными для работы реактора являются моменты времени, в которые сердечник насы-

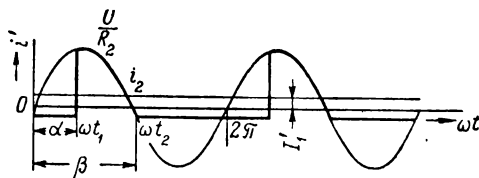


Рис. 4.9. Кривая тока i_2 в рабочей обмотке реактора.

щается (ωt_1) и насыщается (ωt_2). Эти моменты времени могут быть также измерены углами α и β , которые называются углом насыщения и углом насыщения соответственно (рис. 4.9). При переменном токе постоянная составляющая в установившемся состоянии равняется нулю и, следовательно,

$$\frac{U_{\text{макс}}}{2\pi R_2} \left(\int_{\alpha}^{\pi} \sin \omega t d(\omega t) + \int_{\pi}^{\beta} \sin \omega t d(\omega t) + \int_{\beta}^{2\pi+\alpha} \sin \omega t d(\omega t) \right) = 0. \quad (1)$$

Из рис. 4.9 следует, что

$$I'_1 = \frac{U_{\text{макс}}}{R_2} \sin \beta. \quad (2)$$

Отсюда же вытекает, что при $\alpha < \omega t < \pi$ ток имеет положительное значение, а при $\pi < \omega t < 2\pi + \alpha$ — отрицательное. Таким образом, первый интеграл имеет положительное значение, а второй и третий — отрицательное, и их сумма равна абсолютному значению первого интеграла. Следовательно, среднее значение рабочего тока I_2 равно удвоенному первому интегралу

$$\begin{aligned} I_2 &= 2 \frac{U_{\text{макс}}}{2\pi R_2} \int_{\alpha}^{\pi} \sin \omega t d\omega t = \frac{U_{\text{макс}}}{\pi R_2} (1 + \cos \alpha) = \\ &= \frac{I_{2\text{макс}}}{\pi} (1 + \cos \alpha). \end{aligned} \quad (3)$$

Зависимость между I_2 и I_1 находится при помощи уравнения (1). После интегрирования получим

$$\cos \alpha - \beta \sin \beta = \cos \beta - (2\pi + \alpha) \sin \beta. \quad (4)$$

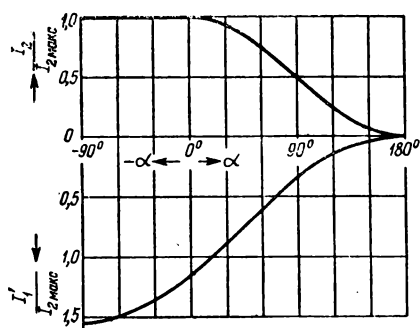


Рис. 4.10. Характеристика реактора в относительных единицах (зависимость между рабочим током, током управления и углом насыщения для схемы рис. 2.1).

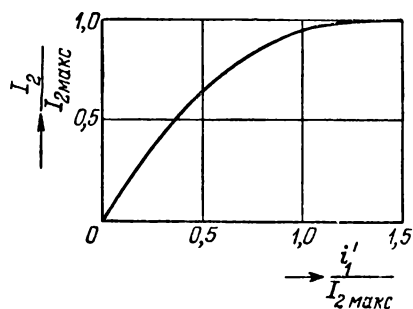


Рис. 4.11. Рабочая характеристика реактора в относительных единицах (зависимость между средним значением рабочего тока $\frac{I_2}{I_{2\text{макс}}}$ и током управления $\frac{I_1'}{I_{2\text{макс}}}$).

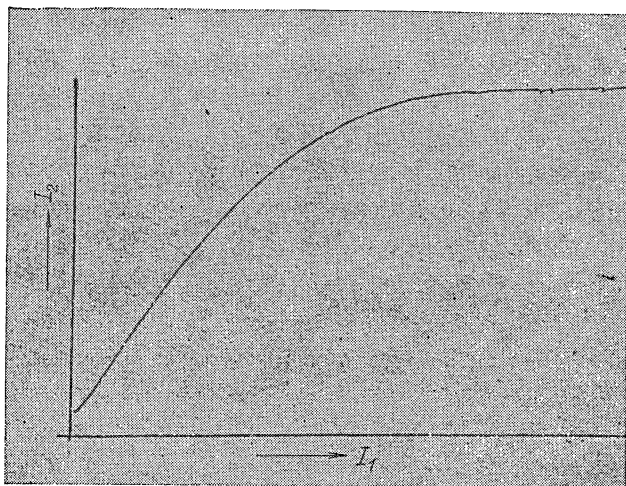


Рис. 4.12. Полученная экспериментально характеристика реактора $I_2 = f(I_1)$ с активной нагрузкой.

Изменив в уравнении (4)

$$\alpha = \beta - \gamma, \quad (5)$$

после преобразований найдем

$$\operatorname{tg} \beta = \frac{1 - \cos \gamma}{2\pi - (\gamma - \sin \gamma)}. \quad (6)$$

Задавшись значениями γ , из уравнения (6) определяем угол β и из (2) — значение I'_1 . Далее из уравнений (5) и (3) находим угол α и I_2 . Рассчитанная таким способом зависимость между I_2 и I'_1 и углом α представлена на рис. 4.10. Построенная по этим данным зависимость между I_2 и I'_1 показана на рис. 4.11. Кривые на рис. 4.10 и 4.11 выражены в относительных единицах, т. е. токи выражены в долях максимального рабочего тока I_2 . Из изложенного следует, что зависимость между током управления и средним значением рабочего тока не является линейной. Этим реактор отличается от дросселей насыщения, значительная часть характеристики которых при активной нагрузке прямолинейна (см. § 4.3 и 4.4). Заметим также, что характеристика реактора симметрична по отношению к оси рабочего тока.

Характеристика реактора при активной нагрузке, полученная экспериментально, приведена на рис. 4.12.

4.3. ХАРАКТЕРИСТИКИ ДРОССЕЛЯ НАСЫЩЕНИЯ С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНО ВКЛЮЧЕННЫМИ РАБОЧИМИ ОБМОТКАМИ И БОЛЬШИМ ИМПЕДАНСОМ В ЦЕПИ УПРАВЛЕНИЯ

Исследуем магнитный усилитель с активной нагрузкой, включенный по схеме, приведенной на рис. 2.9.

Из представленных на рис. 4.13 кривых напряжения и тока видно как напряжение источника в каждый момент

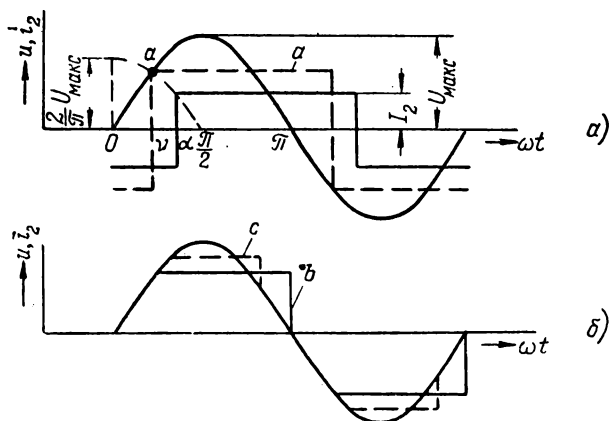


Рис. 4.13. Кривые токов и напряжений в дросселе насыщения при последовательном включении рабочих обмоток и большом импедансе цепи управления:

а—для небольшой МДС управления (кривая рабочего тока прямоугольна); б—для большой МДС управления.

времени делится между рабочими обмотками и сопротивлением нагрузки. Обозначая через α электрический угол, соответствующий моменту времени, в который рабочий ток изменяет полярность (рис. 4.13), и учитывая, что количество напряжения, поглощенное рабочими обмотками дросселя насыщения в течение половины периода с момента времени α равно нулю*, получаем

$$\int_{\alpha}^{\alpha+\pi} (U_{\max} \sin \omega t - R_2 i_2) d(\omega t) = 0 \quad (7)$$

* Это положение обусловлено тем, что в момент времени α , $\alpha+\pi$, $\alpha+2\pi$ и т. д. оба сердечника насыщены и, следовательно, в течение промежутка времени, например от α до $\alpha+\pi$, приращение индукции равно нулю. (Прим. ред.)

или после интегрирования

$$\frac{2}{\pi} U_{\text{макс}} \cos \alpha - R_2 I_2 = 0.$$

Заметив, что $\frac{2}{\pi} U_{\text{макс}} = U$, где U — средняя величина питающего напряжения, получим выражение для угла α

$$\cos \alpha = \frac{R_2 I_2}{U}.$$

Выражение $U \cos \alpha$ пропорционально количеству напряжения, необходимого для того, чтобы вызвать изменение магнитного потока. При МДС управления, равной нулю, $U_2 = 0$ и все питающее напряжение поглощается рабочими обмотками дросселя. Это положение, разумеется, правильно лишь в случае, когда величина питающего напряжения не превышает критического напряжения, т. е. напряжения, соответствующего изменению потока от $-\Phi_s$ до $+\Phi_s$. Пока кривая рабочего тока имеет форму прямоугольника, соблюдается равенство магнитодвижущих сил, т. е. $N_1 I_1 = N_2 I_2$.

Область, в которой соблюдается это равенство, называется линейной областью или областью прямой пропорциональности (гл. 2). В этой области зависимость между МДС управления и рабочей МДС прямолинейная (отрезок между точками O — a на рис. 4.14) и лежит в границах

$$\frac{\pi}{2} > \alpha > \gamma.$$

С увеличением МДС управления прямоугольная кривая тока перемещается, при этом уменьшается угол α и увеличивается амплитуда тока I_2 . Предельный случай, когда $\alpha = \gamma$, при котором кривая рабочего тока сохраняет прямоугольную форму, соответствует падению напряжения на нагрузке, равному мгновенной величине питающего напряжения. Как видно из рис. 4.13, a (см. точку a на кривой тока, показанной пунктиром), $I_2 R_2 = U_{\text{макс}} \sin \gamma = U \cos \gamma$ и, следовательно, $\text{tg } \gamma = \frac{2}{\pi}$; $\gamma = 32,5^\circ$. При дальнейшем уве-

личении МДС управления максимальная величина рабочего тока начинает отличаться от его среднего значения, а коэффициент формы кривой тока увеличивается и при этом превышает единицу (рис. 4.14). Средняя величина тока в этой области растет нелинейно до значения, при котором

$\alpha = 0$. (Точка b на кривой рис. 4.14). Кривая тока, соответствующая МДС управления, при которой $\alpha = 0$, показана на рис. 4.13,б (кривая b). При дальнейшем увеличении МДС управления среднее значение тока в нагрузке не увеличивается. Изменяется только форма тока (кривая c на рис. 4.13,б). Как только МДС управления достигает такой величины, при которой падение напряжения на рабо-

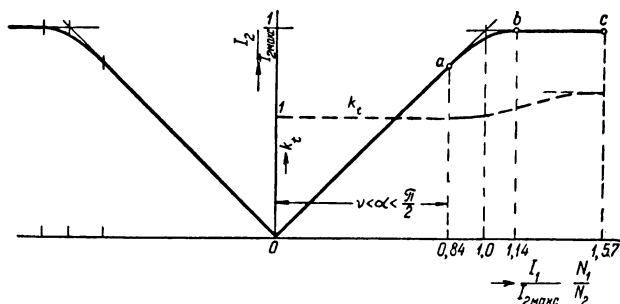


Рис. 4.14. Безразмерная рабочая характеристика дросселя насыщения при последовательном включении рабочих обмоток и большом импедансе цепи управления. Величины пересчитаны на одинаковое число витков и отнесены к максимальному рабочему току.

чих обмотках равно нулю, к сопротивлению нагрузки прикладывается полное напряжение питания. Это состояние отмечено точкой c на кривой (рис. 4.14). В этой точке коэффициент формы кривой равен $\frac{\pi}{2\sqrt{2}} = 1,11$, т. е. соответствует синусоидальной кривой.

Для графического изображения описанных зависимостей (рис. 4.14) были использованы рабочие характеристики, построенные в относительных единицах. Здесь по оси абсцисс отложено относительное значение тока управления, т. е. ток управления, пересчитанный в отношении чисел витков рабочей и управляющей обмоток и отнесенный к максимальному рабочему току,

$$I_{2\text{макс}} = \frac{U}{R_2},$$

где R_2 — сопротивление нагрузки;

U — средняя величина питающего напряжения.

Безразмерная рабочая характеристика выражает зависимость между средними значениями рабочего и управляющего тока для постоянного значения частоты и напряжения питающей сети и постоянного сопротивления нагрузки. Эта характеристика симметрична по отношению к оси рабочего тока, так как его значение не зависит от направления МДС управления. При изменении направления этой МДС изменяется только последовательность насыщения отдельных сердечников.

То обстоятельство, что максимальное значение среднего рабочего тока $I_{2\max}$ ограничено лишь сопротивлением

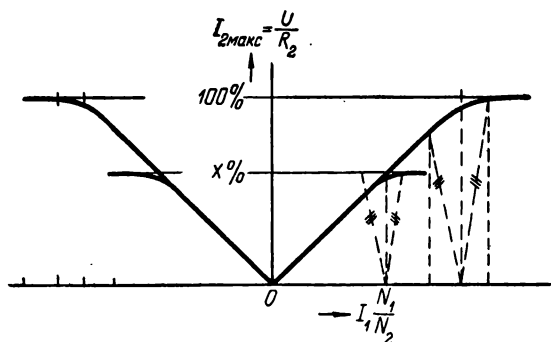


Рис. 4.15. Построение безразмерной рабочей характеристики по кривой рис. 4.14 при изменении напряжения питания U и сопротивления нагрузки R_2 .

нагрузки, легко позволяет определить влияние сопротивления нагрузки. При этом удобнее пользоваться рабочей характеристикой, построенной в других координатах (рис. 4.15). В этой характеристике переменные, отложенные по осям абсцисс и ординат (рис. 4.14), умножены на выражение $I_{2\max} = \frac{U}{R_2}$. При постоянном значении напряже-

ния U рабочая характеристика для различных значений R_2 может быть получена путем графического построения, как показано на рис. 4.15.

Если напряжение питания превышает критическое значение, сердечники дросселя насыщаются часть периода и в том случае, когда МДС управления равна нулю. Так как количество напряжения, поглощенное дросселем насыщения, не может быть больше того количества напряжения, которое соответствует изменению магнитного потока от

— Φ_s до $+\Phi_s$, то оставшаяся часть количества напряжения должна выделяться на сопротивлении нагрузки R_2 . Это означает, что в то время, когда оба реактора насыщены, проходит рабочий ток, который вызывает падение напряжения на сопротивлении нагрузки. Пока ток управления, приведенный к числу витков рабочей обмотки, меньше чем $\frac{U - U_s}{R_2}$, величина рабочего тока не зависит от МДС управ-

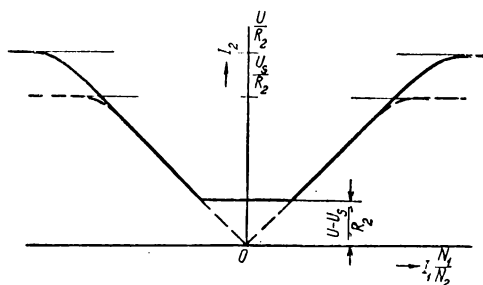


Рис. 4.16. Безразмерная рабочая характеристика дросселя насыщения с последовательно включенными рабочими обмотками при большом импедансе цепи управления и надкритическом напряжении.

ления. Этому соответствует нижняя горизонтальная часть характеристики на рис. 4.16. Осциллограмма кривой тока, соответствующая этой части характеристики, показана на рис. 4.17. При больших токах управления характеристика будет такой же, как показано на рис. 4.14. Более высокому (надкритическому) питающему напряжению соответствует большая величина максимального рабочего тока. В режиме надкритического напряжения магнитный усилитель может применяться только в тех случаях, когда не нужно регулировать рабочий ток, начиная с нуля. В этом случае могут быть использованы дроссели насыщения с меньшей габаритной мощностью (гл. 9). Влияние величины напряжения на форму рабочей характеристики усилителя показано на рис. 4.18.

В том случае, когда сердечники дросселя насыщения изготовлены из материала, кривая намагничивания которого имеет в ненасыщенной области конечную крутизну, рабочие характеристики под влиянием намагничивающего тока изменяются. При этом начальная точка характеристики не совпадает с началом координат и сдвинута на величину тока намагничивания в направлении оси рабо-

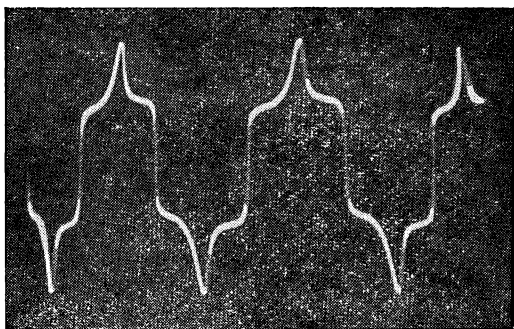


Рис. 4.17. Осциллограмма рабочего тока при надкритическом напряжении и большом импедансе в цепи управления.

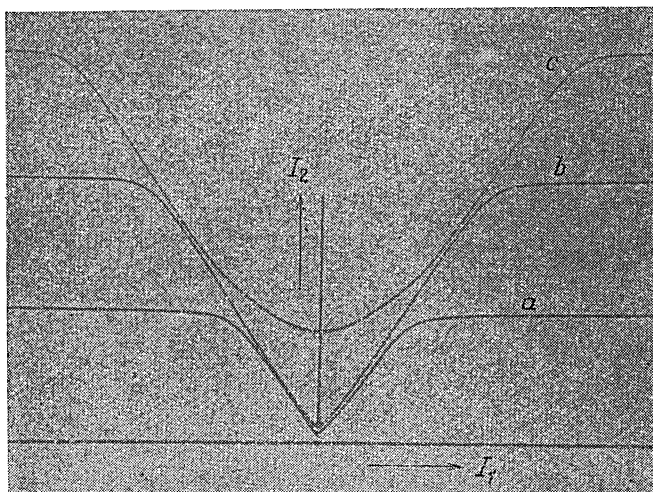


Рис. 4.18. Рабочие характеристики $I_2 = f(I_1)$ при большом импедансе в цепи управления и различных величинах напряжения питания:

a — напряжение ниже критического; b — напряжение равно критическому; c — напряжение равно надкритическому.

чего тока. Дальнейший ход кривой практически прямолинейен, однако крутизна ее меньше, чем в случае идеальной кривой намагничивания, также и потому, что в этом случае для насыщения необходимо создать дополнительную МДС управления, величина которой соответствует ненасыщенной части кривой намагничивания. На рис. 4.18 рабочая характеристика с соответствует случаю, когда кривая на-

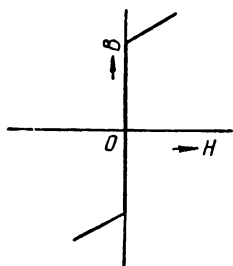


Рис. 4.19. Кривая намагничивания с наклонной насыщенной частью.

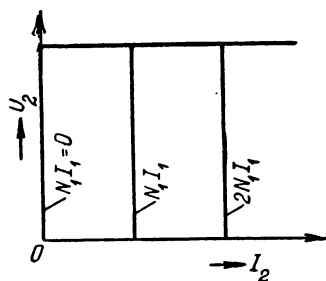


Рис. 4.20. Характеристики одновременного намагничивания при большом импедансе в цепи управления и сопротивлении нагрузки, равном нулю.

магничивания имеет конечную крутизну в ненасыщенной области.

Раньше была рассмотрена рабочая характеристика при активной нагрузке. Если нагрузка содержит индуктивную составляющую, форма кривой рабочего тока, как это было показано в гл. 2 (рис. 2.14), искажается. При этом средняя величина тока нагрузки, измеренная прибором с выпрямителем, будет несколько меньше, чем при активной нагрузке. Из рис. 2.14 следует, что средняя величина тока будет уменьшаться тем больше, чем больше индуктивная составляющая нагрузки, так как при этом медленнее будет изменяться переходная составляющая тока (область P_3 и P_4) и тем значительнее будет отличаться форма кривой рабочего тока от прямоугольной.

Кривая рабочей характеристики отличается от кривой при активной нагрузке меньшей линейностью и меньшими значениями рабочего тока на всем интервале между величинами $I_2 = 0$ и $I_2 = I_{2\text{макс}}$. Величина тока $I_{2\text{макс}}$ при активно-индуктивной нагрузке определяется выражением

$$I_{2\text{макс}} = \frac{U}{\sqrt{R_2^2 + \omega^2 L_2^2}}.$$

Если кривая намагничивания не является идеальной, т. е. в насыщенной области имеется определенный наклон (рис. 4.19), то в этой части кривой намагничивания магнитный поток в сердечниках также изменяется. Изменение потока в насыщенной области влияет так, как будто при идеальной кривой намагничивания в рабочую цепь включена определенная индуктивность. Поэтому и рабочая характеристика будет такой же, как для случая активно-индуктивной нагрузки (§ 2.2).

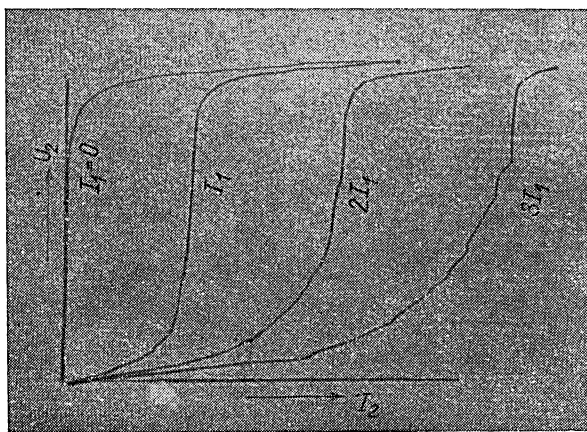


Рис. 4.21. Та же характеристика, что и на рис. 4.20, но при активной нагрузке (получена экспериментально).

В некоторых случаях более удобной оказывается характеристика, показывающая зависимость между рабочим током и напряжением на рабочих обмотках, т. е. вольтамперная характеристика. Для дросселя насыщения с последовательным включением рабочих обмоток и с большим импедансом в цепи управления эту характеристику можно выразить одной кривой только в случае, когда сопротивление нагрузки равно нулю (рис. 4.20). При других величинах сопротивления нагрузки (активной или смешанной) вольтамперные характеристики имеют в каждом отдельном случае несколько различную форму. Характеристика, полученная экспериментально для случая, когда включена активная нагрузка, представлена на рис. 4.21.

4.4. ХАРАКТЕРИСТИКИ ДРОССЕЛЯ НАСЫЩЕНИЯ С ПАРАЛЛЕЛЬНО ВКЛЮЧЕННЫМИ РАБОЧИМИ ОБМОТКАМИ

Кривые тока в рабочих обмотках, включенных параллельно, были приведены на рис. 2.18,б. Из рисунка видно, что заштрихованная площадь P_1 над осью времени равняется площади P_2 , расположенной ниже оси. В ненасыщенном состоянии сердечников МДС рабочих обмоток компенсируется МДС обмотки управления. Учитывая, что сумма токов обеих рабочих обмоток равна току нагрузки, уравнение, выражающее равенство МДС рабочей цепи и цепи управления, можно записать в виде

$$N_1 I_1 = \frac{1}{2} N_2 I_2.$$

Это соотношение применимо в том случае, когда кривая намагничивания материала сердечников имеет прямоугольную форму (рис. 2.6). При этом указанное равенство МДС соблюдается в режиме работы, в котором сердечники дросселя одновременно не насыщаются и напряжение питания не превышает критической величины.

Если МДС управления настолько велика, что один из сердечников насыщен весь период, то ток нагрузки в этом случае становится равным предельной величине $I_{2\text{макс}} = \frac{U}{R_2}$ и при дальнейшем увеличении МДС управления не изменяется. Здесь $I_{2\text{макс}}$ и U — средние величины, измерение которых должно производиться прибором с выпрямителем. Рабочие характеристики дросселя насыщения с параллельно включенными рабочими обмотками целесообразно также выразить в относительных единицах. При использовании этой системы единиц относительное значение рабочего тока определяется из соотношения $\frac{I_2}{U_{\text{макс}}/R_2}$, а относительная величина тока управления выражается в виде

$$\frac{2N_1}{N_2} \frac{I_1}{U_{\text{макс}}/R_2}.$$

Безразмерная рабочая характеристика дросселя насыщения с параллельно включенными рабочими обмотками приведена на рис. 4.22.

Как видно из рисунка, характеристика линейна в диапазоне токов нагрузки от нуля до максимального значения $I_2 = I_{2\text{макс}}$. Заметим, что при последовательном включении

обмоток рабочая характеристика в области больших МДС носила нелинейный характер (сравнить с рис. 4.14).

Нами был рассмотрен случай, когда напряжение питания не превышало критического значения. Если напряжение превышает критическое значение, то характеристики усилителя изменяются. Так как количество напряжения, которое поглощается обмотками дросселя насыщения, не может превышать количество напряжения, соответствующее изменению магнитного потока от $-\Phi_s$ до Φ_s , то остающаяся часть напряжения должна выделиться на сопротивлении нагрузки R_2 . Поэтому при МДС управления, равной нулю, в цепи нагрузки будет протекать ток

$$I_2 = \frac{U - U_s}{R_2}.$$

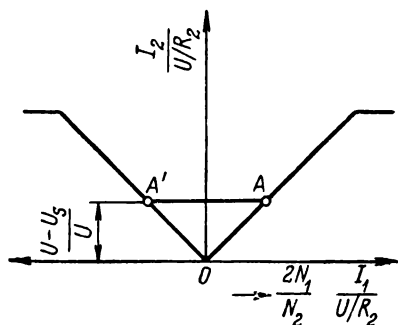


Рис. 4.22. Безразмерная рабочая характеристика дросселя насыщения с малым импедансом в цепи управления. На характеристике нанесена линия $A-A'$, соответствующая надкритическому напряжению.

При увеличении МДС управления от нуля до определенной величины значение тока в рабочей цепи изменяться не будет. Такой режим работы будет сохраняться до тех пор, пока изменение потока будет происходить в пределах от $-\Phi_s$ до $+\Phi_s$ и, следовательно, количество напряжения, поглощаемое рабочими обмотками дросселя, будет оставаться неизменным. Относительное значение минимального тока в этом режиме равно

$$\frac{I_2}{I_{2\text{макс}}} = \frac{U - U_s}{U} = \frac{U - U_s}{U}.$$

Это значение тока показано на характеристике дросселя насыщения (рис. 4.22) горизонтальной жирной линией $A-A'$.

Для того чтобы определить влияние сопротивления нагрузки на характеристики усилителя, целесообразно величины, отложенные по осям координат безразмерной

характеристики, умножить на $\frac{U}{R_2}$ (рис. 4.23). Аналогичное преобразование проводилось в предыдущем параграфе.

Для полноты картины необходимо также определить влияние изменений частоты питающей сети. Как известно, падение напряжения на рабочих обмотках дросселя пропорционально изменению потока и частоте. Наибольшее возможное изменение потока составляет от $-\Phi_s$ до $+\Phi_s$. При частоте f_1 этому изменению потока соответствует критическое напряжение, равное U_{s1} .

При частоте f для такого же изменения магнитного потока от $-\Phi_s$ до $+\Phi_s$ напряжение U_s может быть определено из выражения

$$\frac{U_s}{U_{s1}} = \frac{f}{f_1}.$$

Зависимость рабочего тока от частоты при постоянном напряжении питания и неизменном токе управления показана на рис. 4.24. При частоте f' и более работа дросселя насыщения протекает нормально и значение тока нагрузки

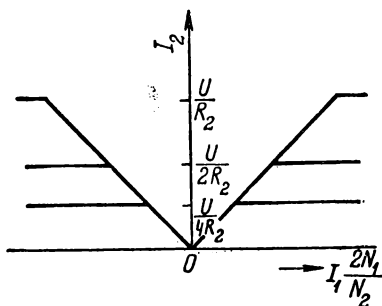


Рис. 4.23. Рабочая характеристика $I_2 = f(I_1)$ для дросселя насыщения с малым импедансом в цепи управления при разных значениях сопротивления нагрузки R_2 .

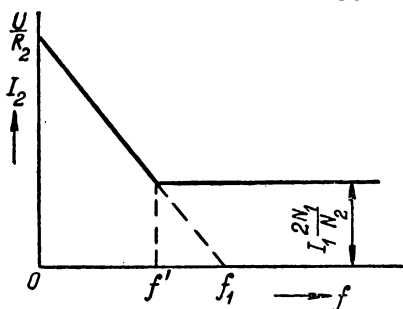


Рис. 4.24. Влияние частоты питающей сети f на рабочий ток дросселя насыщения при определенной величине МДС управления.

определяется МДС обмотки управления, компенсирующей МДС рабочих обмоток. Ток нагрузки в этом случае не зависит от частоты. При частоте, меньшей f' , напряжение на рабочих обмотках равно критическому, соответствующему этой частоте. При дальнейшем понижении частоты величина критического напряжения уменьшается и разница между напряжением питания и критическим напряжением про-

является в виде дополнительного падения напряжения на сопротивлении нагрузки. Пропорционально дополнительному падению напряжения возрастает также и рабочий ток. При частоте, близкой к нулю, рабочий ток определяется лишь величиной напряжения питания и значением активного сопротивления нагрузки.

Нормальная работа дросселя насыщения для всех значений МДС управления имеет место при частотах, боль-

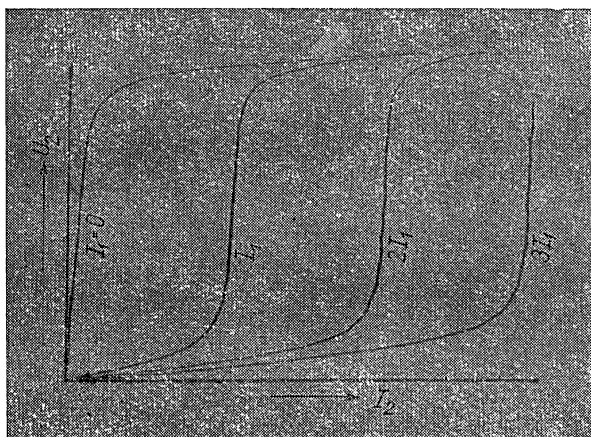


Рис. 4.25. Характеристики одновременного намагничивания $U_2 = f(I_2)$ для дросселя насыщения с параллельным включением рабочих обмоток, активной нагрузки и сердечником, изготовленным из железо-никелевого сплава.

ших, чем частота f_1 (рис. 4.24). При этой частоте критическое напряжение равно напряжению питания.

Вольтамперные характеристики дросселя насыщения с параллельным включением рабочих обмоток и идеальной кривой намагничивания имеют такой же вид, как и характеристики дросселя насыщения с большим импедансом в цепи управления и с нулевым сопротивлением нагрузки (рис. 4.20). Поэтому в отличие от дросселя насыщения с последовательным включением рабочих обмоток и большим импедансом в цепи управления дроссель насыщения с параллельным включением рабочих обмоток может быть использован при различных значениях сопротивления нагрузки. Это объясняется тем, что сумма средних

величин напряжения на нагрузке и на рабочих обмотках постоянная (она равна средней величине напряжения сети), а между рабочим током и током управления существует прямая пропорциональность. Экспериментально снятые

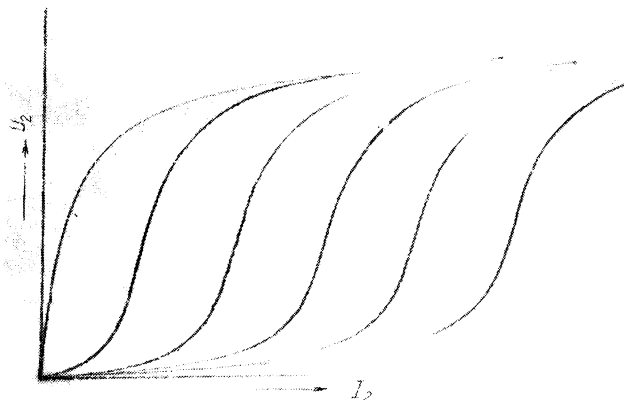


Рис. 4.26. Та же характеристика, что и на рис. 4.25, но для сердечников, изготовленных из сонAPERMA.

вольтамперные характеристики при параллельном включении рабочих обмоток для железоникелевого сплава представлены на рис. 4.25, а для материала сонAPERMA (холоднокатаная кремнистая сталь) — на рис. 4.26.

4.5. ХАРАКТЕРИСТИКИ ДРОССЕЛЯ НАСЫЩЕНИЯ С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНО ВКЛЮЧЕННЫМИ РАБОЧИМИ ОБМОТКАМИ И МАЛЫМ ИМПЕДАНСОМ В ЦЕПИ УПРАВЛЕНИЯ

При последовательном включении рабочих обмоток и малом импедансе цепи управления кривые токов в цепи нагрузки при установившемся режиме имеют ту же форму, что и в случае параллельного включения.

При сравнении схем с последовательным и параллельным включением рабочих обмоток необходимо обратить внимание на различные количественные соотношения в этих схемах.

Как было показано в предыдущем параграфе, при параллельном включении рабочих обмоток токи, протекаю-

щие в них, могут быть определены, исходя из соотношения $N_1 I_1 = \frac{1}{2} N_2 I_2$, выражающего компенсацию МДС, действующих на сердечник. При этом ток в нагрузке равняется сумме токов рабочих обмоток обоих реакторов.

При последовательном включении рабочих обмоток (рис. 2.24 и 2.25) ток в каждой обмотке равен току в нагрузке, а средняя величина тока нагрузки равна току управления, приведенному к числу витков рабочих обмоток. Таким образом, и в этом случае действует соотношение $N_1 I_1 = N_2 I_2$, выражающее равенство МДС и отличающееся от такого же выражения для параллельного включения отсутствием коэффициента $1/2$.

Необходимо также иметь в виду, что при параллельном включении каждая из обмоток должна быть рассчитана на полное напряжение и на ток, равный половине тока нагрузки. При последовательном включении каждая из рабочих обмоток должна быть рассчитана на половину напряжения сети и полный ток нагрузки. Отсюда следует, что для данного дросселя насыщения напряжение питания и сопротивление нагрузки зависят от схемы включения его рабочих обмоток. При всех прочих равных условиях при последовательном включении напряжение питания должно быть в два раза больше, а сопротивление нагрузки — в четыре раза больше, чем при параллельном включении.

При анализе описанных схем в качестве выходной величины усилителя рассматривалось среднее значение тока нагрузки. При разборе вопросов, связанных с нагревом, необходимо знать эффективное значение тока.

При последовательном включении рабочих обмоток и большом импедансе цепи управления кривая тока нагрузки имеет форму прямоугольника, среднее и эффективное значения тока между собой равны.

При параллельном включении рабочих обмоток, а также при последовательном включении и малом импедансе цепи управления кривая рабочего тока при активной нагрузке является отрезком синусоиды и ограничена углом насыщения $\alpha = \omega t_1$ (рис. 2.18 и 2.25). В этом случае среднее значение рабочего тока определяется интегралом

$$I_2 = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \frac{U_{\max}}{R_2} \sin \omega t d(\omega t) = \frac{1}{\pi} \frac{U_{\max}}{R_2} (1 + \cos \alpha).$$

Так как максимальное значение тока I_2 равно $I_{2\max} = \frac{2}{\pi} \frac{U_{\max}}{R_2}$, то зависимость между средним значением тока и углом насыщения может быть записана в виде

$$\frac{I_2}{I_{2\max}} = \frac{1 + \cos \alpha}{2}.$$

Указанная зависимость показана сплошной кривой на рис. 4.27.

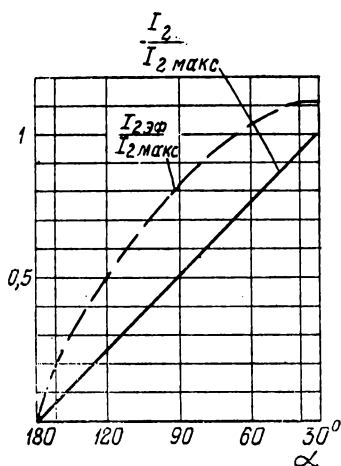


Рис. 4.27. Зависимость среднего и эффективного значений рабочего тока (в относительных единицах) от угла насыщения.

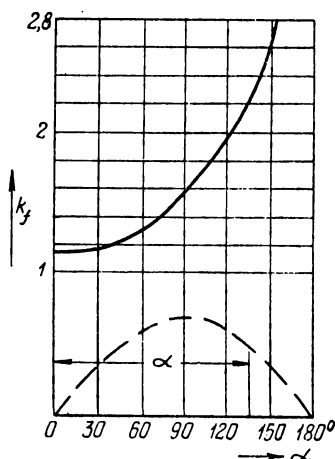


Рис. 4.28. Коэффициент формы кривой рабочего тока магнитного усилителя, управляемого углом насыщения.

Эффективное значение рабочего тока определяется выражением

$$I_{2\text{эф}} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \left(\frac{U_{\max}}{R_2} \right)^2 \sin^2 \omega t d(\omega t)}.$$

Проведя интегрирование, получим

$$I_{2\text{эф}} = \frac{U_{\max}}{R_2} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left(\pi - \alpha + \frac{1}{2} \sin 2\alpha \right)}.$$

Эта зависимость показана пунктирной кривой на рис. 4.27.

Сравнивая эту формулу с выражением для среднего значения тока $I_2/I_{2\text{макс}}$, находим выражение для коэффициента формы кривой тока

$$k_f = \frac{I_{2\text{ср}}}{I_2} = \frac{\sqrt{\frac{\pi}{4} (2\pi - 2\alpha + \sin 2\alpha)}}{1 + \cos \alpha}.$$

Рассчитанные по этой формуле значения коэффициента формы кривой в функции угла насыщения α представлены кривыми на рис. 4.28.

Полученные соотношения могут быть применены ко всем схемам, где управление током выхода усилителя производится за счет изменения угла насыщения. Как видно из кривых рис. 4.27, в схемах этого типа при увеличении угла насыщения эффективное значение тока в активной нагрузке увеличивается быстрее, чем среднее значение.

4.6. ВЛИЯНИЕ КОНЕЧНОЙ КРУТИЗНЫ КРИВОЙ НАМАГНИЧИВАНИЯ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ ДРОССЕЛЯ НАСЫЩЕНИЯ С НЕБОЛЬШИМ ИМПЕДАНСОМ В ЦЕПИ УПРАВЛЕНИЯ

Для уточнения характеристик дросселей насыщения рассмотрим влияние конечной крутизны кривой намагничивания (рис. 2.38,з).

Когда МДС управления отсутствует, по рабочим обмоткам протекает ток намагничивания, имеющий синусоидальную форму (рис. 4.29,б). При наличии тока управления сердечники дросселя попеременно насыщаются, и чем больше ток управления, тем меньше интервал времени, в течение которого оба сердечника одновременно не насыщены. Так как кривые тока намагничивания аналогичны кривым магнитных потоков, то при увеличении тока управления также сокращается интервал времени, в течение которого по рабочим обмоткам протекает ток намагничивания (рис. 4.29,б). Средняя величина тока в рабочих обмотках в отличие от случая, когда кривая намагничивания принимается идеальной, увеличивается на среднюю величину тока намагничивания (измеренного прибором с выпрямителем). Ток намагничивания не является постоянной величиной, его значение зависит от режима работы дросселя насыщения (рис. 4.29).

Средняя величина намагничивающей составляющей рабочего тока может быть выражена как функция угла насыщения α , а следовательно, и как функция МДС управления. В первом приближении зависимость между током

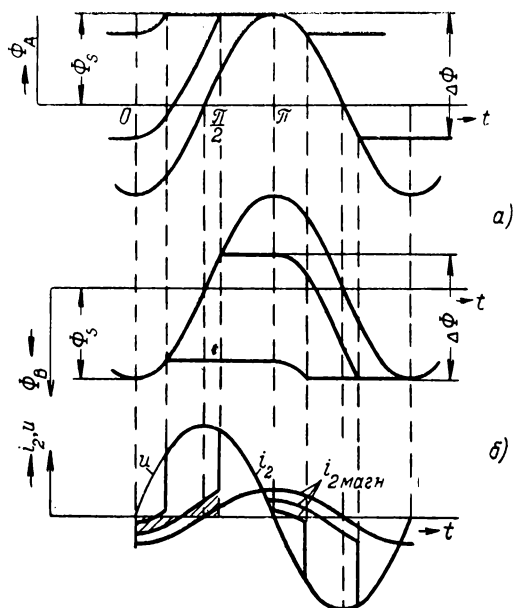


Рис. 4.29. Влияние конечной крутизны кривой намагничивания на кривые магнитных потоков и рабочих токов.

намагничивания и МДС управления может быть выражена прямой, проходящей через две точки: одна соответствует режиму работы, при котором ток управления равен нулю ($N_1 I_1 = 0$), а другая — насыщению обоих сердечников ($I_2 = I_{2\text{макс}}$).

При МДС управления, равной нулю, рабочий ток имеет минимальную величину, которая определяется средней величиной полного тока намагничивания, т. е. $I_2 = \frac{2}{\pi} I_s$, а соответственно и МДС, равной $N_2 \frac{2}{\pi} I_s$. Если сердечники насыщены постоянно, т. е. в течение всего периода, то рабо-

чий ток определяется сопротивлением нагрузки и напряжением питания и имеет форму синусоиды. Среднее значение этого тока равно $I_{2\text{макс}} = \frac{2}{\pi} \frac{U_{\text{макс}}}{R_2}$; такому режиму соответствует МДС рабочих обмоток, равная $N_2 \frac{2}{\pi} \frac{U_{\text{макс}}}{R_2}$. Далее необходимо определить, какая в этом случае требуется МДС управления. Постоянное насыщение обоих сердечников может наступить лишь тогда, когда сумма

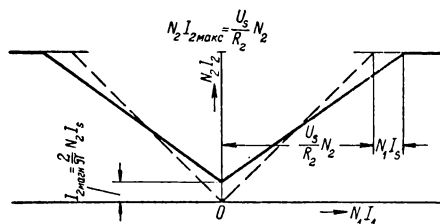


Рис. 4.30. Рабочая характеристика дросселя насыщения с учетом тока намагничивания при критическом напряжении питания и малом импедансе цепи управления.

МДС, действующих на каждый сердечник в течение периода, имеет значение не ниже МДС насыщения, т. е. $N_1 I_s$. Поэтому, для того чтобы построить рабочую характеристику с учетом конечной крутизны кривой намагничивания, необходимо (рис. 4.30) рабочую характеристику при идеальной кривой намагничивания сместить на величину $\frac{2}{\pi} N_2 I_s$ вдоль оси ординат и на $N_1 I_s$ вдоль оси абсцисс.

Из рис. 4.30 следует, что рабочая характеристика, построенная с учетом тока намагничивания, не проходит через начало координат и имеет меньшую крутизну, чем идеализированная характеристика (пунктирная линия на рис. 4.30). Крутизна рабочей характеристики имеет существенное влияние на свойства магнитных усилителей с обратной связью, которые будут рассмотрены в следующих разделах. На основании построения, приведенного на рис. 4.30, крутизна рабочей характеристики может быть вычислена по формуле

$$\frac{d(N_2 I_2)}{d(N_1 I_1)} = \frac{N_2 \frac{2}{\pi} \frac{U_{\text{макс}}}{R_2} - N_1 \frac{2}{\pi} I_s}{N_1 I_1 + N_1 I_s}.$$

Учитывая, что $N_1 \frac{2}{\pi} I_s = N_2 I_{2\text{магн}}$, и выражая намагничивающий ток через реактивное сопротивление рабочей обмотки при ненасыщенном сердечнике X , т. е. $I_{2\text{магн}} = \frac{2U_{\text{макс}}}{\pi X}$, получаем

$$\frac{d(N_2 I_2)}{d(N_1 I_1)} = \frac{\frac{2U_{\text{макс}}}{\pi R_2} - \frac{2U_{\text{макс}}}{\pi X}}{\frac{2U_{\text{макс}}}{\pi R_2} + \frac{U_{\text{макс}}}{X}} = \frac{X - R_2}{X + \frac{\pi R_2}{2}} = \frac{\frac{X}{R_2} - 1}{\frac{X}{R_2} + \frac{\pi}{2}}.$$

Из этого выражения следует, что чем меньше величина $\frac{X}{R_2}$, тем больше рабочая характеристика отклоняется от идеальной, крутизна которой равна единице. На характеристику также оказывает влияние коэффициент напряжения, равный отношению величины питающего напряжения к его критическому значению, т. е. $k = \frac{U}{U_s}$.

В том случае, когда питающее напряжение является подкритическим, т. е. меньше критического ($k < 1$), и МДС управления равна нулю, сердечники дросселя не насыщаются. Насыщение сердечников при $k < 1$ начинается с величины МДС управления, равной $(1 - k) I_s N_1$ (рис. 4.31). При меньших значениях МДС управления МДС рабочих обмоток неизменна и равна МДС тока намагничивания $\frac{2}{\pi} N_1 k I_s$.

МДС управления, соответствующая той части рабочей характеристики, в которой МДС рабочих обмоток неизменна, имеет тем большее значение, чем меньше крутизна кривой намагничивания или чем больше $I_s N_1$. МДС рабочих обмоток, а также и рабочий ток начинают увеличиваться лишь тогда, когда магнитный поток в течение некоторой части периода достигает значения потока насыщения Φ_s (рис. 4.31). Для полного насыщения сердечников необходима МДС управления, равная $N_1 I_1 + N_1 I_s$, как и при критическом напряжении. Указанные выше соображения, позволяют определить координаты рабочей характеристики, приведенной на рис. 4.32. Можно доказать, что крутизна этой характеристики такая же, как и при критическом напряжении.

Если питающее напряжение является надкритическим, т. е. больше критического ($k > 1$), оба сердечника будут одновременно насыщены в определенной части полупериода (рис. 4.33). Рабочий ток в этой части периода определяется разностью между напряжением питания и критическим напряжением и равен

$$\Delta I_{\text{магн}} = \frac{U - U_s}{R_2} = \frac{U}{R_2} \left(1 - \frac{1}{k}\right) = I_{2\text{макс}} \left(1 - \frac{1}{k}\right).$$

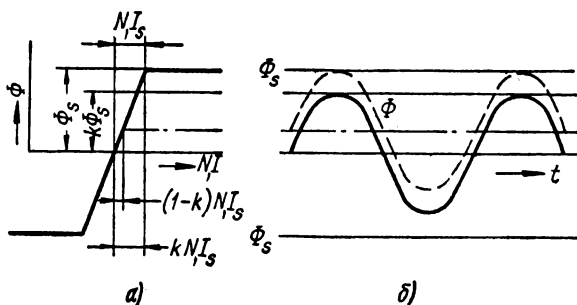


Рис. 4.31. Кривая намагничивания (а) и кривая магнитного потока (б) при напряжении ниже критического.

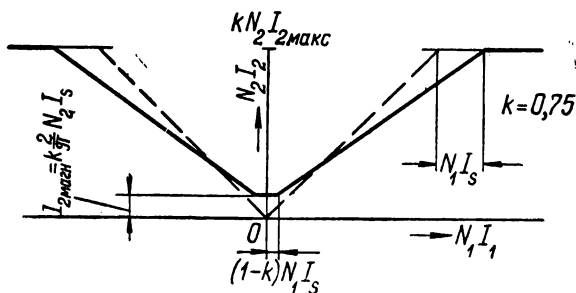


Рис. 4.32. Рабочая характеристика при напряжении питания ниже критического.

Кривая рабочей характеристики для этого случая показана на рис. 4.34.

Рассмотрим подробнее диапазон, в котором может измениться ток намагничивания и его влияние на среднее значение рабочего тока.

Верхней границей для тока намагничивания является величина $\frac{N_1}{N_2} \frac{2}{\pi} k I_s$. Действительные значения тока намагничивания будут меньше, так как некоторую часть периода оба сердечника насыщены и переменная составляющая потока равна нулю.

Относительная величина тока намагничивания, т. е. $I_{2\text{магн}} / \frac{2}{\pi} I_s$ в зависимости от напряжения (коэффициент k),

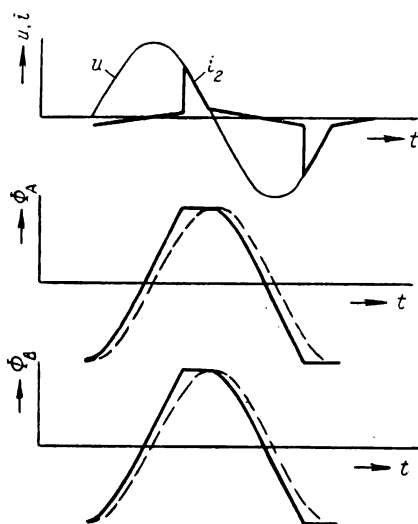


Рис. 4.33. Кривые рабочего тока и магнитных потоков при малом импедансе в цепи управления и надкритическом напряжении. МДС управления равна нулю.

представлена кривой на рис. 4.35. Эта кривая рассчитывалась графоаналитическим методом. Минимальное значение рабочего тока при МДС управления, равной нулю, может быть выражено суммой

$$I_{2\text{макс}} \left(1 - \frac{1}{k}\right) + I_{2\text{магн}}.$$

Приведенные рассуждения при всей своей примитивности дают довольно точное представление о характеристиках магнитного усилителя. Влияние падения напряжения на сопротивлении нагрузки, вызванного намагничивающим током, выше не учитывалось. Это, однако, не приводит к заметным ошибкам, если кривая на-

магничивания имеет достаточную крутизну и сопротивление нагрузки не очень велико. Для наглядности на рис. 4.36 изображены рабочие характеристики при различных значениях напряжения питания.

В реальных магнитных материалах колено кривой намагничивания во многих случаях не такое крутое, как предполагалось выше. В связи с этим и характеристики магнитных усилителей в большинстве случаев имеют более плавные очертания, чем это показано, например, на рис. 4.36. Рабочие характеристики, снятые экспериментально, изображены на рис. 4.37.

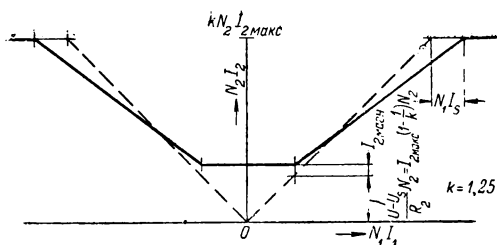


Рис. 4.34. Рабочая характеристика дросселя насыщения при малом импедансе в цепи управления и надкритическом напряжении.

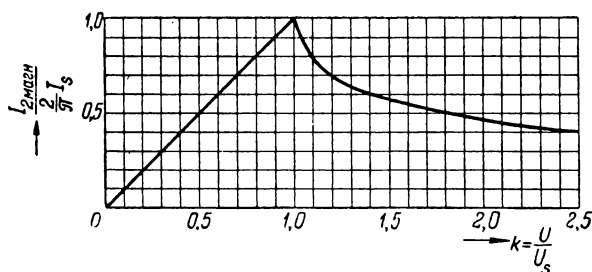


Рис. 4.35. Зависимость между минимальным рабочим током (током намагничивания $I_{2\text{магн}}$) и коэффициентом

$$\text{напряжения } k = \frac{U}{U_s}.$$

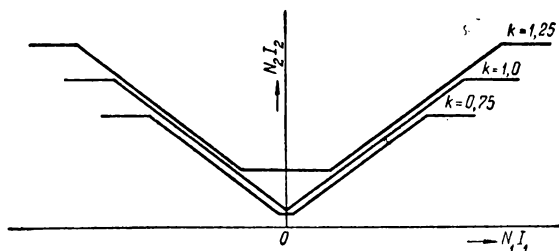


Рис. 4.36. Рабочие характеристики при различных значениях коэффициента напряжения $k = \frac{U}{U_s}$.

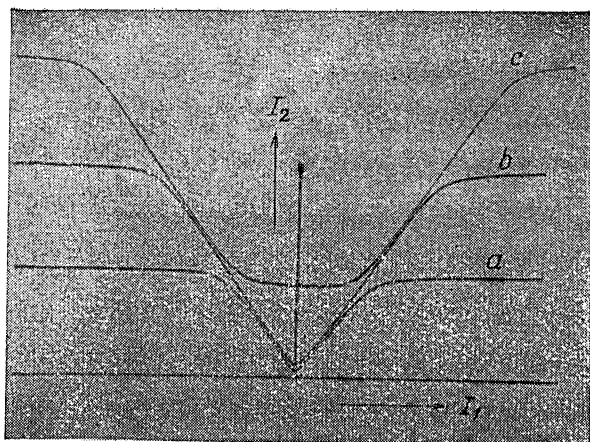


Рис. 4.37. Экспериментально снятые рабочие характеристики дросселя насыщения при малом импедансе в цепи управления и различных величинах напряжения питания.

4.7. ХАРАКТЕРИСТИКИ ДРОССЕЛЯ НАСЫЩЕНИЯ С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫМ ВКЛЮЧЕНИЕМ РАБОЧИХ ОБМОТК И ВЫХОДОМ НА ПОСТОЯННОМ ТОКЕ ПРИ ИНДУКТИВНОЙ НАГРУЗКЕ

Рассмотрим основные соотношения для схемы, приведенной на рис. 2.31.

Как было установлено ранее (рис. 2.34), в интервалах времени, в течение которых один из сердечников насыщен, напряжение на нагрузке равно питающему напряжению. В этом интервале напряжение питания уравнивается активным падением напряжения и э. д. с. самоиндукции, возникающей в индуктивной составляющей нагрузки. При этом среднее значение напряжения на индуктивности в течение половины периода равно нулю и, следовательно, в интервале времени, в течение которого один из сердечников насыщен, средняя величина напряжения питания равна активному падению напряжения на нагрузке. Средняя величина тока в рабочих обмотках определяется компенсацией МДС рабочих обмоток и обмоток управления, поэтому и в рассматриваемом случае имеет место равенство

$$N_1 I_1 = N_2 I_2.$$

В интервале времени $\frac{\pi - \alpha}{\omega}$, в течение которого один из сердечников насыщен, цепь рабочего тока замыкается через нагрузку. Остальную часть периода рабочий ток равен нулю, а ток в нагрузке имеет неизменную величину.

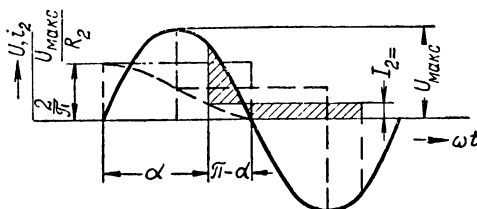


Рис. 4.38. Основные зависимости в дроселе насыщения с последовательным включением рабочих обмоток и выходом на постоянном токе.

в течение всего периода (рис. 4.38). Следовательно, зависимость между током в рабочих обмотках и током в нагрузке может быть выражена как

$$\frac{I_2}{I_{\text{макс}}} = \frac{\pi - \alpha}{\pi}.$$

Величина угла насыщения α может быть определена из выражения для среднего значения напряжения на нагрузке

$$R_2 I_{2\text{ср}} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} U_{\text{макс}} \sin \omega t d(\omega t),$$

откуда

$$I_{2\text{ср}} = \frac{U_{\text{макс}}}{\pi R_2} (1 + \cos \alpha)$$

или

$$\frac{I_{2\text{ср}}}{I_{2\text{макс}}} = \frac{1 + \cos \alpha}{2} = \cos^2 \frac{\alpha}{2},$$

где

$$I_{2\text{макс}} = \frac{2}{\pi} \frac{U_{\text{макс}}}{R_2}.$$

Определим из последних выражений угол α и подставив его значение в приведенную выше формулу для рабочего тока, находим

$$\frac{I_2}{I_{2=}} = \frac{\pi - 2 \arccos \sqrt{\frac{I_{2=}}{I_{2=\max}}}}{\pi} = \frac{2}{\pi} \arcsin \sqrt{\frac{I_{2=}}{I_{2=\max}}}.$$

На основании последней формулы, отношение между рабочим током и максимальным значением тока в нагрузке равно

$$\frac{I_2}{I_{2=\max}} = \frac{I_{2=}}{I_{2=\max}} \frac{2}{\pi} \arcsin \sqrt{\frac{I_{2=}}{I_{2=\max}}}.$$

Учитывая, что $N_1 I_1 = N_2 I_2$ и используя последнее выражение, можно вычислить безразмерную характеристику магнитного усилителя, т. е. характеристику усилителя в относительных единицах. Такая характеристика приведена

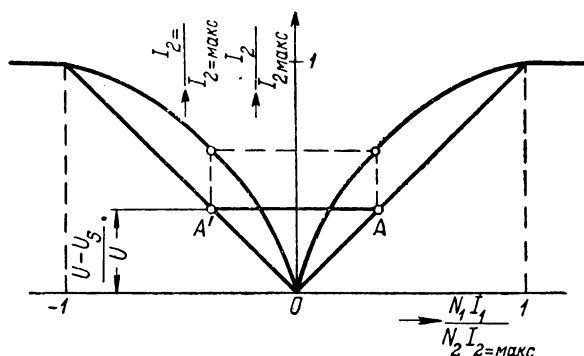


Рис. 4.39. Безразмерные рабочие характеристики дросселя насыщения с выходом на постоянном токе (схема рис. 2.31).

на рис. 4.39. Кривые рис. 4.39 наглядно показывают, насколько ток в рабочих обмотках меньше тока нагрузки.

Приведенные выше выкладки относятся к случаю, когда напряжение питания равно критическому. Если напряжение питания выше критического, то на нагрузке создается определенное напряжение и в том случае, когда МДС управления равна нулю. На рис. 4.39 приведено также построение (прямая AA'), позволяющее определить ми-

нимальное значение рабочего тока и тока нагрузки при напряжении выше критического.

Влияние конечной крутизны кривой намагничивания может быть учтено сдвигом характеристик на величину,

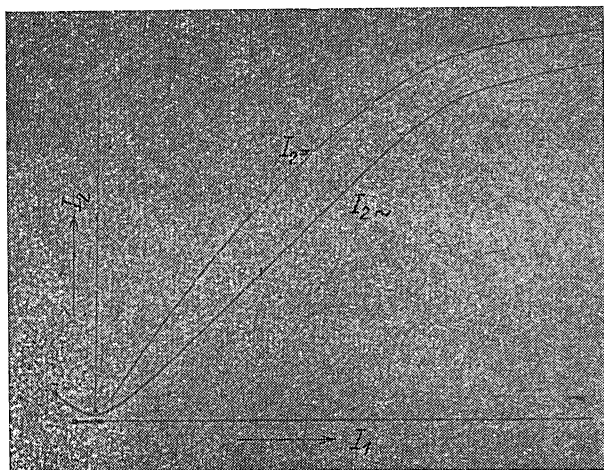


Рис. 4.40. Экспериментально снятые рабочие характеристики дросселя насыщения при включении по схеме рис. 2.31.

пропорциональную току намагничивания, как это было описано в предыдущем параграфе.

Полученная экспериментально рабочая характеристика магнитного усилителя при индуктивной нагрузке приведена на рис. 4.40.

4.8. СУММИРОВАНИЕ МДС УПРАВЛЕНИЯ И «ПОЛЯРИЗАЦИЯ» МАГНИТНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Рабочий ток магнитных усилителей в линейной части их характеристики пропорционален МДС управления. Необходимое значение МДС управления можно обеспечить одной обмоткой управления или при помощи нескольких обмоток, соответствующим образом включенных и изолированных друг от друга. В соответствии с направлением токов управления, которые проходят по этим обмоткам, создаваемые этими обмотками МДС складываются или вычитаются. Это позволяет на выходе магнитного усилителя получить ток, пропорциональный алгебраической сумме

нескольких токов управления, электрически изолированных друг от друга.

Возможность суммирования МДС управления используется в том случае, когда необходимо, чтобы магнитный

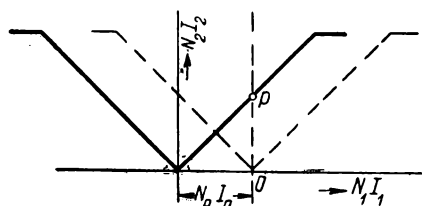


Рис. 4.41. Смещение рабочей характеристики магнитного усилителя.

— естественная характеристика, — при наличии обмотки смещения (поляризации).

усилитель реагировал на полярность сигнала управления. Для этого при помощи МДС одной из обмоток управления рабочую характеристику усилителя смещают, как это показано на рис. 4.41. МДС, необходимую для смещения характеристики ($I_p N_p$), называют МДС поляризации*, соответствующую обмотку управ-

ления — обмоткой поляризации, протекающий в ней ток — током поляризации. МДС поляризации в некоторых случаях можно создать при помощи постоянного магнита.

4.9. ХАРАКТЕРИСТИКИ МАГНИТНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ С ВНЕШНЕЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

Возможность суммирования МДС управления часто используется для создания внешней обратной связи.

В дросселях насыщения с последовательным или параллельным включением рабочих обмоток и малым импедансом цепи управления величина тока, протекающего в рабочих обмотках, определяется из условия компенсации МДС управления в ненасыщенном сердечнике. Так как рабочий ток не содержит постоянной составляющей, то для создания внешней обратной связи используется специальная обмотка управления, включенная в цепь рабочего тока через выпрямитель. Эта обмотка управления носит название обмотки обратной связи. В зависимости от полярности включения обмотки обратной связи относительно обмоток управления, МДС последних усиливается или ослабляется.

Рассмотрим дроссель насыщения с последовательным включением рабочих обмоток (рис. 4.42). На рис. 4.43,а представлена кривая рабочего тока, а на рис. 4.43,б — кри-

* В технической литературе на русском языке чаще используется термин смещение (обмотка смещения, ток смещения и т. д.) (Прим. ред.).

вые токов в цепи управления. Вместо токов можно рассматривать создаваемые ими МДС. Ток в обмотке обратной связи (т. е. выпрямленный рабочий ток) изменяется по кривой, приведенной на рис. 4.43, в. При этом создается МДС $N_3 i_3$, которая в период насыщения одного из сердечников будет компенсировать МДС $N_2 i_2$, создаваемую рабочим током. В результате этого в интервале времени от $\frac{\alpha}{\omega}$ до $\frac{\pi}{\omega}$ могут насытиться оба сердечника. При рассмотрении процессов, происходящих в магнитных усилителях с обратной связью, необходимо пользоваться кривой

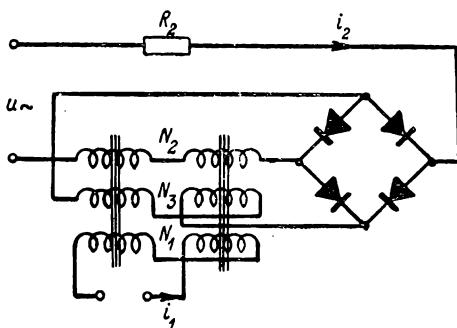


Рис. 4.42. Схема дросселя насыщения с внешней обратной связью и последовательным включением рабочих обмоток.

намагничивания с конечным наклоном в ненасыщенной области (рис. 2.38, г).

В рассматриваемой схеме в интервале времени, в течение которого один из сердечников насыщен, магнитный поток другого сердечника будет определяться током управления и наклоном принятой выше кривой намагничивания. Поэтому, когда насыщение одного из сердечников заканчивается, магнитный поток второго сердечника уже имеет некоторое начальное значение, которое зависит от тока управления. При этом МДС управления, необходимая для достижения полного рабочего тока, равна величине МДС колена кривой намагничивания, т. е. она значительно меньше МДС рабочих обмоток. Такое включение магнитного усилителя носит название схемы с положительной обратной связью.

Если изменить полярность тока в обмотке обратной связи (рис. 4.43, в) или изменить полярность тока управле-

ния, МДС обратной связи будет складываться с МДС рабочих обмоток. В этом случае магнитный усилитель будет работать в режиме, в котором МДС управления компенсирует суммарную МДС, т. е. МДС рабочих обмоток и обмотки обратной связи. Такое включение называется схемой с обратной отрицательной связью. В этой схеме определенной величине тока управления соответствует значительно меньшая величина рабочего тока, чем в схеме с положительной обратной

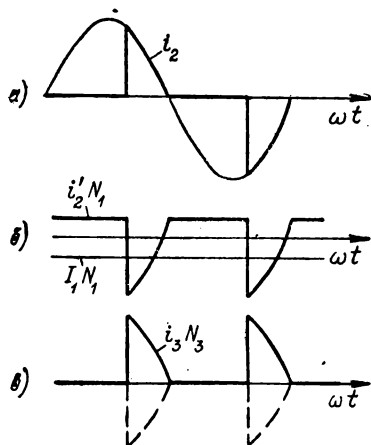


Рис. 4.43. Кривые напряжений и токов дросселя насыщения с внешней обратной связью.

$i_3 N_3$ — магнитодвижущая сила обмотки обратной связи.

связью. Процессы в дросселе насыщения с параллельно включенными рабочими обмотками протекают аналогично процессам, рассмотренным при последовательном включении и отличаются только количественными соотношениями: компенсирующий ток рабочей обмотки в этом случае равен половине среднего значения тока нагрузки и компенсация МДС рабочей обмотки и обмотки положительной обратной связи происходит при половинном количестве витков обмотки обратной связи по отношению к рабочей обмотке.

Соотношения в усилителе с обратной связью удобнее всего рассматривать, используя рабочую характеристику магнитного усилителя без обратной связи q и прямую p (рис. 4.44), определяющую МДС обмотки обратной связи в зависимости от рабочего тока. Точка пересечения прямой p с характеристикой q соответствует состоянию усилителя, при котором МДС тока управления равна нулю. Для увеличения рабочего тока, например до величины I_2 , необходима МДС управления $N_1 I_1$, действующая в том же направлении, что и МДС обмотки обратной связи $N_3 I_3$ и равная разности значения МДС характеристик p и q в точке, соответствующей току I_2 . Для уменьшения рабочего тока МДС управления должна иметь направление, противоположное направлению МДС обмотки обратной связи,

что на рис. 4.44 отмечено знаком минус. При определенной величине МДС управления, действующей в отрицательном направлении, ток на выходе магнитного усилителя с обрат-

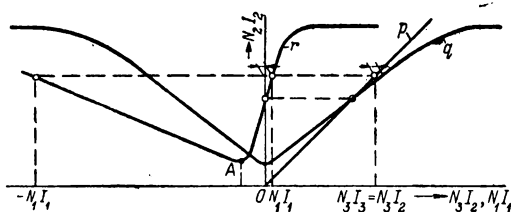


Рис. 4.44. Построение рабочей характеристики дросселя насыщения с внешней обратной связью $|r|$; рабочая характеристика дросселя насыщения без обратной связи $|q|$; прямая обратной связи p .

ной связью будет иметь минимальное значение. В точке A (рис. 4.44) характеристика магнитного усилителя делится на две части. Более крутая правая часть относится к режиму работы с положительной связью и, следовательно,

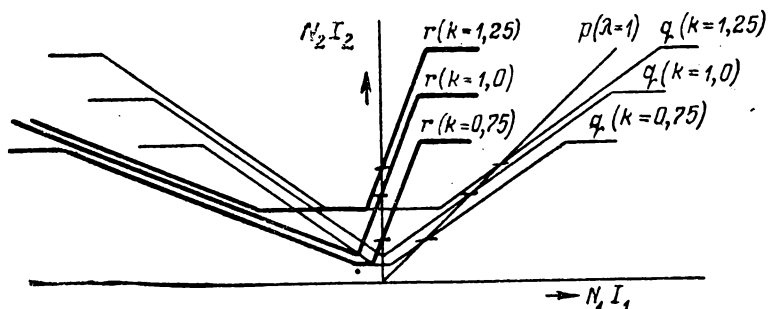


Рис. 4.45. Построение рабочих характеристик дросселя насыщения с внешней обратной связью для различных значений напряжения питания.

$$k = \frac{U}{U_s} \text{ — коэффициент напряжения.}$$

с большим коэффициентом усиления, левая ветвь соответствует отрицательной обратной связи.

Рассмотренная схема (рис. 4.42) носит название схемы с внешней обратной связью, так как обратная связь в этой схеме осуществляется за счет тока на выходе магнитного усилителя.

Влияние величины питающего напряжения рассматривалось применительно к характеристикам простых магнитных усилителей. Для схемы с обратной связью рабочая характеристика находится путем вычитания из МДС управления МДС обратной связи, которая определяется пря-

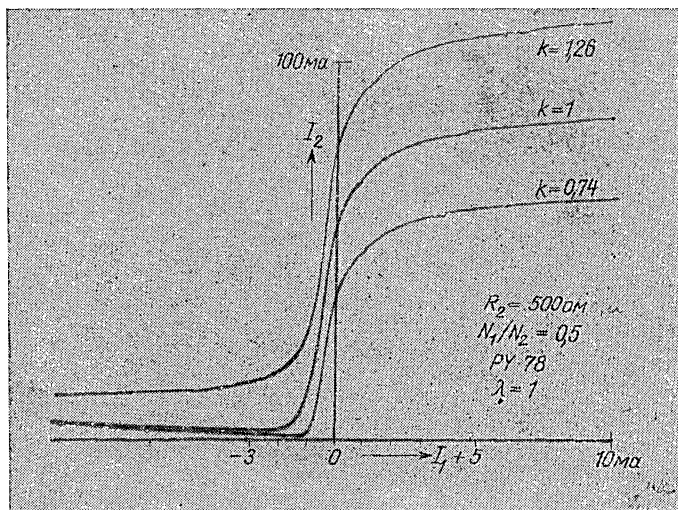


Рис. 4.46. Экспериментально полученные рабочие характеристики при наличии обратной связи и различных величинах напряжения питания.

мой p . Определенные таким способом характеристики для различных значений напряжения питания показаны на рис. 4.45. Величина питающего напряжения (рис. 4.45) выражена коэффициентом k , равным отношению между напряжением питания и критическим напряжением. Характеристики усилителя с внешней обратной связью, полученные экспериментально, представлены на рис. 4.46.

4.10. КОЭФФИЦИЕНТ ВНЕШНЕЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ

Рассмотрим влияние наклона прямых обратной связи p на характеристику усилителя (рис. 4.47). Коэффициентом обратной связи назовем отношение $\frac{N_3 I_3}{N_2 I_2} = \lambda$. Чем больше λ , тем меньше крутизна прямой p . Обратную связь нельзя неограниченно увеличивать для получения макси-

мального усиления. В случае, когда прямая p параллельна характеристике q (рис. 4.48), в характеристике усилителя появляется вертикальный участок, т. е. усилитель становится статически неустойчивым. При дальнейшем увели-

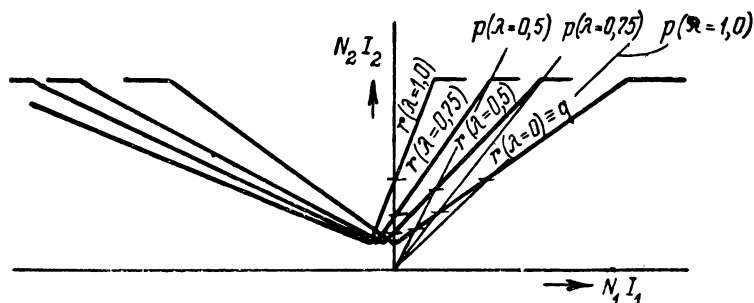


Рис. 4.47. Построение рабочих характеристик дросселя насыщения при различных значениях коэффициента обратной связи.

чении обратной связи характеристика усилителя оказывается подобной характеристике реле (принято называть такую характеристику релейной). Так, например, при увеличении тока управления в отрицательном направлении

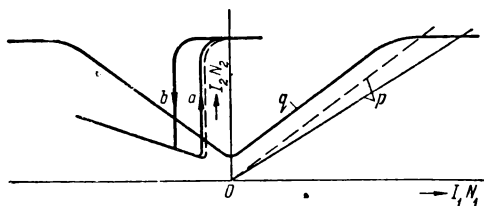


Рис. 4.48. Рабочая характеристика дросселя насыщения с внешней обратной связью при $\lambda = 1$ (бесконечно большое усиление, характеристика показана пунктиром) и при $\lambda > 1$ (статически неустойчивая характеристика в виде петли a, b).

имеет место скачкообразное падение рабочего тока (участок кривой b на рис. 4.48). При увеличении тока управления проявляется неоднозначность характеристики, т. е. рабочий ток изменяется скачком, но уже по кривой a и вновь приобретает максимальное значение. Характеристика магнитного усилителя становится релейной, если прямая p обратной связи имеет меньшую крутизну, чем рабочая характеристика усилителя без обратной связи.

Вернемся теперь к понятию коэффициента обратной связи. Из приведенного выше следует, что значение коэффициента обратной связи, соответствующее бесконечному усилению, зависит от крутизны характеристики q и от ее положения относительно осей координат. Прямоугольной кривой намагничивания соответствует рабочая характеристика (рис. 4.39), проходящая через начало координат, и, следовательно, в этом случае коэффициент обратной связи λ на границе устойчивого состояния равен единице. Выше было показано, что при конечном значении крутизны кривой намагничивания под влиянием тока намагничивания уменьшается крутизна рабочей характеристики дросселя насыщения, работающего без обратной связи (рис. 4.30 и рис. 4.44 кривая q).

Поэтому при значении коэффициента обратной связи $\lambda=1$ усилитель еще не переходит в релейный режим. При работе усилителя с обратной связью МДС подмагничивания складывается из двух МДС, одна из которых создается обмоткой управления, а другая — обмоткой обратной связи. При $\lambda=1$ МДС обмотки управления относительно мала и с количественной стороны может быть определена как разность двух сравнительно больших величин МДС: МДС рабочих обмоток и МДС обмотки обратной связи. Так как последние две величины сравнительно близки друг к другу, то во избежание существенных ошибок все расчеты должны производиться с повышенной точностью. В связи с этим при $\lambda=1$ в расчетах нельзя использовать прямоугольную кривую намагничивания.

Характеристика дросселя насыщения с обратной связью с учетом конечной крутизны кривой намагничивания (рис. 2.38) может быть определена следующим образом.

Крутизна рабочей характеристики усилителя без обратной связи равна

$$K_2 = \frac{d(N_2 I_2)}{d(N_1 I_1)} = \frac{\frac{X}{R_2} - 1}{\frac{X}{R_2} + \frac{\pi}{2}}.$$

Крутизна прямой обратной связи равна

$$K_1 = \frac{1}{\lambda}.$$

Нетрудно показать, что крутизна характеристики магнитного усилителя с обратной связью

$$K = \frac{K_1 K_2}{K_1 - K_2} = \frac{\frac{X}{R_2} - 1}{\frac{\pi}{2} + \frac{X}{R_2} + \lambda \left(1 - \frac{X}{R_2}\right)}.$$

Кривые рабочих характеристик при нескольких значениях коэффициентов обратной связи представлены на рис. 4.47.

Как видно из приведенной выше формулы крутизна характеристики, определяющая усиление по току, зависит от величины $\frac{X}{R_2}$, т. е. от отношения реактивного сопротивления дросселя насыщения при ненасыщенных сердечниках к сопротивлению нагрузки. Таким образом, параметрами рабочей характеристики является совокупность величин X , R_2 , U и λ .

4.11. ВЛИЯНИЕ СОПРОТИВЛЕНИЯ НАГРУЗКИ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ МАГНИТНОГО УСИЛИТЕЛЯ С ВНЕШНЕЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ОПТИМАЛЬНОЙ НАГРУЗКИ

Величина сопротивления нагрузки оказывает существенное влияние на характеристики магнитного усилителя с обратной связью и носит несколько другой характер, чем в случае дросселя насыщения без обратной связи.

Крутизна характеристики при наличии обратной связи, как уже было показано, определяется выражением

$$\frac{d(N_2 I_2)}{d(N_1 I_1)} = K = \frac{\frac{X}{R_2} - 1}{\frac{\pi}{2} + \frac{X}{R_2} + \lambda \left(1 - \frac{X}{R_2}\right)}.$$

Выразив крутизну через приращение токов после нескольких преобразований перепишем последнее уравнение в виде

$$A = \frac{dI_2}{dI_1} = \frac{N_1}{N_2} \frac{1}{1 - \lambda + \frac{1 + \frac{\pi}{2}}{\frac{X}{R_2} - 1}}.$$

Так как обычно $\frac{X}{R_2} \gg 1$, то

$$\frac{dI_2}{dI_1} = \frac{N_1}{N_2} \frac{1}{1 - \lambda + \frac{R_2}{X} \left(1 + \frac{\pi}{2}\right)}.$$

При $\lambda = 1$ для обратной величины можно написать

$$\frac{dI_1}{dI_2} = \frac{1 + \frac{\pi}{2}}{X} \frac{N_2}{N_1} R_2,$$

Таким образом, приращение тока управления может быть выражено в виде

$$\Delta I_1 = \frac{1 + \frac{\pi}{2}}{X} \frac{N_2}{N_1} \Delta U_{R_2},$$

где $\Delta U_{R_2} = \Delta I_2 R_2$ — соответствующее изменение напряжения на нагрузке.

Так как величина $\frac{1 + \frac{\pi}{2}}{X} \frac{N_2}{N_1}$ является постоянной для определенного магнитного усилителя, то и отношение между приращением тока управления и приращением напряжения на нагрузке также постоянно и не зависит от сопротивления нагрузки.

Таким образом, напряжение на нагрузке для полной обратной связи ($\lambda = 1$) определяется только величиной тока управления. В этом состоит существенное различие между магнитным усилителем с обратной связью и усилителем без обратной связи, в котором изменение тока входа пропорционально току выхода. Поэтому в противоположность рассматриваемому случаю в усилителе без обратной связи напряжение на нагрузке зависит от величины ее сопротивления. Необходимо заметить, что усилители с полной обратной связью могут рассматриваться как генераторы напряжения, а усилители без обратной связи — как генераторы тока. Усилители, у которых $\lambda < 1$, занимают промежуточное место среди указанных случаев. На рис. 4.49 приведены экспериментально полученные характеристики при $\lambda = 1$. Сравнивая характеристики рис. 4.49 с характеристиками усилителя без обратной связи (рис. 4.25) нетрудно заметить существенное отличие этих двух режимов работы.

Рабочая цепь дросселя насыщения, кроме полезной нагрузки R , содержит также паразитное сопротивление r , равное сумме сопротивлений выпрямителей в проводящем направлении, а также сопротивление рабочих обмоток и обмоток обратной связи. Общее сопротивление рабочей цепи определяется суммой $R + r = R_2$.

При рассмотрении характеристики усилителя необходимо учитывать паразитное сопротивление r , так как оно оказывает существенное влияние на режим работы усилителя. При определении оптимального режима работы для простоты и наглядности выразим коэффициент усиления по мощности через средние значения токов. Этот прием является обоснованным для $\lambda < 1$, так как в данном случае под влиянием неполной компенсации МДС через цепь управления протекает результирующий ток такой же формы, как и рабочий ток. Таким образом, не принимая во внимание коэффициент формы кривой тока, одинаковый для рабочей цепи и цепи управления, усиление по мощности может быть выражено в виде

$$A_v = \left(\frac{dI_2}{dI_1} \right)^2 \frac{R}{R_1};$$

заменяв $\frac{dI_2}{dI_1}$ выражением, приведенным ранее, получим

$$A_v = \left[\frac{N_1}{N_2} \frac{1}{1 - \lambda + \left(1 + \frac{\pi}{2}\right) \frac{R+r}{X}} \right]^2 \frac{R}{R_1}.$$

Максимальная величина усиления при сопротивлении R переменной величины определяется обычным путем из

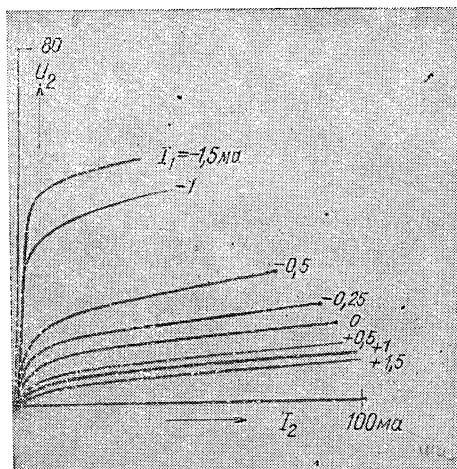


Рис. 4.49. Экспериментально полученные характеристики одновременного намагничивания дросселя насыщения с полной обратной связью.

уравнения $\frac{dA_V}{dR} = 0$. После преобразований находим оптимальное значение сопротивления нагрузки

$$R = r + \frac{X}{\frac{\pi}{2} + 1} (1 - \lambda).$$

Из этого выражения можно определить значение оптимального сопротивления нагрузки в зависимости от коэффициента обратной связи.

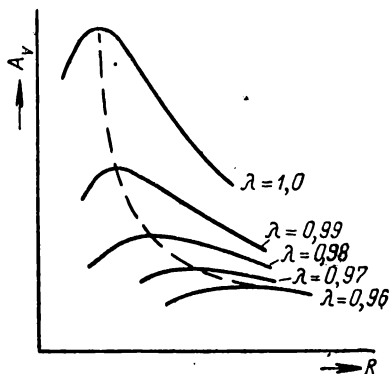


Рис. 4.50. Зависимость между сопротивлением нагрузки R_n и усилением по мощности A_V у дроселя насыщения с внешней обратной связью при различных значениях коэффициента обратной связи λ . Пунктирная кривая определяет величины оптимальной нагрузки.

Кривые зависимости усиления по мощности от сопротивления нагрузки для разных значений λ показаны на рис. 4.50. На этом же рисунке пунктирной кривой отмечены оптимальные величины сопротивлений нагрузки R .

Если применяется полная обратная связь ($\lambda = 1$), величина наиболее выгодного сопротивления нагрузки $R = r$, т. е. сопротивление полезной нагрузки равняется сумме паразитных сопротивлений. С уменьшением обратной связи быстро уменьшается усиление мощности и поэтому при проектировании усилителя целесообразно выбирать как можно более полную обратную связь. При этом, однако, необходимо иметь в виду, что при значениях λ , близких к единице, существенное влияние на характеристики усилителя оказывает неустойчивость характеристик выпрямителей.

4.12. ФАКТОРЫ, ОКАЗЫВАЮЩИЕ ВЛИЯНИЕ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ МАГНИТНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ С ВНЕШНЕЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

На характеристики магнитного усилителя оказывает влияние форма кривой намагничивания. Так как кривые намагничивания реальных магнитных материалов не имеют острого колена, то и рабочие кривые магнитных

усилителей имеют плавные очертания. Это наиболее четко выражается в усилителях с обратной связью, в чем легко можно убедиться при сравнении характеристик таких усилителей с характеристиками усилителей без обратной связи.

Линейность рабочей характеристики является важным фактором для магнитных усилителей, которые используются не только для измерения, но и для регулирования.

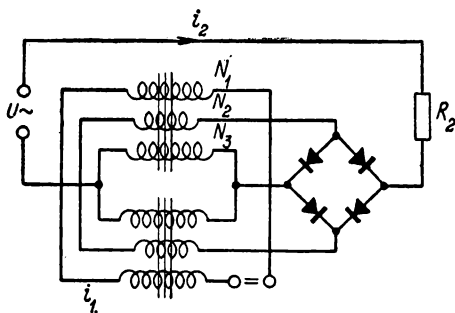


Рис. 4.51. Схема дросселя насыщения с внешней обратной связью при параллельном включении рабочих обмоток.

Линейность характеристики зависит от материала сердечника и от величины сопротивления нагрузки. По схеме с внешней обратной связью могут быть также включены дроссели насыщения с параллельным включением рабочих обмоток (рис. 4.51). В этом случае рабочие характеристики примерно такие же, как и при последовательном включении обмоток. Так как через обмотку обратной связи проходит полный ток нагрузки, а через каждую из рабочих обмоток половина тока нагрузки, то для создания обратной связи с коэффициентом $\lambda=1$ необходимо, чтобы число витков обмотки обратной связи было равно половине витков рабочих обмоток, т. е.

$$N_3 = \frac{1}{2} N_2,$$

где N_2 — число витков рабочей обмотки на одном реакторе,

N_3 — число витков обмотки обратной связи.

Схема включения магнитного усилителя с внешней обратной связью в случае, когда нагрузка присоединена через двухполупериодный мостовой выпрямитель, может

быть выполнена двумя способами: либо для питания обмотки обратной связи и нагрузки используется один выпрямительный мост (рис. 4.42 и рис. 4.51), либо для питания

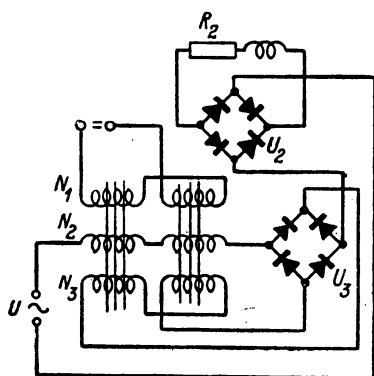


Рис. 4.52. Схема включения обмотки обратной связи через отдельный выпрямительный мост.

обратной связи используется отдельный выпрямительный мост (рис. 4.52).

В случае чисто активной нагрузки оба способа включения обратной связи эквивалентны. В случае, когда нагрузка содержит и индуктивную составляющую, работа схемы с общим выпрямительным мостом является менее благоприятной, так как в этом случае рабочая характеристика недостаточно линейна и даже при обратной связи имеет нестабильный участок, где ток

выхода изменяется скачком. В гл. 2 была рассмотрена работа дросселя насыщения с индуктивной нагрузкой на постоянном токе. Так как в этом случае среднее значение тока в нагрузке больше,

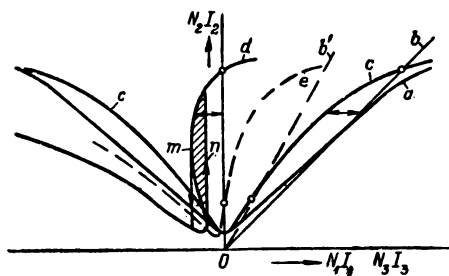


Рис. 4.53. Построение рабочей характеристики дросселя насыщения с последовательным включением рабочих обмоток и внешней обратной связью при индуктивной нагрузке.

чем значение тока в дросселе насыщения, то при $N_2 = N_3$ коэффициент обратной связи λ больше единицы, что приводит к наличию нестабильного участка в характеристике усилителя. Кроме того, при работе дросселя насыщения с общим выпрямителем на нагрузку с индуктивной состав-

ляющей характеристики будут нелинейными, т. е. отношение между токами выхода и входа будет переменным. Это также способствует появлению нестабильного участка характеристики. На рис. 4.53 приведено построение характеристик усилителя с внешней обратной связью и общим выпрямителем в цепи нагрузки. На основании характеристики дросселя насыщения с индуктивной нагрузкой на постоянном токе a и прямой обратной связи b , построена результирующая характеристика d . Как видно из рисунка, характеристика в этом случае имеет нестабильные участки m и n . При меньшей величине обратной связи (прямая b')

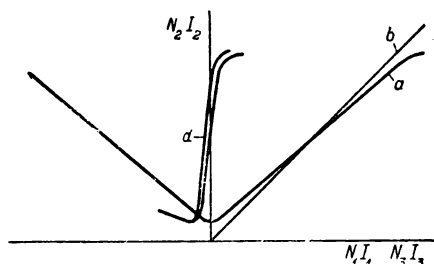


Рис. 4.54. Характеристика дросселя насыщения при включении обмотки обратной связи через отдельный выпрямитель (рис. 4.52).

можно получить рабочую характеристику e без нестабильных участков. Эта характеристика нелинейна и поэтому во многих случаях является нежелательной. Характеристика усилителя при наличии отдельного двухполупериодного выпрямителя, предназначенного для питания обмоток обратной связи, ближе к линейной. Она может быть построена следующим образом. Предварительно строится характеристика усилителя с обратной связью, принимая во внимание только одну омическую нагрузку. Для тока определенной величины находим по безразмерной характеристике, приведенной на рис. 4.39, величину тока нагрузки с учетом ее индуктивности.

Из рис. 4.54 видно, что в схеме с отдельным выпрямителем нестабильность характеристики наступает при более высоком коэффициенте обратной связи и, следовательно, эта схема включения допускает работу усилителя в пропорциональном режиме с большими коэффициентами усиления и таким образом обеспечивает лучшее использование усилителя.

4.13. МАГНИТНЫЕ УСИЛИТЕЛИ С ВНУТРЕННЕЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

4.13.1. Характеристики реактора с внутренней обратной связью

Как было показано в гл. 2 (рис. 2.38), изменение магнитного потока в сердечнике реактора с внутренней обратной связью зависит от МДС управления. Так как выпрямитель в рабочей цепи не допускает изменения направле-

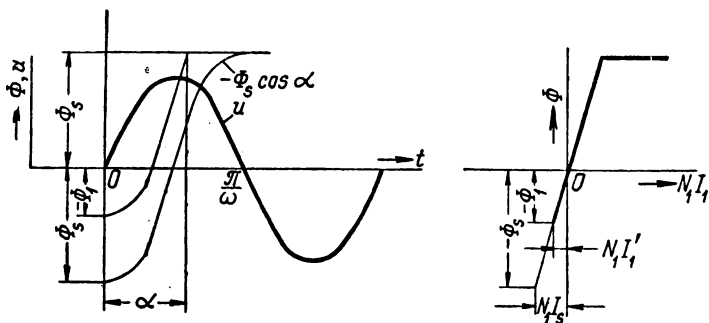


Рис. 4.55. Кривые основных величин для реактора с внутренней обратной связью по схеме рис. 2.36.

ния рабочего тока, то магнитный поток изменяется от величины потока насыщения Φ_s до величины, соответствующей МДС управления. Уравнение рабочей характеристики для активной нагрузки можно составить на основании кривых, изображенных на рис. 4.55. Для магнитного потока имеют место соотношения:

$$-\Phi_s \cos \alpha + (\Phi_s \pm \Phi_1) = \Phi_s,$$

$$\frac{\pm \Phi_1}{\Phi_s} = \cos \alpha = \frac{\pm N_1 I_1}{N_1 I_s},$$

знаки \pm относятся к полярности тока управления I_1 и потока Φ_1 (на рис. 4.55 эта полярность отрицательна). Максимальный рабочий ток, который может протекать через нагрузку, определяется величиной сопротивления и напряжения питания в соответствии с соотношением

$$I_{2\text{макс}} = \frac{1}{2} \frac{U}{R_2} = \frac{1}{\pi} \frac{U_{\text{макс}}}{R_2},$$

где коэффициентом $1/2$ учитывается влияние выпрямителя, запирающего цепь рабочего тока в течение полупериода.

Если не принимать во внимание падения напряжения, вызванного на нагрузке током намагничивания, среднее значение рабочего тока можно записать в виде

$$\begin{aligned} I_2 &= \frac{1}{2} \frac{U_{\text{макс}}}{R_2} \int_{\alpha}^{\pi} \sin \omega t d(\omega t) = \frac{1}{2} \frac{U_{\text{макс}}}{\pi R_2} (1 + \cos \alpha) = \\ &= \frac{I_{2\text{макс}}}{2} (1 + \cos \alpha). \end{aligned}$$

Из последнего уравнения находим, что

$$\cos \alpha = \frac{2I_2 - I_{2\text{макс}}}{I_{2\text{макс}}}.$$

Сравнивая выражения для $\cos \alpha$ и умножая правую часть уравнения на N_2 , получаем

$$\frac{N_1 I_1}{N_1 I_s} = \frac{2N_2 I_2 - N_2 I_{2\text{макс}}}{N_2 I_{2\text{макс}}}.$$

Из этого уравнения можно найти выражение для рабочей характеристики.

Обозначив через X реактанс неподмагниченного реактора найдем

$$X = \frac{U_{\text{макс}}}{\frac{N_1}{N_2} I_s}.$$

После преобразований получим

$$N_2 I_2 = \frac{1}{2} N_2 I_{2\text{макс}} + N_1 I_1 \frac{X}{2\pi R_2}.$$

Таким образом, крутизна рабочей характеристики, выраженная в МДС, равна $\frac{X}{2\pi R_2}$ и, следовательно, зависит от сопротивления нагрузки так же, как и в схеме с внешней обратной связью.

Рабочие характеристики для различных значений сопротивления нагрузки (рис. 4.56) построены без учета тока намагничивания. Для того чтобы учесть влияние тока намагничивания, рассмотрим кривые, показанные на

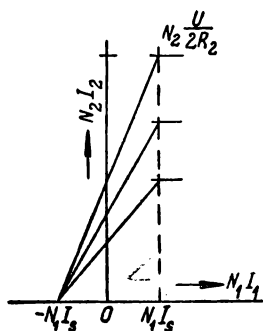


Рис. 4.56. Характеристики реактора с внутренней обратной связью без учета тока намагничивания.

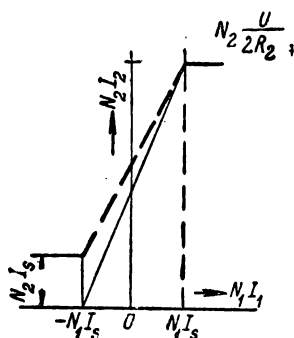


Рис. 4.58. Такая же характеристика, что и на рис. 4.57 (сплошная линия), но с учетом тока намагничивания (пунктирная линия).

рис. 4.57. Так же как и при внешней обратной связи, ограничимся определением тока намагничивания в конечных точках рабочей характеристики, а промежу-

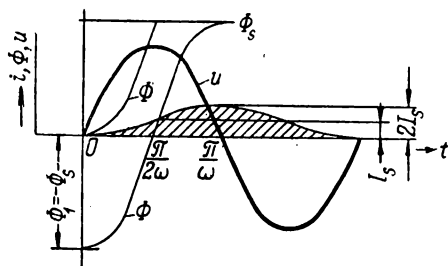


Рис. 4.57. Кривые намагничивания в реакторе с внутренней обратной связью при включении по схеме рис. 2.36.

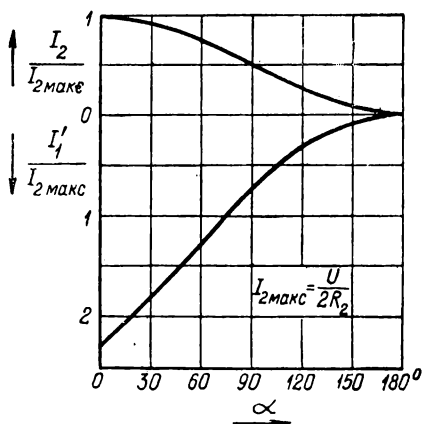


Рис. 4.59. Характеристики реактора с внутренней обратной связью и активной нагрузкой. Зависимость относительного рабочего тока $I_2/I_{2\text{ макс}}$ и тока управления $I_1'/I_{2\text{ макс}}$ от угла насыщения α при больших отрицательных значениях МДС управления.

точную кривую между обеими точками заменим прямой. Построенная таким путем характеристика показана на рис. 4.58 пунктиром.

На рис. 4.59 приведена зависимость между относительными значениями рабочего тока, тока управления и углом насыщения.

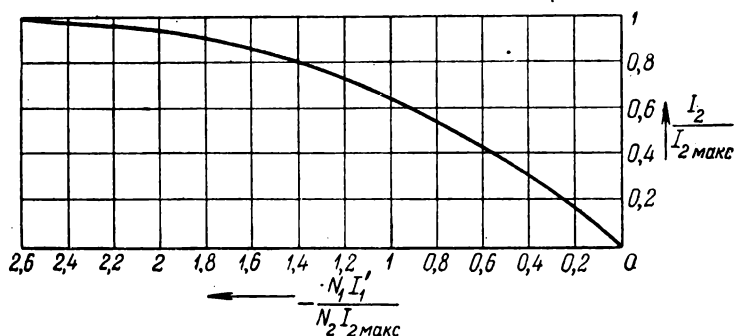


Рис. 4.60. Рабочая характеристика реактора с внутренней обратной связью при больших отрицательных значениях МДС управления.

При МДС цепи управления, меньшей чем $-N_1 I_s$, как это было показано в гл. 2 (рис. 2.45), реактор работает в режиме компенсации МДС и внутренняя обратная связь отсутствует.

Соответствующая этому режиму левая ветвь рабочей характеристики показана на рис. 4.60.

4.13.2. Характеристики дросселя насыщения с параллельным включением рабочих обмоток и внутренней обратной связью

Работа магнитного усилителя, включенного по этой схеме, была рассмотрена в гл. 2, а схема включения приведена на рис. 2.43. Уравнение рабочей характеристики можно вывести, исходя из характеристик реактора с внутренней обратной связью, рассмотренных в предыдущем параграфе. Величина рабочего тока дросселя насыщения будет вдвое больше, чем в случае реактора.

Токи намагничивания, протекающие в рабочих обмотках, сдвинуты относительно друг друга по фазе и вызывают падение напряжения на нагрузке, равное разности падений напряжений, вызванных этими токами.

Эта разность напряжений изменяется по синусоиде, среднее значение которой равно $\frac{N_1}{N_2} \frac{4}{\pi} I_s R_2$. Кривые токов намагничивания и разность этих токов представлены

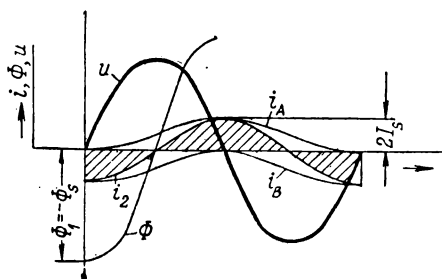


Рис. 4.61. Построение кривой тока намагничивания как разности частичных токов намагничивания при включении по схеме рис. 2.43.

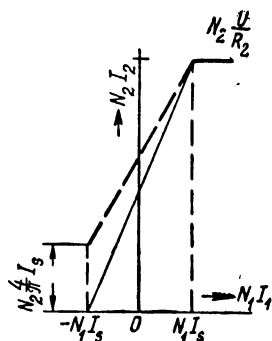


Рис. 4.62. Рабочая характеристика дросселя насыщения, включенного по схеме рис. 2.43 с учетом тока намагничивания.

на рис. 4.61. Рабочая характеристика, построенная с учетом допущений, принятых в предыдущем параграфе, показана на рис. 4.62. Несколько иное влияние тока намагничивания будет в случае, если материал сердечников имеет прямоугольную петлю гистерезиса (рис. 2.50,б). Предположим, что в интервале времени, в течение которого один из сердечников насыщен, ток намагничивания равен нулю. Ток в нагрузке складывается из тока той рабочей обмотки, сердечник которой насыщен, т. е. $\frac{U(1 + \cos \alpha)}{2R_2}$, и тока намагничивания ненасыщенного сердечника

$$I_{2\text{магн}} = \frac{2(NI)_r}{N_2} \frac{\alpha}{\pi},$$

где $(NI)_r$ — МДС, соответствующая ширине петли на рис. 2.50,б.

Определив из последнего выражения угол

$$\alpha = \frac{\pi}{2} \frac{N_2 I_{2\text{магн}}}{(NI)_r} = \pi \frac{N_1 I_1}{(NI)_r},$$

находим зависимость между относительными значениями рабочего тока и тока управления

$$\frac{I_2}{I_{2\text{макс}}} = \frac{1}{2} \left[1 + \cos \pi \frac{N_1 I_1}{(NI)_r} \right].$$

Эта характеристика представлена пунктирной кривой на рис. 4.63. Сплошной кривой на рис. 4.63 представлена сумма тока рабочей обмотки на насыщенном сердечнике и тока намагничивания $I_{2\text{магн}}$.

Отношение тока намагничивания к максимальному рабочему току равно

$$\frac{I_{2\text{магн}}}{I_{2\text{макс}}} = \frac{2R_2 \frac{(NI)_r}{N_2}}{U} \frac{\alpha}{\pi}.$$

При уменьшении МДС управления до величины $-N_1 I_1$ и ниже ее возникает компенсация МДС и действие внутренней обратной связи нарушается.

Характеристика схемы в этом случае в большей мере зависит от величины импеданса цепи управления. Если импеданс цепи управления невелик, то левая ветвь характеристики дросселя насыщения с внутренней обратной связью совпадает с характеристикой дросселя насыщения без обратной связи с небольшим импедансом в цепи управления (рис. 4.30). Начало координат при этом должно быть сдвинуто по оси абсцисс на величину $-N_1 I_1$.

При большом импедансе цепи управления кривая рабочего тока приобретает прямоугольную форму, аналогичную кривой тока в дросселе насыщения без обратной связи с последовательно включенными рабочими обмотками и большим

$$\frac{2R_2(NI)_r}{UN_2}$$

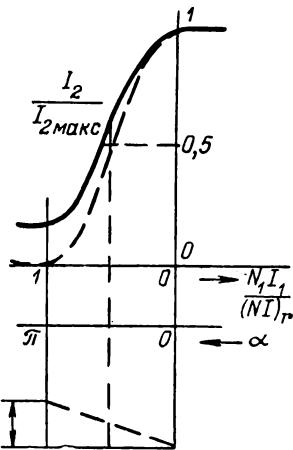


Рис. 4.63. Рабочая характеристика дросселя насыщения с параллельным включением рабочих обмоток и внутренней обратной связью при прямоугольной петле гистерезиса материала сердечников.

импедансом в цепи управления (рис. 4.64). Левая ветвь безразмерной характеристики в этом случае соответствует кривой рис. 4.65, сдвинутой по оси абсцисс на величину $-N_1 I_1$ и по оси ординат на относительную величину тока

намагничивания. На рис. 4.65а приведены полученные экспериментально рабочие характеристики при различных значениях импеданса цепи управления.

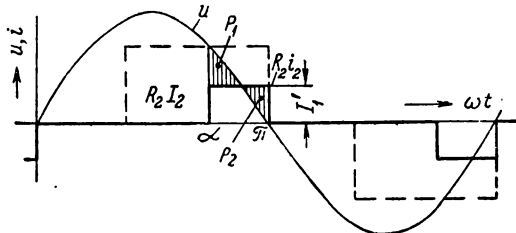


Рис. 4.64. Построение кривой рабочего тока для схемы с параллельным включением рабочих обмоток и внутренней обратной связью при большом импедансе в цепи обмоток управления и большой отрицательной МДС управления. Сопротивлением рабочих обмоток и прямым сопротивлением выпрямителей обратной связи пренебрегается.

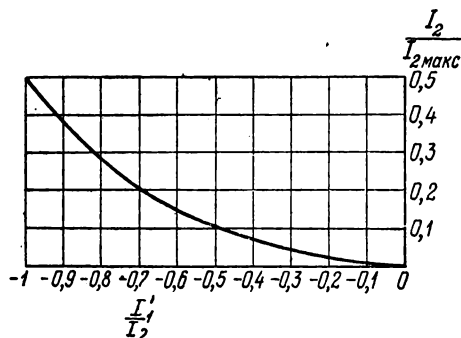


Рис. 4.65. Рабочая характеристика, соответствующая кривой рабочего тока, представленной на рис. 4.64.

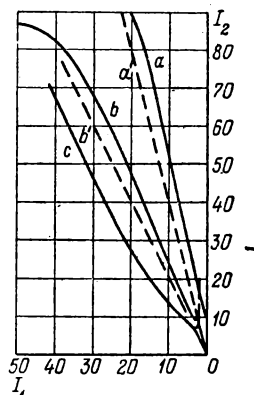


Рис. 4.65а. Рабочие характеристики магнитных усилителей при больших отрицательных значениях МДС управления:

a—параллельное включение без внутренней обратной связи; *a'*—параллельное включение с внутренней обратной связью; *b*—последовательное включение без обратной связи; *b'*—последовательное включение с обратной связью и малым импедансом в цепи управления; *c*—параллельное включение с внешней обратной связью и большим импедансом в цепи управления.

4.13.3. Характеристики дросселя насыщения с внутренней обратной связью и выходом на постоянном токе

Рассматриваемая схема включения (рис. 2.53) часто называется схемой со средней точкой. Она представляет собой магнитный усилитель с двухполупериодным выпрямлением рабочего тока, внутренней обратной связью и питающим трансформатором с выведенной средней точкой

вторичной обмотки. Рабочие характеристики данной схемы без учета тока намагничивания имеют примерно тот же вид, что и характеристики, приведенные в предыдущем параграфе.

Необходимо заметить, что в рассматриваемой схеме величина тока намагничивания, как это показано на рис. 4.66, должна быть равна удвоенной величине тока намагничивания одного сердечника, так как оба реактора по отношению к нагрузке присоединены параллельно. Рабочая характеристика этой схемы представлена на рис. 4.67.

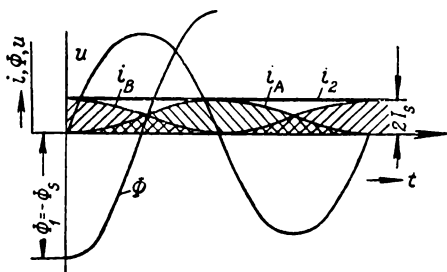


Рис. 4.66. Построение кривой тока намагничивания как разности частных токов намагничивания для двухполупериодной схемы включения по рис. 2.53.

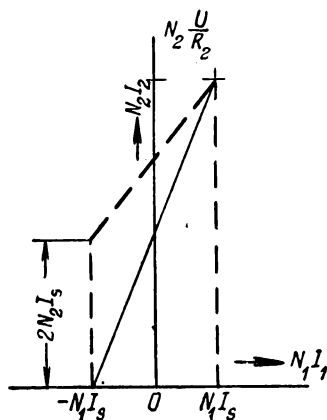


Рис. 4.67. Характеристика магнитного усилителя при включении по схеме рис. 2.53.

Правые ветви рабочих характеристик схем с внутренней обратной связью с выходом на переменном и постоянном токе, как видно из сравнения кривых рис. 4.67 и 4.62, отличаются лишь значением тока намагничивания. Верхняя точка линейной части рабочей характеристики этих схем совпадает.

Величина напряжения питания также влияет на характеристики схем с внутренней обратной связью, как и в случае рассмотренных схем с внешней обратной связью. Так, например, при подкритическом напряжении существует определенная область, в которой изменение управляющей

магнитодвижущей силы не оказывает влияния на рабочий ток.

Если МДС цепи управления меньше, чем $-N_1 I_s$, внутренняя обратная связь под влиянием компенсации магнитодвижущих сил прекращает свое действие.

Рабочая характеристика в левой ветви такая же, как например на рис. 4.30. При этом необходимо иметь в виду, что рабочая характеристика должна быть смещена на $-N_1 I_s$ по оси абсцисс и на величину тока намагничивания по оси ординат.

Как и в рассмотренном выше случае, работа схемы различна в зависимости от величины импеданса в цепи управления.

Если в цепи управления имеется большой импеданс, то кривая рабочего тока имеет такую же прямоугольную форму, как и в случае дросселя насыщения без обратной связи с последовательно включенными рабочими обмотками и большим импедансом цепи управления.

В зависимости от величины тока управления возможны несколько режимов работы, которые рассматривались в § 4.3 (рис. 4.13).

4.14. ФАКТОРЫ, ОКАЗЫВАЮЩИЕ ВЛИЯНИЕ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ МАГНИТНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ С ВНУТРЕННЕЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

4.14.1. Влияние обратного тока выпрямителей

Как это было показано выше, в схемах с внутренней обратной связью выпрямители препятствуют образованию МДС рабочей цепи, которая компенсировала бы МДС цепи управления. При этом возникает так называемая внутренняя обратная связь. Если выпрямители пропускают в обратном направлении ток определенной величины, то часть МДС цепи управления компенсируется МДС, которая создается этим током. В этом случае для достижения определенного значения рабочего тока необходимо большее значение МДС цепи управления. При больших значениях напряжения питания увеличивается обратное напряжение и растет обратный ток выпрямителей (гл. 7). Таким образом, при увеличении напряжения питания влияние обратного тока увеличивается. Естественно, что влияние обратного тока больше сказывается в тех схемах включения, где на выпрямители действуют большие обратные напряжения. К таким схемам относятся схемы с выходом на постоянном токе.

Так как обратные напряжения, действующие на выпрямители, возрастают при увеличении тока нагрузки, крутизна рабочей характеристики при этом несколько уменьшается.

4.14.2. Влияние изменений напряжения питания

Увеличение или уменьшение напряжения питания по сравнению с его критической величиной вызывает соответствующее изменение количества напряжения, а следовательно, и уменьшение или увеличение угла насыщения. Увеличение напряжения питания влияет также и на величину тока намагничивания. Влияние изменения напряжения питания на характеристики магнитных усилителей с внутренней обратной связью такое же, как при соединении по схеме с внешней обратной связью.

Существенное влияние на рабочую характеристику оказывает также форма кривой намагничивания и характер нагрузки.

4.15. ХАРАКТЕРИСТИКИ МАГНИТНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ С ВНУТРЕННЕЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ ПРИ АКТИВНО-ИНДУКТИВНОЙ НАГРУЗКЕ

4.15.1. Характеристики реактора с выпрямителем, включенным в рабочую цепь при активно-индуктивной нагрузке

Рассыщение сердечника реактора наступает, как только общая МДС, действующая на сердечник, становится равной МДС, соответствующей колену кривой намагничивания.

При индуктивной нагрузке имеет место запаздывание кривой рабочего тока по отношению к напряжению питания. Поэтому в данном случае насыщение сердечника наступает позднее, чем при чисто активной нагрузке. Момент насыщения определяется не только установившейся составляющей рабочего тока i_{2st} , но также переходной составляющей i_{2t} , которая в момент $t = t_1$ компенсирует установившуюся составляющую, как это показано на рис. 4.68 (см. также рис. 2.42). Если предположить, что кривая намагничивания в области насыщения параллельна оси абсцисс, то, пока сердечник насыщен, напряжение питания приложено непосредственно к нагрузке. Так как сердечник реактора насыщается во второй половине периода, то при индуктивной нагрузке среднее значение напряжения

на нагрузке меньше, чем при активной, на величину, равную среднему значению напряжения питания в промежутке времени, на который под влиянием индуктивности нагрузки запаздывает рассыление сердечника. Соответственно уменьшается и среднее значение тока, протекающего в на-

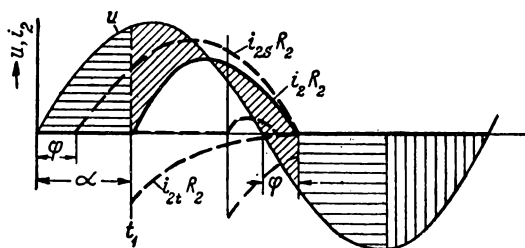


Рис. 4.68. Кривая рабочего тока реактора с внутренней обратной связью при активно-индуктивной нагрузке.

грузке. Для того чтобы получить количественные соотношения, предположим, что переходная составляющая тока нагрузки i_{2t} затухает к моменту рассыления сердечника. Тогда момент рассыления может быть определен (если не учитывать намагничивающий ток управления, незначительный по сравнению с током i_{2st}) фазовым углом

$$\varphi = \arctg \frac{\omega L_2}{R_2} = \arctg \omega \tau_2.$$

Среднее значение напряжения на нагрузке может быть определено интегрированием:

$$R_2 I_2 = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\varphi} U_{\max} \sin \omega t d(\omega t);$$

после преобразований находим

$$R_2 I_2 = \frac{U_{\max}}{2\pi} (\cos \alpha + \cos \varphi).$$

Выразив ток в долях его максимального значения при активной нагрузке $I_{2\max} = \frac{U_{\max}}{2R_2}$, получим следующее выражение для относительного значения тока:

$$\frac{I_2}{I_{2\max}} = \frac{1}{2} (\cos \alpha + \cos \varphi).$$

Количество напряжения, вызывающее изменение рабочего тока в интервале времени, в течение которого сердечник насыщен, равно

$$\Delta\Phi = \frac{1}{N_2} \frac{U_{\text{макс}}}{\pi} \int_0^{\alpha} \sin \omega t d(\omega t) = \frac{U}{2N_2} (1 - \cos \alpha).$$

Полное изменение потока (от $+\Phi_s$ до $-\Phi_s$) при критическом значении напряжения питания равно

$$\Delta\Phi_{\text{макс}} = \frac{U}{N_2},$$

следовательно,

$$\frac{\Delta\Phi}{\Delta\Phi_{\text{макс}}} = \frac{1 - \cos \alpha}{2}.$$

Так как в интервале времени, в течение которого выпрямитель заперт, магнитный поток определяется по кривой намагничивания в соответствии с величиной МДС цепи управления, то зависимость между потоком и МДС управления можно записать в виде

$$\frac{\Delta\Phi}{\Delta\Phi_{\text{макс}}} = \frac{N_1 I_s - N_1 I_1}{2N_1 I_s}.$$

Сопоставив последние два выражения, находим $\cos \alpha$ и, подставив его значение в формулу для относительной величины тока, получим

$$\frac{I_2}{I_{2\text{макс}}} = \frac{1}{2} \cos \varphi + \frac{1}{2} \frac{N_1 I_1}{N_1 I_s}.$$

Таким образом, рабочая характеристика в относительных единицах выражается уравнением прямой

$$y = B + Ax,$$

где $A = \frac{1}{2}$ — угловой коэффициент;

$B = \frac{1}{2} \cos \varphi$ — начальная ордината.

Фазовый угол φ можно выразить через постоянную времени нагрузки τ_2 :

$$\cos \varphi = \frac{R_2}{\sqrt{R_2^2 + (\omega L_2)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega \tau_2)^2}},$$

так как из уравнения для относительной величины тока при $\frac{I_2}{I_{2\text{макс}}} = 0$

$$\frac{N_1 I_1}{N_1 I_s} = -\cos \varphi = -\frac{1}{\sqrt{1 + (\omega \tau_2)^2}}$$

и при $N_1 I_1 = 0$

$$\frac{I_2}{I_{2\text{макс}}} = \frac{1}{2} \cos \varphi = \frac{1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega \tau_2)^2}},$$

то при МДС управления, равной $N_1 I_1 = N_1 I_s$, будет

$$\frac{I_2}{I_{2\text{макс}}} = \frac{1}{2} + \frac{\cos \varphi}{2} = \frac{1}{2} + \frac{1}{2\sqrt{1 + (\omega \tau_2)^2}}.$$

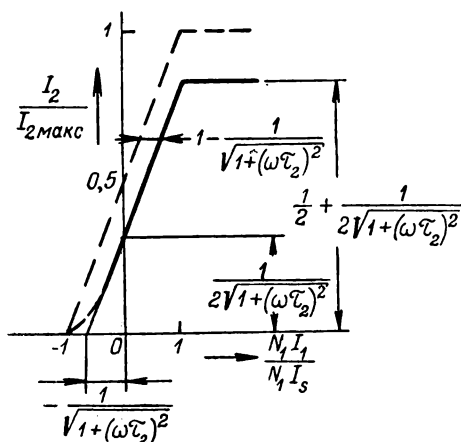


Рис. 4.69. Рабочая характеристика реактора с внутренней обратной связью при активно-индуктивной нагрузке.

Рабочая характеристика в относительных единицах представлена на рис. 4.69 жирной линией. Для активной нагрузки ($\tau_2 = 0$) эта кривая переходит в прямую, показанную пунктирной линией.

Из рис. 4.69 видно, что индуктивная составляющая нагрузки вызывает перемещение характеристики вправо на величину

$$1 - \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega \tau_2)^2}}.$$

Для небольшого значения $\omega\tau_2$ можно принять, что она передвигается на величину, равную $\frac{1}{2}(\omega\tau_2)^2$.

При выводах формул предполагалось, что момент насыщения определяется фазовым углом, в связи с чем переходная составляющая тока нагрузки затухает к моменту времени $\pi + \varphi$. Практически эти соотношения не выдерживаются и поэтому рабочая характеристика (рис. 4.69) в нижней части имеет изгиб, как показано жирной пунктирной линией. Учет влияния тока намагничивания может быть произведен теми же методами, что и при активной нагрузке (рис. 4.58).

4.15.2. Характеристики амплистата с выходом на переменном токе при индуктивной нагрузке

Рассматриваемая схема была приведена на рис. 2.43. Если пренебречь сопротивлением обмоток и выпрямителей, то при насыщении одного из сердечников падение напряжения на рабочей обмотке второго сердечника также равно нулю. В этом случае процессы в каждой из рабочих цепей амплистата протекают независимо. Отличие амплистата от рассмотренного в предыдущем параграфе реактора заключается только в количестве напряжения, которое поглощается в рабочей цепи.

Изменение магнитного потока в сердечнике амплистата может быть выражено в виде

$$\Delta\Phi = \frac{1}{N_2} \frac{U_{\text{макс}}}{\pi} \int_{\varphi}^{\alpha} \sin \omega t d(\omega t) = \frac{U}{2N_2} (-\cos \alpha + \cos \varphi),$$

$$\frac{\Delta\Phi}{\Delta\Phi_{\text{макс}}} = \frac{\cos \varphi - \cos \alpha}{2} = \frac{N_1 I_s - N_1 I_1}{2N_1 I_s}.$$

Определив из последнего уравнения $\cos \alpha$ и подставив в уравнение для относительного тока

$$\frac{I_2}{I_{2\text{макс}}} = \frac{1}{2} (\cos \alpha + \cos \varphi),$$

найдем выражение для рабочей характеристики при индуктивной нагрузке:

$$\frac{I_2}{I_{2\text{макс}}} = \cos \varphi - \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \frac{N_1 I_1}{N_1 I_s},$$

так как

$$\cos \varphi = \frac{R_2}{\sqrt{R_2^2 + (\omega L_2)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega \tau_2)^2}},$$

то при $\frac{I_2}{I_{2\text{макс}}} = 0$

$$\frac{N_1 I_1}{N_1 I_s} = \frac{2}{\sqrt{1 + (\omega \tau_2)^2}},$$

при $\frac{N_1 I_1}{N_1 I_s} = 0$

$$\frac{I_2}{I_{2\text{макс}}} = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega \tau_2)^2}} - \frac{1}{2}$$

и при $\frac{N_1 I_1}{N_1 I_s} = 1$

$$\frac{I_2}{I_{2\text{макс}}} = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega \tau_2)^2}}.$$

Характеристика, построенная по приведенным выше параметрам, представлена на рис. 4.70.

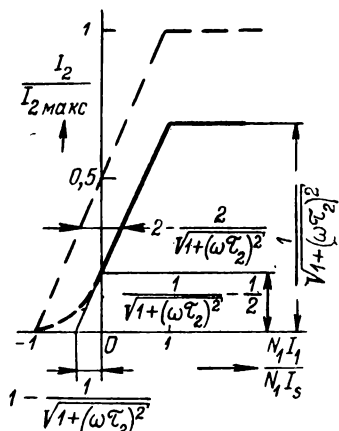


Рис. 4.70. Рабочая характеристика дросселя насыщения с параллельным включением рабочих обмоток и внутренней обратной связью при активной и индуктивной нагрузках.

Величина смещения характеристики по сравнению с характеристикой при активной нагрузке равна $2 - \frac{2}{\sqrt{1 + (\omega \tau_2)^2}}$, т. е. в два раза больше, чем для рассмотренного выше реактора.

При больших постоянных времени нагрузки τ_2 в рабочей характеристике амплитудатора появляется изгиб, показанный на рис. 4.70 жирной пунктирной линией (аналогично рассмотренным характеристикам реактора рис. 4.69). Полученные результаты можно уточнить путем учета тока намагничивания методами, которые были приведены выше (рис. 4.62).

4.15.3. Магнитные усилители с внутренней обратной связью и выходом на постоянном токе, выпрямленном по двухполупериодной схеме

Сначала разберем случай, когда индуктивность нагрузки невелика. Предположим сначала, что кривая намагничивания в ненасыщенной области вертикальна. Усилитель, сердечники которого выполнены из материала с такой идеализированной кривой намагничивания, должен иметь бесконечно большой коэффициент усиления. Его рабочая характеристика также выражается вертикальной прямой. Определим влияние нагрузки на свойства такого усилителя. Полученные результаты в дальнейшем будут применены для анализа характеристики в случае конечной крутизны кривой намагничивания.

Как указывалось в гл. 2, при небольшом импедансе цепи управления напряжение питания прикладывается непосредственно к нагрузке в интервале времени, начало которого определяется углом насыщения, а конец — моментом, когда кривая напряжения питания проходит через нуль.

Так как в установившемся режиме количество напряжения, поглощенное индуктивностью в течение полупериода, равно нулю, то среднее значение напряжения на нагрузке может быть записано в виде

$$R_2 I_2 = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} U_{\text{макс}} \sin \omega t \, d(\omega t) = \frac{U}{2} (1 + \cos \alpha)$$

и, следовательно,

$$\frac{I_2}{I_{2\text{макс}}} = \frac{1 + \cos \alpha}{2},$$

где $I_{2\text{макс}} = \frac{U}{R_2}$ — максимальная величина среднего за период значения тока при активной нагрузке.

За счет энергии, запасенной в индуктивности нагрузки, ток нагрузки некоторое время продолжает протекать и после насыщения данного реактора. При этом ток в рабочей цепи затухает, изменяясь с постоянной времени цепи нагрузки $\tau_2 = \frac{L_2}{R_2}$.

С этой же постоянной времени по экспоненциальной зависимости изменяются токи, наведенные в обмотке

управления*. Протекание процесса в большой мере зависит от экстратоков, наведенных в цепи управления. Однако точно определить эти токи сложно. Поэтому основное внимание будет уделено качественным результатам.

Если постоянная времени нагрузки имеет такое значение, при котором переходная составляющая рабочего тока

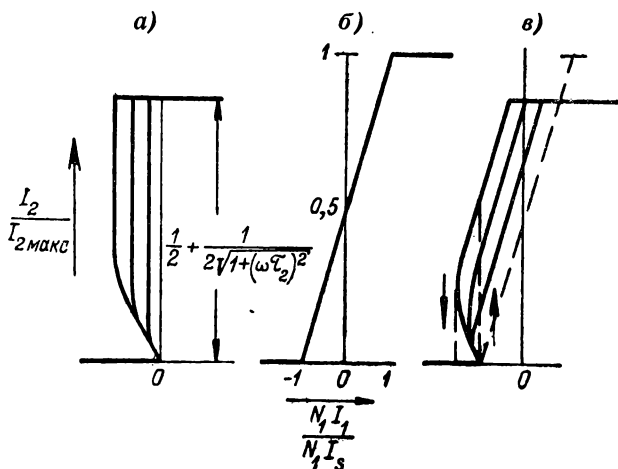


Рис. 4.71. Рабочая характеристика амплистата с выходом на постоянном токе, выпрямленном по двухполупериодной схеме при активно-индуктивной нагрузке с небольшой постоянной времени $\omega\tau = \frac{\omega L_2}{R_2} < 1$. В цепи управления малый импеданс:

а — идеализированная рабочая характеристика при кривой намагничивания с вертикальным участком в ненасыщенной области; б — идеализированная характеристика с учетом конечной крутизны кривой намагничивания в ненасыщенной области; в — результирующая рабочая характеристика.

затухает за время, меньшее половины периода, то экстратоки, наведенные в обмотке управления, сдвигают рабочую характеристику в направлении отрицательных значений МДС цепи управления.

При увеличении угла насыщения α экстратоки уменьшаются и в предельном случае ($\alpha = \pi$) равны нулю. При

* При индуктивной нагрузке к составляющей тока управления, соответствующей активной нагрузке, добавляется составляющая тока, называемая экстратоком управления, свойственная только процессам, протекающим при индуктивной нагрузке и в значительной мере определяющая их протекание (Прим. ред.).

увеличении индуктивной составляющей нагрузки величина экстратоков также уменьшается.

На рис. 4.71 и 4.72 показаны рабочие характеристики при различных значениях постоянной времени цепи нагрузки.

Под влиянием индуктивной составляющей нагрузки, как это будет показано дальше, максимальное значение

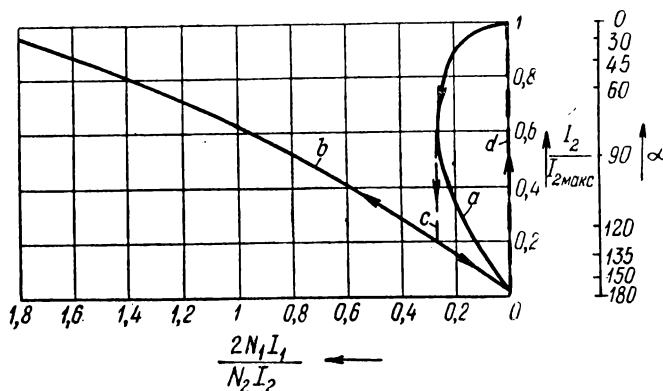


Рис. 4.72. Такая же характеристика, как на рис. 4.71, но при нагрузке с большой индуктивной составляющей $\omega L_2 \gg R_2$.

тока в нагрузке меньше, чем при активной нагрузке. Учет конечной крутизны кривой намагничивания может быть произведен следующим образом.

Изменение магнитного потока в зависимости от угла насыщения может быть выражено в виде

$$\Delta\Phi = \frac{1}{N_2} \frac{1}{\pi} \int_0^\alpha U_{\text{макс}} \sin \omega t d(\omega t) = \frac{1}{N_2} U \frac{1 - \cos \alpha}{2}.$$

Максимальное изменение магнитного потока между двумя значениями, соответствующими насыщению различной полярности, равно

$$\Delta\Phi_{\text{макс}} = \frac{U_{\text{макс}}}{N_2}$$

и, следовательно,

$$\frac{\Delta\Phi}{\Delta\Phi_{\text{макс}}} = \frac{1 - \cos \alpha}{2}.$$

Относительное изменение магнитного потока в соответствии с кривой намагничивания может быть также выражено в виде

$$\frac{\Delta \Phi}{\Delta \Phi_{\text{макс}}} = \frac{N_1 I_s - N_1 I_1}{2 N_1 I_s}.$$

Из двух последних уравнений находим

$$\frac{N_1 I_1}{N_1 I_s} = \cos \alpha.$$

Так как в соответствии с изложенным ранее

$$\frac{I_2}{I_{2\text{макс}}} = \frac{1 + \cos \alpha}{2},$$

то уравнение рабочей характеристики в относительных единицах с учетом конечной крутизны кривой намагничивания может быть записано как

$$\frac{I_2}{I_{2\text{макс}}} = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{N_1 I_1}{N_1 I_s} \right).$$

Эта зависимость показана на рис. 4.71,б. При выводе уравнения рабочей характеристики не учитывалось влияние экстратока, наведенного в цепи управления.

При наличии индуктивной составляющей в нагрузке, угол насыщения не может быть меньше, чем фазовый угол φ . На этом основании отношение между максимальными значениями токов при индуктивной и активной нагрузках равно

$$\frac{I'_{2\text{макс}}}{I_{2\text{макс}}} = \frac{1 + \cos \varphi}{2} = \frac{1}{2} + \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega \tau_2)^2}}.$$

На рис. 4.71,в изображена рабочая характеристика для индуктивной нагрузки, полученная из характеристик рис. 4.71,а и б. Для того чтобы учесть ток намагничивания, характеристику рис. 4.71 необходимо сместить аналогично тому, как показано на рис. 4.66 и 4.67.

Как видно из кривых рис. 4.71,а, в рассматриваемой схеме при индуктивной составляющей нагрузки возможно возникновение статической неустойчивости (т. е. скачкообразного изменения выходной величины) при небольших рабочих токах. Значение этих токов тем больше, чем больше постоянная времени цепи нагрузки.

Количественный анализ характеристик магнитного усилителя при небольшом импедансе цепи управления является более доступным в случае, когда индуктивность нагрузки весьма велика. Этот случай ниже рассматривается подробнее.

Предположим, что индуктивность нагрузки настолько велика, что ток в ней в течение полупериода можно считать постоянным. На рис. 2.62 показана зависимость от времени основных величин для рассматриваемого случая. По сравнению со случаем малой индуктивности в нагрузке, ток в которой изменялся по экспоненциальному закону, при большой индуктивности ток изменяется по кривой прямоугольной формы.

Средняя величина тока, наведенного в цепи управления, в интервале времени, в течение которого оба реактора не насыщены, равна

$$I_1 = -\frac{I_2 N_2}{2 N_1} \frac{\alpha}{\pi},$$

Так же как и в предыдущем случае, зависимость между углом насыщения и средним значением тока выражается в виде

$$\frac{I_2}{I_{2\max}} = \frac{1 + \cos \alpha}{2},$$

или

$$\alpha = \arccos \left[2 \frac{I_2}{I_{2\max}} - 1 \right].$$

Подставив в выражении для I_1 значение угла α , получим

$$\frac{2N_1 I_1}{N_2 I_{2\max}} = -\frac{1}{\pi} \frac{I_2}{I_{2\max}} \arccos \left[2 \frac{I_2}{I_{2\max}} - 1 \right].$$

Безразмерная рабочая характеристика, построенная по этой формуле, показывает (рис. 4.72, кривая a), что токи, наведенные в цепи управления, настолько велики, что по сравнению с ними можно не учитывать ток управления, который определяется МДС насыщения по кривой намагничивания. Естественно, что при рабочей характеристике, показанной на рис. 4.72, имеет место статическая неустойчивость, если изменения тока происходят в направлении, показанном стрелкой c . При изменении тока от больших отрицательных МДС к положительным ток изме-

няется по кривой *b* (рис. 2.65). В соответствии с этими кривыми величина тока, наведенного в цепи управления, должна быть записана в виде

$$-N_1 I_1 = \frac{N_2 I_2}{2} + \frac{N_2 I_2}{2} \frac{\pi - \alpha}{\pi},$$

или

$$\frac{N_1 I_1}{N_2 I_2} = -\frac{1}{2} \frac{\pi - \alpha}{\pi}.$$

Используя зависимость между углом насыщения и средними значениями тока

$$\frac{I_2}{I_{2\text{макс}}} = \frac{1}{2} (1 + \cos \alpha),$$

получаем

$$\frac{2N_1 I_1}{N_2 I_{2\text{макс}}} = \left\{ -2 + \frac{1}{\pi} \arccos \left[\frac{2I_2 - I_{2\text{макс}}}{I_{2\text{макс}}} \right] \right\} \frac{I_2}{I_{2\text{макс}}}.$$

Рабочая характеристика, построенная по этой формуле, приведена на рис. 4.72, кривая *в*. При изменении тока управления от больших отрицательных значений в сторону положительных ток нагрузки изменяется по кривой *b*, при достижении нуля ток нагрузки проходит по прямой *d*. При противоположном направлении изменения тока последний проходит по кривой *a* и далее по прямой *c*, касательной к кривой *a*, скачкообразно переходит на кривую *b*.

Если же присоединить параллельно нагрузке компенсирующую цепь (рис. 2.63 или рис. 2.64) или же применить мостовую схему включения амплитата (рис. 2.66), токи, наведенные в цепи управления, будут подавлены и статическая неустойчивость не будет иметь места.

4.16. ХАРАКТЕРИСТИКИ МНОГОФАЗНЫХ МАГНИТНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Далее рассматриваются только трехфазные схемы включения магнитных усилителей, поскольку характеристики остальных многофазных схем можно установить аналогичными способами. Вывод уравнений характеристик основывается на анализе принципа действия многофазных магнитных усилителей, изложенном в гл. 3.

4.16.1. Характеристики трехфазного дросселя насыщения с активной нагрузкой и большим импедансом в цепи управления

Трехфазная схема дросселя насыщения с активной нагрузкой в каждой фазе и большим импедансом цепи управления была приведена на рис. 3.1. Так как в этом случае отдельные реакторы не влияют друг на друга, то зависимость рабочего тока от тока управления такая же, как у однофазного реактора (рис. 4.11). Для случая, когда нагрузка общая (рис. 3.18), кривая рабочего тока приведена на рис. 3.19. Интегрируя уравнение этой кривой, имеющей такой же вид, как и в случае отдельного реактора, и проводя преобразования, аналогичные приведенным в § 4.2, получаем

$$\cos \alpha - \beta \sin \beta = \cos \beta - \left(\frac{2\pi}{m} - \alpha \right) \sin \beta,$$

где $\frac{2\pi}{m}$ — угол сдвига фаз между напряжениями в отдельных фазах;

m — число фаз (для трехфазной системы сдвиг фаз $\frac{2\pi}{m} = \frac{2}{3} \pi = 2,09439$);

β и α — углы насыщения и рассыщения, определяющие величину тока в нагрузке в соответствии с равенством

$$I_2 = m \frac{U}{2R_2} (1 - \cos \alpha).$$

Заменяя в приведенном выше уравнении $\alpha \doteq \beta - \gamma$ находим

$$\operatorname{tg} \beta = \frac{1 - \cos \gamma}{\frac{2\pi}{m} - (\gamma - \sin \gamma)}.$$

Зависимость рабочего тока и тока управления от угла насыщения для разного числа фаз представлена на диаграмме рис. 4.73, соответствующей диаграмме для отдельного реактора, приведенной на рис. 4.10. На рис. 4.73 величины тока управления показаны в m раз большими, чем их действительные значения. Этим достигается большая точность диаграммы. На рис. 4.73 приведены кривые для трехфазной схемы ($m=3$), а также для $m=2$ и 6, т. е. для

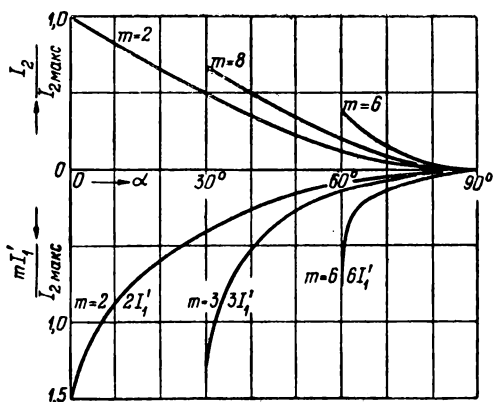


Рис. 4.73. Зависимость между относительными значениями рабочего тока I_2 и тока управления i_1 и углом насыщения α для дросселей насыщения с различным числом фаз [$m=2$ (схема рис. 4.74), $m=3$ (схема рис. 3.18), $m=6$ (схема рис. 4.75)].

двухфазного и шестифазного дросселей насыщения. На основании кривых рис. 4.73 построены рабочие характе-

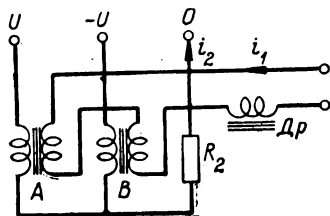


Рис. 4.74. Схема включения двухфазного магнитного усилителя с общим нагрузочным сопротивлением в нулевом проводе.

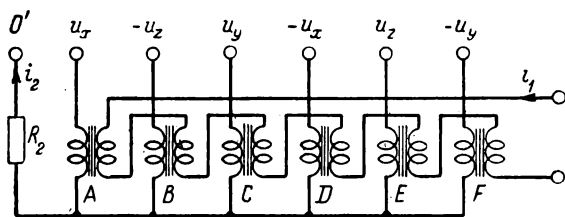


Рис. 4.75. Схема включения шестифазного магнитного усилителя с общим нагрузочным сопротивлением в нулевом проводе.

ристики дросселей насыщения в относительных единицах для различного числа фаз. Эти характеристики приведены для $m=2$ на рис. 4.76, для $m=3$ — на рис. 4.77 и для $m=6$ — на рис. 4.78.

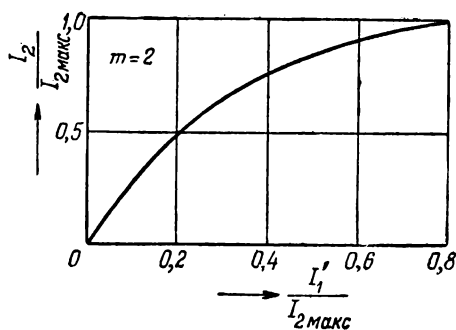


Рис. 4.76. Рабочая характеристика двухфазного дросселя насыщения (схема рис. 4.74).

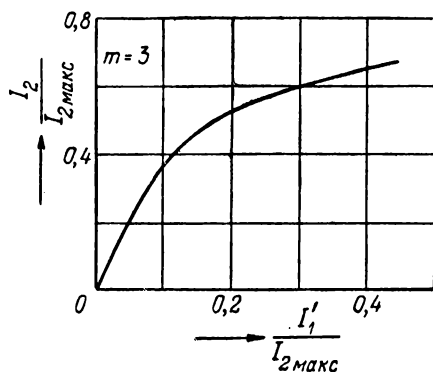


Рис. 4.77. Рабочая характеристика трехфазного дросселя насыщения (схема рис. 3.18).

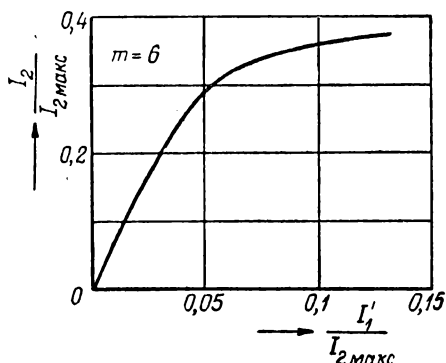


Рис. 4.78. Рабочая характеристика шестифазного дросселя насыщения (схема рис. 4.75).

4.16.2. Характеристики трехфазного дросселя насыщения с активной нагрузкой и малым импедансом в цепи управления

Трехфазная схема дросселя насыщения с активной нагрузкой в каждой фазе и малым импедансом цепи управления была показана на рис. 3.7. В этой схеме ток в нулевом проводе отсутствует. Пока насыщен сердечник только одного реактора (т. е. при $\pi > \alpha > 1,843$) рабочий ток изменяется по кривой, показанной на рис. 3.8. Среднее значение рабочего тока равно

$$I_2 = \frac{1}{2} \frac{U}{R_2} (1 - \cos \alpha),$$

а зависимость между углом насыщения и током управления выражается уравнением

$$i'_1 = \frac{3}{8} \frac{U}{R_2} (1 - \cos \alpha).$$

Таким образом, в указанном интервале изменения угла насыщения α рабочая характеристика выражается линейной зависимостью

$$I_2 = \frac{4}{3} i'_1.$$

При одновременном насыщении двух реакторов ($1,843 > \alpha > \frac{\pi}{3}$) ток управления i'_1 и рабочий ток в соответствии с кривыми рис. 3.13 выражаются в виде

и

$$i'_1 = \frac{3}{4} \frac{U}{R_2} \left(\frac{\sqrt{3}-1}{2} + \cos \alpha \right)$$

и

$$I_2 = 0,31699 + \frac{2}{3} i'_1.$$

Таким образом, при одновременном насыщении двух реакторов по сравнению со случаем насыщения одного реактора крутизна будет в 2 раза меньше. При $\alpha < \frac{\pi}{3}$

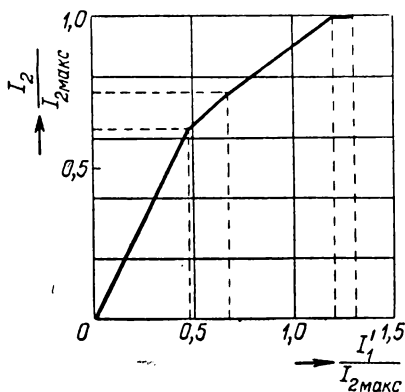


Рис. 4.79. Рабочая характеристика трехфазного дросселя насыщения (схема рис. 3.7).

уравнение рабочей характеристики изменится. При определении уравнений рабочей характеристики пределы интегралов выбираются таким образом, что интервал, в котором производится интегрирование, является постоянным и равным $\frac{2}{3}\pi$. Рабочая характеристика при малом импедансе в цепи управления приведена на рис. 4.79. На рисунке отчетливо видны отдельные участки кривой, которые соответствуют работе усилителя с различным числом одновременно насыщенных реакторов.

4.16.3. Характеристики трехфазного дросселя насыщения для схемы без нулевого провода с большим импедансом в цепи управления

В рассматриваемой схеме рис. 3.25 при небольшой величине МДС управления кривая рабочего тока имеет прямоугольную форму, как показано на рис. 3.29. Средняя величина рабочего тока

$$I_2 = \frac{4}{3} i'_1.$$

При большей величине тока управления в течение части периода одновременно насыщаются оба реактора, форма кривой тока при этом деформируется (рис. 3.32). Весь ход рабочей характеристики вплоть до полного насыщения изображен на рис. 4.80.

4.16.4. Трехфазные магнитные усилители с выходом на постоянном токе и внутренней обратной связью

Рабочую характеристику этой схемы магнитного усилителя, принцип действия которой был рассмотрен ранее, можно легко получить из характеристики однофазного реактора с внутренней обратной связью. При этом

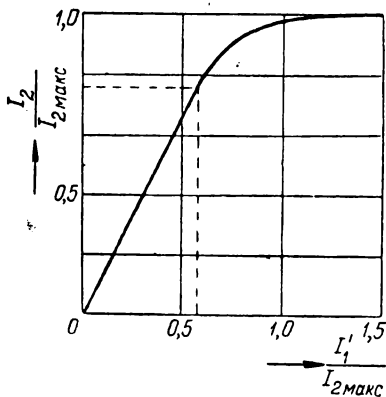


Рис. 4.80. Рабочая характеристика трехфазного дросселя насыщения (рис. 3.25).

следует считать, что по отношению к нагрузке отдельные реакторы присоединены параллельно и, следовательно, рабочий ток в этом случае равняется m кратному значению тока одной цепи.

Учет тока намагничивания может быть произведен так же, как и в случае одного реактора, т. е. значения тока намагничивания должны быть просуммированы с соответствующими значениями токов рабочей цепи.

ЛИТЕРАТУРА

1. A. G. Milnes. Magnetic amplifiers. Pros. IEE, 1945, v. 96 P. II, p. 329—338.
2. М. А. Розенблат. Графический расчет характеристик одноконтурных (неревверсивных) магнитных усилителей. «Автоматика и телемеханика», 1950, т. 11, № 2, стр. 135—140.
3. H. M. Gale, P. D. Atkinson. Theoretical and experimental study of the series.—connected magnetic amplifier. Proc. IEE, 1949, v. 96, P. 1, p. 339—364.
4. А. С. Богословский. Графический метод анализа и расчета ферромагнитных усилителей мощности. «Электричество», 1950, № 10, стр. 54—61.
5. Л. А. Бессонов. Аналитическое определение постоянного тока в дросселе насыщения. «Электричество», 1950, № 5, стр. 64.
6. A. G. Milnes. A new theory of the magnetic amplifier. Pros. IEE, 1950, v. 97, P. II, № 58, p. 460—483.
7. H. F. Storm. Series connected saturable reactor with control source of comparatively low impedance. AIEE Transactions, 1950, v. 69, P. II, p. 756—765.
8. H. F. Storm. Series connected saturable reactor source of comparatively high impedance. AIEE Transactions, 1950, v. 69, P. II, p. 1299—1309.
9. Reuynier. The magnetic amplifier, London, 1950.
10. А. М. Рывкин. Амплитудный метод расчета дросселей насыщения. «Электричество», 1950, № 8, стр. 57.
11. H. F. Storm. Saturable reactor with inductive D—C load. P. 1, AIEE Transactions, 1952, v. 71, P. 1, p. 335—343.
12. M. Gabler. Magneticke zesilovace a jejich funkce. Elektrotechnicky Obzor, 1953, 42, cis. 1, str. 31—39, cis. 2, str. 103—111.
13. H. F. Storm. Theory of magnetic amplifiers with squareloop core materials. AIEE Transactions, 1953, v. P. 1, p. 629—640.
14. H. F. Storm. Magnetic amplifiers, London, 1955.
15. М. А. Розенблат. Магнитные усилители. «Советское радио», 1956.

ГЛАВА ПЯТАЯ

ДИНАМИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА МАГНИТНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

В предыдущих главах рассматривалась работа магнитных усилителей в установившемся режиме. В этой главе рассматривается поведение магнитных усилителей в переходном режиме.

Выходной ток магнитного усилителя вследствие его инерционности не может точно следовать за изменениями входного сигнала. Причина этого явления связана с принципом действия магнитного усилителя, основанном на связи между цепью управления и рабочей цепью при помощи магнитных потоков. Как известно, мгновенное изменение магнитного потока невозможно. Это вытекает из основного соотношения между напряжением и магнитным потоком

$$\Delta\Phi = \frac{1}{N} \int u dt.$$

Поэтому кривая выходного тока магнитного усилителя запаздывает относительно сигналов цепи управления. Длительность установления выходной величины при скачкообразном изменении входной величины называют «временем реагирования».

В зависимости от условий применения магнитного усилителя время реагирования может быть определено различными способами. Если магнитный усилитель работает в условиях, где основную роль играет быстродействие, то время реагирования определяется как время, необходимое для достижения 95% от нового значения выходной величины, после скачкообразного изменения входной величины.

В случаях, когда магнитный усилитель работает как элемент замкнутой системы регулирования, его динамиче-

ские свойства определяются иначе. Здесь обычно используется понятие о постоянной времени, значение которой характеризует скорость изменения выходной величины при скачкообразном изменении на входе.

Если выходная величина изменяется по экспоненциальной кривой, то постоянная времени может быть определена как время, в течение которого эта величина изменяется от нуля до 63% нового установившегося значения, а время реагирования в этом случае равно примерно утроенной постоянной времени.

Если выходная величина изменяется не по экспоненциальному закону, а по более сложным, переходный процесс в усилителе не может быть выражен при помощи одной постоянной времени. В этих случаях используются частотные характеристики, с помощью которых определяется изменение выходной величины при изменении входной величины по гармоническому закону. Применение частотных характеристик удобно также и потому, что в этом случае облегчается исследование устойчивости всей замкнутой системы регулирования, составной частью которой является усилитель.

Возможности применения указанных методов ограничиваются требованиями к линейности рабочей характеристики усилителя, т. е. к зависимости между входной и выходной величинами. При изучении динамических свойств магнитных усилителей в большинстве случаев можно рассматривать малые отклонения, в пределах которых рабочая характеристика всегда может быть принята линейной.

Рассмотрение переходных процессов в магнитных усилителях усложняется тем обстоятельством, что величины токов, напряжений и магнитных потоков в установившемся режиме периодически изменяются в соответствии с частотой питающей сети. Классический метод решения, основанный на составлении дифференциальных уравнений и их решении относительно мгновенных значений токов, потоков и других величин, в одних случаях приводит к очень сложным соотношениям, а в других вообще не может быть применен, так как не позволяет довести решение задачи до конца.

В тех случаях, когда собственная постоянная времени магнитного усилителя значительно больше, чем период питающей сети, можно рассматривать изменение средних за полупериод значений переменных (токов, напряжений и др.). Такое упрощенное представление изображает пере-

ходный процесс как сумму ступенчатых изменений, возникающих при определении средних величин в отдельных следующих друг за другом полупериодах. Заменяя такую ступенчатую кривую плавной, можно магнитный усилитель исследовать методами, которые обычно применяются для линейных электрических цепей. Эти методы, например, широко используют частотные характеристики, а также некоторые положения теории четырехполосников.

При исследовании замкнутых цепей регулирования особенно важным является понятие о передаточной функции. Передаточная функция отражает характеристики усилителя (или системы регулирования) не только в установившемся состоянии (крутизна рабочей характеристики или коэффициент усиления), но и учитывает, как изменяются соотношения между входными и выходными величинами во времени.

Рассмотрим основные понятия теории регулирования и их применение к цепям с магнитными усилителями.

5.1. ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ И СВОЙСТВА ЦЕПЕЙ РЕГУЛИРОВАНИЯ

Магнитные усилители часто используются как элементы систем регулирования. Поэтому необходимо хотя бы кратко рассмотреть требования, предъявляемые к магнитному усилителю как к элементу системы регулирования, и методы анализа таких систем.

Замкнутая система регулирования складывается из регулятора и объекта регулирования. Регулятор состоит из измерительного органа (орган сравнения) и усилителя. Режим работы объекта регулирования может изменяться под влиянием возмущений (изменения нагрузки, скорости вращения генератора и т. п.), а задачей регулятора является ограничение или устранение влияния этих возмущений.

Работа системы регулирования в общих чертах сводится к следующему. Приложенная к входу измерительного органа регулируемая величина сравнивается с эталонной. В результате этого на выходе измерительного органа происходит отклонение регулируемой величины от заданной. Так как мощность измерительного органа обычно невелика, то сигнал на выходе измерительного органа в большинстве случаев не может быть непосредственно использован для воздействия на объект регулирования. Поэтому в системе регулирования обычно используется усилитель, ко входу которого подключен измерительный орган. Уси-

литель связан с объектом регулирования и воздействует на него в направлении, соответствующем уменьшению отклонения регулируемой величины.

Отсюда следует, что отдельные элементы цепи регулирования, в том числе усилители, передают регулирующие сигналы. Передача регулирующих сигналов каждым отдельным звеном цепи регулирования определяется соотношением величин на его выходе и входе, т. е. передаточной функцией. При этом общим параметром является время. Техника регулирования изучает закономерности передачи сигналов вдоль цепи регулирования. Естественно, что эти закономерности должны быть определены и для магнитного усилителя, который во многих случаях является одним из элементов цепи регулирования.

Для определения характеристик системы регулирования обычно вводятся возмущения в разомкнутую цепь этой системы. Эту цепь необходимо разомкнуть таким образом, чтобы исключить влияние обратной связи по регулируемому параметру и при этом сохранить режим работы отдельных звеньев системы. На вход разомкнутой системы подаются такие возмущения, которые с теоретической и экспериментальной стороны наиболее удобны для определения передаточной функции. В качестве таких возмущений обычно используется гармоническое возмущение или скачкообразное изменение входной величины.

Соотношение между входной и выходной величинами можно выразить линейным дифференциальным уравнением, наиболее общая форма которого может быть записана в виде

$$..T_2\ddot{y}(t) + T_1\dot{y}(t) + y(t) = A_0x(t) + A_1\dot{x}(t) + A_2\ddot{x}(t) + \dots,$$

где x — входная величина,

y — выходная величина,

T и A — постоянные коэффициенты.

Точки над буквами показывают порядок производных.

Как уже указывалось, целесообразно рассматривать входные величины, выраженные в виде гармонических функций

$$x = X_m \sin \omega t$$

или в векторной форме, которая часто применяется в теории переменных токов

$$x = X_m e^{j\omega t},$$

где X_m — амплитуда входной величины,
 ω — круговая частота колебаний ($\omega = 2\pi f$).

Как известно, решением линейных дифференциальных уравнений при гармоническом возмущении является также гармоническая функция, которая изменяется с той же частотой, но имеет амплитуду и фазу, отличную от амплитуды и фазы на входе. Таким образом, для статического режима (через достаточно большой промежуток времени после подачи возмущения на вход) на выходе устанавливаются колебания, равные

$$y = Y_m \sin(\omega t + \varphi)$$

или

$$y = Y_m e^{i(\omega t + \varphi)},$$

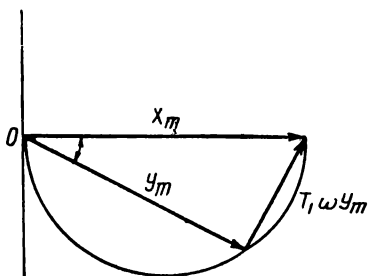


Рис. 5.1. Амплитудно-фазовая частотная характеристика звена с запаздыванием первого порядка.

где φ — угол сдвига фаз между выходной и входной величинами.

Как уже указывалось, элементы цепи регулирования определяют их частотной характеристикой, т. е. отношением выходного и входного векторов для разных частот колебаний. Это отношение в общем виде может быть представлено выражением

$$\frac{y(j\omega)}{x(j\omega)} = \frac{Y_m}{X_m} e^{i\varphi} = F(j\omega).$$

Частотная характеристика также может быть представлена на плоскости как геометрическое место точек вектора $F(j\omega)$ при различных ω (рис. 5.1).

В дальнейшем вместо вращающегося оператора $j\omega$ будет также применяться оператор p , который с формальной стороны сходен с оператором, применяемым в преобразовании Карсона — Лапласа.

Входные и выходные величины через оператор выражаются следующим образом:

$$\begin{aligned} x(p) &= x e^{pt}, \\ \dot{x}(p) &= p x(p), \\ \ddot{x}(p) &= p^2 x(p), \\ &\dots \end{aligned}$$

и аналогично

$$\begin{aligned}y(p) &= ye^{pt}, \\ \dot{y}(p) &= py(p), \\ \ddot{y}(p) &= p^2 y(p), \\ &\dots \dots \dots\end{aligned}$$

При таком способе записи дифференцирование заменяется умножением на оператор p , а интегрирование — умножением на величину $\frac{1}{p}$, обратную оператору. Линейное дифференциальное уравнение цепи регулирования в операторной форме записывается в виде

$$\begin{aligned}&\dots + p^2 T_2 y(p) + p T_1 y(p) + y(p) = \\ &= A_0 x(p) + p A_1 x(p) + p^2 A_2 x(p) + \dots,\end{aligned}$$

откуда получается следующее выражение для передаточной функции:

$$F(p) = \frac{y(p)}{x(p)} = \frac{A_0 + A_1 p + A_2 p^2 + \dots}{1 + T_1 p + T_2 p^2 + \dots}.$$

В статическом состоянии $p = 0$, и передаточная функция в этом случае равна коэффициенту усиления A_0 . Если в знаменателе отсутствуют члены, не содержащие оператор p , то система после возмущения не приходит в состояние равновесия, т. е. выходная величина стремится принять бесконечно большое значение. В американской литературе часто встречается запись передаточной функции в виде $KG(p)$, где K — статический коэффициент усиления, а $G(p)$ — зависящая от оператора часть передаточной функции. Элементы цепи регулирования, передаточная функция которых может быть приведена к виду, где в числителе находится только статический коэффициент усиления, а в знаменателе выражение типа $1 + T_1 p + T_2 p^2 + \dots$, называются запаздывающими элементами или запаздывающими звеньями.

В качестве примера можно привести четырехполюсник с дифференциальным уравнением первого порядка $T_1 \dot{y}(t) + y(t) = x(t)$. В операторной форме это уравнение выражается в виде

$$T_1 p y(p) + y(p) = x(p),$$

откуда

$$F(p) = \frac{y(p)}{x(p)} = \frac{1}{1 + T_1 p}.$$

Такой четырехполюсник носит название аperiodического или инерционного звена. Если на вход инерционного звена подать скачкообразное возмущение, то выходная величина изменяется по экспоненциальному закону

$$F(t) = 1 - e^{-\frac{t}{T_1}}.$$

Частотная характеристика инерционного звена представлена на рис. 5.1.

Максимальные значения векторов связаны между собой уравнением

$$Y_m^2 + (T_1 \omega Y_m)^2 = X_m^2.$$

Фазовый сдвиг между выходом и входом выражается в виде

$$\operatorname{tg} \varphi = T_1 \omega.$$

Относительная амплитуда может быть найдена из выражения

$$\frac{Y_m}{X_m} = \frac{1}{\sqrt{1 + (T_1 \omega)^2}}.$$

Для описания свойств элемента нужно на частотной характеристике пометить соответствующие значения частоты колебаний. Построение частотной характеристики как геометрического места концов векторов $F(j\omega) = |F(j\omega)| e^{j\varphi}$ в комплексной плоскости является сравнительно трудоемким. Обычно не требуется очень точное количественное представление о частотной характеристике и поэтому целесообразно применять логарифмический масштаб, который легко позволяет построить характеристики с помощью асимптот, как это будет показано далее.

При построении частотной характеристики в логарифмическом масштабе исходной является простейшая частотная характеристика аperiodического звена

$$F(j\omega) = \frac{1}{1 + j\omega T},$$

она представляет для определенного значения ω вектор с амплитудой

$$|F(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega T)^2}}.$$

В логарифмическом масштабе по оси x откладывается $\lg \omega$, по оси y откладывается $\lg |F(j\omega)|$.

Логарифмическая частотная характеристика рассмотренного выше аperiodического звена записывается в виде

$$\lg |F(j\omega)| = \lg \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega T)^2}}.$$

Логарифмирование подкоренного выражения выполняется приближенно для двух граничных случаев. В первом случае $(\omega T)^2 \ll 1$, в соответствии с чем

$$y_1 = \lg |F(j\omega)| \approx \lg 1 = 0.$$

Во втором случае $(\omega T)^2 \gg 1$ и

$$\begin{aligned} y_2 &= \lg |F(j\omega)| \approx -\lg \omega - \lg T = \\ &= -x - \lg T = -x + \lg \frac{1}{T}. \end{aligned}$$

Для $y_2 = 0$ получим $x = \lg \frac{1}{T}$, этому соответствует $\omega = \frac{1}{T}$.

Выражение $y_2 = -x + \lg \frac{1}{T}$ является уравнением прямой $y = -x + \lg B$, где $B = \frac{1}{T}$.

По знаку при слагаемом x находим, что угловой коэффициент этой прямой равен -1 и, следовательно, изменение x на единицу согласно основному соотношению $x = \lg \omega$ соответствует десятикратному изменению частоты колебаний ω . Аналогично изменение y_2 на единицу связано с десятикратным изменением $|F(j\omega)|$. Отрицательное значение углового коэффициента соответствует запаздывающим звеньям.

Частотная характеристика аperiodического звена при $\frac{1}{T} = 12,5$ представлена на рис. 5.2.

При построении логарифмических частотных характеристик часто по оси ординат откладывают величины в де-

цибелах (дб). Измерение в децибелах было впервые применено в технике связи и основано на физиологических особенностях человеческого слуха, чувствительность которого приблизительно пропорциональна логарифму ампли-

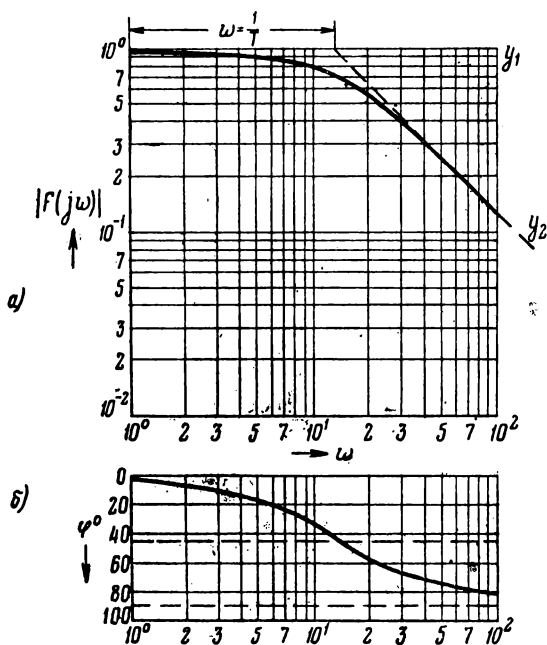


Рис. 5.2. Логарифмические частотные характеристики звена с запаздыванием первого порядка

$$F(j\omega) = \frac{1}{1 + j\omega T} :$$

а — амплитудная; б — фазовая.

туды колебаний. Для перевода в децибелы служит уравнение

$$F [\text{дб}] = 20 \lg F.$$

Крутизна асимптоты y_2 в рассмотренном случае (рис. 5.2) равна 20 дб на десятикратное изменение частоты колебаний или, как говорят, 20 дб на декаду.

На рис. 5.2 также изображена точная частотная характеристика. Наибольшая ошибка асимптот относительно

точной характеристики не превышает 3 дб. Указанное максимальное значение ошибки имеет место при $\omega = \frac{1}{T}$.

Вывод выражений для фазовой частотной характеристики весьма сложен и здесь не рассматривается*.

На рис. 5.2 показана также фазовая частотная характеристика выхода относительно входа в рассматриваемом запаздывающем элементе. Для точек пересечения асимптот ($\omega = \frac{1}{T}$) запаздывание по фазе φ равно 45° . При использовании логарифмических характеристик легко учитывается значение коэффициента усиления. Если коэффициент усиления не равен единице, то горизонтальная асимптота не будет проходить через точку $y = 0$, чему на рис. 5.2 соответствует $|F(j\omega)| = 10^0 = 1$. В этом случае всю частотную характеристику необходимо переместить на ординату, равную логарифму коэффициента усиления. Очевидно, что при коэффициенте усиления $K > 1$ характеристику следует перемещать вверх, при $K < 1$ характеристику следует перемещать вниз. Логарифмические частотные характеристики можно применять и в более сложных случаях. Далее, например, рассматривается частотная характеристика запаздывающего звена второго порядка. Необходимым условием для построения такой характеристики является существование действительных значений постоянных времени T_1 и T_2 в уравнении

$$F(j\omega) = \frac{1}{(1 + j\omega T_1)(1 + j\omega T_2)},$$

где $T_1 > T_2$.

Логарифмическая частотная характеристика выразится уравнением

$$\lg F(j\omega) = -\lg(1 + j\omega T_1) - \lg(1 + j\omega T_2).$$

Таким образом, логарифмическая частотная характеристика звена второго порядка может быть выражена через характеристики двух апериодических звеньев. Эти характеристики, как было показано, могут быть построены в виде асимптот.

Результирующая характеристика строится как сумма характеристик отдельных звеньев. Фазовый сдвиг опреде-

* Достаточно подробное изложение этого вопроса на русском языке имеется, например, в работах В. В. Солодовникова, А. А. Фельдбаума и др. Авторы книги ссылаются на работы Честната и Майера [3].

ляется путем сложения фазовых сдвигов φ_1 и φ_2 частичных характеристик (рис. 5.3).

Ранее было рассмотрено определение передаточных функций и частотных характеристик для наиболее про-

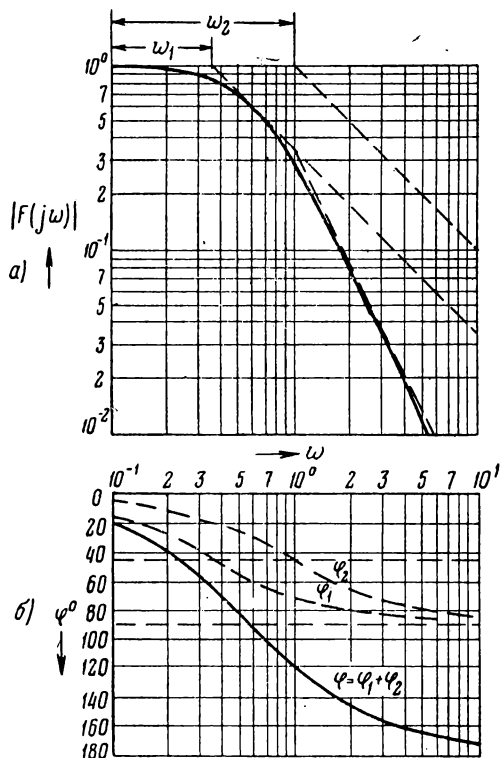


Рис. 5.3. Логарифмические частотные характеристики звена с запаздыванием второго порядка

$$F(j\omega) = \frac{1}{(1 + j\omega T_1)(1 + j\omega T_2)};$$

a — амплитудная; b — фазовая.

стых случаев. При рассмотрении более сложных задач целесообразно каждый из элементов цепи регулирования разложить на элементарные звенья, включение которых обычно показывается на структурных схемах.

Далее рассматриваются методы вычисления передаточных функций для нескольких основных структурных схем.

На рис. 5.4,а показано последовательное включение двух звеньев с передаточными функциями $F_1(p)$ и $F_2(p)$. Стрелками помечено направление действия сигналов на входе и выходе звеньев.

В соответствии с рис. 5.4,а общая передаточная функция должна быть записана в виде

$$F(p) = \frac{y_2(p)}{x_1(p)},$$

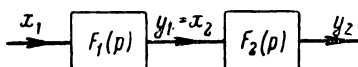
Так как

$$F_1(p) = \frac{y_1(p)}{x_1(p)}, \quad F_2(p) = \frac{y_2(p)}{x_2(p)}$$

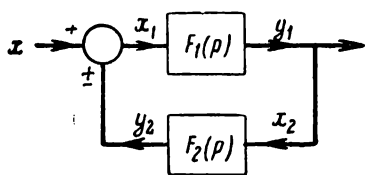
и в соответствии со структурной схемой $y_1(p) = x_2(p)$, то результирующая передаточная функция

$$F(p) = F_1(p) F_2(p).$$

Аналогичным способом нетрудно получить передаточную функцию для любого числа последовательно включенных звеньев.



а)



б)

Рис. 5.4. Структурные схемы включения элементов цепи регулирования.

Наиболее важным является случай параллельного включения звеньев, которое применяется чаще всего для осуществления обратных связей. В этом случае (рис. 5.4,б) на входе одного из звеньев суммируются внешний сигнал и выходная величина (y_2) второго звена. При этом входной величиной второго звена является выходная величина (y_1) первого звена. Сложение или вычитание обозначается на

структурной схеме знаками (+) или (—), а суммирующая точка — кружком. Например, для случая положительной обратной связи мы можем написать

$$F_1(p) = \frac{y_1(p)}{x_1(p)}, \quad F_2(p) = \frac{y_2(p)}{x_2(p)}$$

и

$$x_1(p) = x(p) + y_2(p), \quad x_2(p) = y_1(p).$$

На основании этого

$$F(p) = \frac{y_1(p)}{x(p)} = \frac{y_1(p)}{x_1(p) - y_2(p)} =$$

$$= \frac{\frac{y_1(p)}{x_1(p)}}{1 - \frac{y_2(p)}{x_1(p)}} = \frac{F_1(p)}{1 - F_1(p) F_2(p)}.$$

Для отрицательной обратной связи будет иметь место равенство $x_1(p) = x(p) - y_2(p)$ и после аналогичных преобразований результирующая передаточная функция примет вид

$$F(p) = \frac{F_1(p)}{1 + F_1(p) F_2(p)}.$$

В следующих параграфах рассматриваются собственно магнитные усилители и исследуется их поведение в переходных режимах.

Особенностью магнитного усилителя является управление средним значением рабочего тока путем изменения угла насыщения, т. е. момента, когда сердечник усилителя насыщается, реактанс рабочей обмотки уменьшается и питающее напряжение переносится на нагрузку. Поэтому быстрота реагирования магнитного усилителя зависит от способа, с помощью которого сердечник приводится в состояние насыщения, т. е. от типа схемы и вида управляющего сигнала.

5.2. МАЛОЕ ПЕРЕМЕННОЕ НАМАГНИЧИВАНИЕ МАГНИТНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Усилители с относительно плохим использованием железа сердечников в настоящее время применяются редко и представляют, главным образом, исторический интерес. Такие усилители применяются только в случаях, когда необходимо, чтобы искажения кривой рабочего тока были незначительными. Процесс установления тока при малом намагничивании имеет свои особенности.

В этом случае индуктивность цепи управления магнитного усилителя может быть принята постоянной. Изменение тока в цепях управления, следовательно, происходит по экспоненциальному закону, так же как и в обычных цепях с индуктивным и активным сопротивлениями. Постоянная времени цепи управления равна отношению

индуктивности к омическому сопротивлению цепи управления, индуктивность которой изменяется при перемещении рабочей точки, т. е. при изменении тока управления. Поэтому при больших изменениях переходная функция отличается от экспоненты, так как постоянная времени зависит от величины (уровня) тока управления. Изменение магнитного состояния сердечника отстает от изменения МДС, действующих на сердечник. Это явление связано с тем, что магнитные потоки сердечников приспособляются к новому состоянию (соответствующему частичным гистерезисным петлям) постепенно. Явление это называется магнитной вязкостью и зависит от остаточного магнетизма, который преодолевается только в течение нескольких периодов питающего напряжения. Подобное явление имеет место при небольших изменениях намагничивания сердечников, изготовленных из сталей с относительно широкими гистерезисными петлями.

5.3. БОЛЬШОЕ ПЕРЕМЕННОЕ НАМАГНИЧИВАНИЕ МАГНИТНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Современные магнитные усилители обычно рассчитываются на работу при большом переменном намагничивании. В этом случае сердечники реакторов попеременно насыщаются и рассыщаются в течение половины периода и поэтому здесь нельзя говорить об индуктивности в обычном смысле этого слова.

В связи с этим определение магнитных усилителей как устройств, изменяющих свою индуктивность под влиянием управляющего подмагничивания, является просто неверным.

Если в цепь управления включен большой импеданс, ток управления является входной величиной усилителя. Так как ненасыщенное состояние сердечника в соответствии с кривой намагничивания требует нулевого значения суммарной МДС сердечника, то в режимах, в которых один сердечник ненасыщен, рабочий ток определяется током управления по принципу компенсации МДС.

Поэтому при работе магнитного усилителя в режиме, в котором компенсация МДС осуществляется в течение всего полупериода, запаздывание рабочего тока относительно тока управления отсутствует. Такой режим работы возможен только в том случае, когда кривая рабочего тока имеет прямоугольную форму в дросселе насыщения с последовательно включенными рабочими обмотками и

большим импедансом в цепи управления. Дроссель насыщения, включенный по этой схеме, часто применяется в качестве преобразователя как для постоянного тока большой величины, так и для высокого напряжения постоянного тока.

В обоих случаях значение импеданса цепи управления, приведенное к рабочей цепи, весьма велико и, следовательно, э. д. с., наведенная в цепи управления, не оказывает влияния на режим работы усилителя. В литературе по магнитным усилителям часто применяется термин «принудительное подмагничивание», который по существу эквивалентен понятию большого импеданса цепи управления. Оба эти термина определяют условия, при которых в цепи управления отсутствуют токи, наведенные рабочей цепью.

В режимах работы магнитных усилителей, где компенсация МДС не осуществлена в течение целого полупериода, между током управления и рабочим током всегда существует запаздывание.

5.3.1. Небольшой импеданс в цепи управления

В разделах, посвященных принципу действия и характеристикам магнитных усилителей, изучались установившиеся режимы и в большинстве случаев в качестве сигналов управления рассматривались сигналы тока. Как уже указывалось, входным сигналом магнитного усилителя является ток в том случае, когда в цепь управления включен большой импеданс. При небольшом импедансе цепи управления входным сигналом является напряжение, приложенное к обмотке управления.

Ниже рассматриваются динамические характеристики дросселя насыщения с последовательным включением рабочих обмоток при идеализированной кривой намагничивания (рис. 2.6). Ограничимся рассмотрением динамических характеристик усилителя, время реагирования которого значительно превышает половину периода. В этом случае, как уже упоминалось выше, можно рассматривать изменение средних за полупериод значений токов, потоков и других величин, что значительно упрощает анализ.

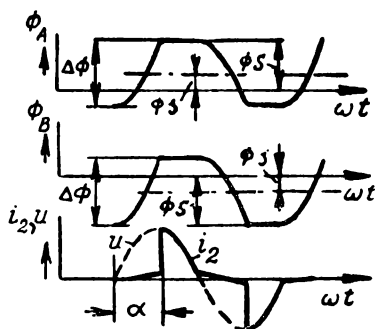
Режим работы магнитного усилителя в большей мере зависит от величины э. д. с., наводимой в обмотках управления. Определим эту э. д. с. в соответствии с кривыми потоков и токов, показанными на рис. 5.5.

Среднее значение э. д. с., наведенной в обмотках управления, может быть записано в виде

$$u_{1s} = N_1 \frac{d}{dt} (\Phi_A - \Phi_B),$$

где через Φ_A и Φ_B обозначены средние значения потоков в сердечниках A и B магнитного усилителя.

Согласно рис. 5.5 для среднего значения



$$\Phi_A = -\Phi_B$$

и, следовательно,

$$\Phi_A = \Phi_s - \frac{\Delta\Phi}{2}$$

и

$$\Phi_B = -\Phi_s + \frac{\Delta\Phi}{2},$$

откуда

$$\Phi_A - \Phi_B = 2\Phi_s - \Delta\Phi,$$

Рис. 5.5. Кривые потоков и токов магнитного усилителя при малом сопротивлении цепи управления.

где $\Delta\Phi$ — амплитуда изменения потока в одном сердечнике.

Для интервала, в течение которого сердечник насыщен, можно записать, что

$$\Delta\Phi = \frac{U_{\text{макс}}}{2N_2} \int_0^\alpha \sin \omega t d(\omega t) = \frac{U_{\text{макс}}}{2N_2\omega} (1 - \cos \alpha).$$

Далее находим

$$u_{1s} = N_1 \frac{d}{dt} (\Phi_A - \Phi_B) = -N_1 \frac{d}{dt} \Delta\Phi.$$

Подставив значение $\Delta\Phi$, после дифференцирования получим

$$u_{1s} = \frac{U_{\text{макс}} N_1 \sin \alpha}{2N_2\omega} \frac{d\alpha}{dt}$$

или

$$u_{1s} = \frac{U_{\text{макс}} N_1 \sin \alpha}{2N_2 2\pi f} \frac{d\alpha}{dI_2} \frac{dI_2}{dt},$$

где I_2 — среднее значение рабочего тока.

Так как

$$I_2 = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} I_2 d(\omega t) = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \frac{U_{\max}}{R_2} \sin \omega t d(\omega t) = \\ = \frac{1}{\pi} \frac{U_{\max}}{R_2} (1 + \cos \alpha),$$

то

$$\frac{dI_2}{dt} = -\frac{1}{\pi} \frac{U_{\max}}{R_2} \sin \alpha$$

и, следовательно, выражение для э. д. с., наведенной в обмотке управления, может быть переписано в виде

$$u_{1s} = \frac{U_{\max} N_1 \sin \alpha}{2N_2 2\pi f} \left(-\frac{R_2 \pi}{U_{\max} \sin \alpha} \right) \frac{dI_2}{dt}$$

или

$$u_{1s} = -\frac{N_1 R_2}{N_2 4f} \frac{dI_2}{dt}.$$

Используя далее уравнение равновесия напряжений в цепи управления

$$u_1 + u_{1s} = I_1 R_1$$

и выражение для рабочей характеристики

$$N_1 I_1 = N_2 I_2,$$

получаем

$$u_1 = \frac{N_2}{N_1} R_1 I_2 + \frac{N_1 R_2}{N_2 4f} \frac{dI_2}{dt}.$$

Рассматривая в качестве выходной величины напряжение на нагрузке $I_2 R_2$ и переходя к операторной форме, находим выражение для передаточной функции

$$\frac{R_2 I_2}{u_1} = \frac{N_1 R_2}{N_2 R_1} \frac{1}{1 + \frac{p}{4f} \frac{R_2 N_1^2}{R_1 N_2^2}}.$$

Такая передаточная функция (§ 5.1) соответствует экспоненциальному переходному процессу с постоянной времени, равной

$$\tau = \frac{R_2 N_1^2}{R_1 N_2^2} \frac{1}{4f}.$$

Постоянная времени может быть также выражена через коэффициент усиления по напряжению. Умножая числитель и знаменатель приведенного выше выражения на I_2 и учитывая, что

$$\frac{N_1}{N_2} = \frac{I_2}{I_1},$$

находим

$$\tau = \frac{I_2 R_2 N_1^2}{I_2 R_1 N_2^2 4f} = A_n \frac{N_1}{N_2} \frac{1}{4f}.$$

Таким образом, постоянная времени тем больше, чем больше коэффициент усиления по напряжению

$$A_n = \frac{I_2 R_2}{I_1 R_1}.$$

Постоянная времени может быть также выражена и через коэффициент усиления по мощности

$$A_V = \frac{R_2 I_2^2 k_f^2}{R_1 I_1^2},$$

где k_f — коэффициент формы кривой выходного тока.

После несложных преобразований находим

$$\tau = \frac{A_V}{4f k_f^2}.$$

Исходя из основного выражения для постоянной времени

$$\tau = \frac{R_2 N_1^2}{R_1 N_2^2 4f},$$

можно ввести понятие об эффективной индуктивности цепи управления магнитного усилителя

$$L_{1эф} = \tau R_1 = \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2 \frac{R_2}{4f}.$$

Эффективную индуктивность не следует смешивать с индуктивностью цепи управления на постоянном токе, так как эта величина не учитывает влияния переменного намагничивания. Для цепи, составленной из индуктивности и омического сопротивления напряжения,

$$U = RI + pLI.$$

Передаточная функция такой цепи, равная

$$\frac{I}{U} = \frac{1}{R + pL} = \frac{1}{R} \frac{1}{1 + pT},$$

аналогична передаточной функции усилителя.

Структурную схему, соответствующую этой передаточной функции, удобнее построить, исходя из соотношения обратного $\frac{I}{U}$, т. е.

$$\frac{U}{I} = R + pL.$$

Структурная схема, соответствующая этой передаточной функции, показана на рис. 5.6, а. Как видно из рисунка, входной величиной является ток, выходной величиной —

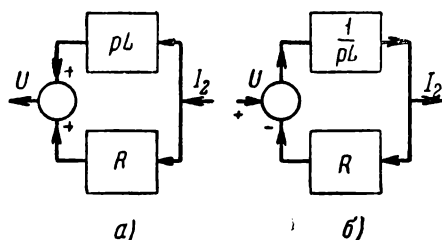


Рис. 5.6. Структурная схема цепи из последовательно включенных индуктивности и активного сопротивления: а — определение инверсной передаточной функции; б — определение прямой передаточной функции.

напряжение. Направления, в которых распространяются возмущения, на структурных схемах отмечены стрелками. Структурная схема для обратной операции, т. е. для определения тока как выходной величины, может быть построена на основании следующего преобразования:

$$\frac{I}{U} = \frac{1}{R + pL} = \frac{\frac{1}{pL}}{1 + R \frac{1}{pL}}.$$

Как видно из правой части последней формулы, сопротивление R можно рассматривать как передаточную функцию цепи обратной связи. Это очевидно из сравнения при-

веденной выше формулы и уравнения для цепи, охваченной отрицательной обратной связью (§ 5.1),

$$F(p) = \frac{F_1(p)}{1 + F_2(p) F_1(p)}.$$

Такая структурная схема показана на рис. 5.6,б.

На аналогичном принципе Г. Ф. Стормом построена структурная схема магнитного усилителя [4]; составленная по такому методу структурная схема магнитного усилителя приведена на рис. 5.7.

Для того чтобы учесть влияние изменения напряжения сети питания, схему рис. 5.7 целесообразно преобразовать, разложив цепь прямой передаточной функции на два звена

$$\frac{4fN_2}{N_1} \text{ и } \frac{1}{R_2}.$$

Так как напряжение на рабочих обмотках дросселя насыщения не может измениться мгновенно, то при скачкообразном изменении напряжения питания мгновенно изменяются напряжение на нагрузке и рабочий ток. Восста-

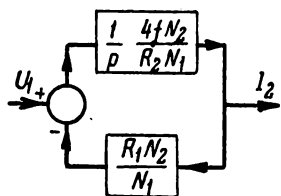


Рис. 5.7. Структурная схема магнитного усилителя.

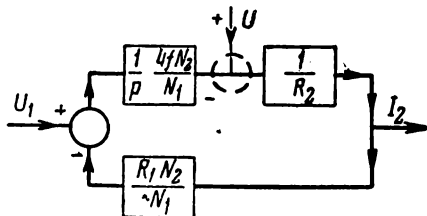


Рис. 5.8. Структурная схема магнитного усилителя с нагрузкой, выделенной в отдельное звено.

новление рабочего тока до прежней величины происходит постепенно в соответствии с изменением падения напряжения на рабочих обмотках.

Поэтому на структурной схеме рис. 5.8 напряжение питания введено таким образом (см. пунктирную линию), что оно непосредственно воздействует на цепь нагрузки. Полагая изменение управляющего напряжения U_1 равным нулю, получим в соответствии со схемой рис. 5.8 значения передаточных функций, указанные ниже.

Прямая передаточная функция

$$\frac{I_2}{U} = \frac{1}{R_2}.$$

Передаточная функция цепи обратной связи

$$\frac{U}{I_2} = \frac{R_1 N_2}{N_1} \frac{4f N_2}{N_1 p}.$$

Результирующая передаточная функция, связывающая изменения тока нагрузки и напряжения питания, равна

$$\frac{I_2}{U} = \frac{\frac{1}{R_2}}{1 + \frac{1}{R_2} \frac{R_1 N_2^2 4f}{N_1^2 p}} = \frac{1}{R_2} \frac{p\tau}{1 + p\tau},$$

где τ — постоянная времени, значение которой было приведено выше.

Как известно, операторной функции $\frac{p\tau}{1 + p\tau}$ соответствует функция времени, равная $e^{-\frac{t}{\tau}}$.

Таким образом, при изменении напряжения питания рабочий ток мгновенно изменяется и затем по экспоненциальной кривой восстанавливается его первоначальное значение. Кривые рабочего тока при скачкообразном изменении напряжения питания показаны на рис. 5.9, а и б.

Из сказанного следует, что магнитный усилитель также может быть использован в технике регулирования как источник опережающего сигнала, необходимого для компенсации запаздывания.

Так как средние значения рабочего тока и тока управления связаны соотношением

$$I_2 N_2 = I_1 N_1,$$

то при изменении напряжения питания ток управления изменяется по тому же закону, что и рабочий ток. Поэтому при резких изменениях рабочего тока также могут возникнуть значительные изменения тока управления. Необходимо следить за тем, чтобы при этом не получилось перегрузки источника управляющего сигнала.

Рассмотренные выше структурные схемы позволяют определить переходный процесс, возникающий при измене-

нии сопротивления нагрузки. Особенность такого переходного процесса заключается в том, что при изменении сопротивления нагрузки изменяется постоянная времени и, следовательно, в зависимости от того, увеличивается или

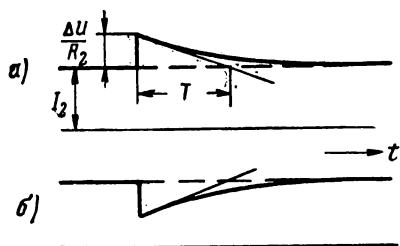


Рис. 5.9. Кривые переходных процессов магнитного усилителя при скачкообразном изменении напряжения питания:

а — при увеличении напряжения; б — при уменьшении напряжения.

уменьшается сопротивление R_2 , время установления переходного процесса имеет разное значение.

Структурные схемы могут быть также применены и в том случае, когда магнитный усилитель нагружен на активно-индуктивную нагрузку с выходом на постоянном токе. При активно-индуктивной нагрузке зависимость между током в рабочих обмотках и током управления может быть нелинейной (рис. 4.40). Поэто-

му изложенный ниже анализ относится к небольшим отклонениям, в пределах которых указанная зависимость может быть принята линейной.

Для того чтобы учесть индуктивность нагрузки, в структурные схемы необходимо ввести передаточную функцию нагрузки, которая для последовательного включения индуктивности и сопротивления записывается как

$$\frac{1}{R_2} \frac{1}{1 + p\tau_2},$$

где $\tau_2 = \frac{L_2}{R_2}$.

Далее в передаточную функцию цепи обратной связи необходимо ввести зависимость между рабочим током и током нагрузки. Крутизна рабочей характеристики S может быть выражена в виде (рис. 4.40):

$$S = \frac{dI_{2=}}{dI_2}.$$

Следовательно, передаточная функция цепи обратной связи для линейного участка рабочей характеристики может быть записана в виде

$$\frac{N_2 R_1}{N_1} \frac{I_2}{I_{2=}} = \frac{N_2 R_1}{N_1} \frac{1}{S}.$$

В соответствии с приведенными соотношениями передаточную функцию магнитного усилителя с активно-индуктивной нагрузкой выразим как отношение

$$\frac{I_2}{U_1} = \frac{\frac{4fN_2}{N_1} \frac{1}{p} \frac{1}{R_2} \frac{1}{1+p\tau_2}}{1 + \frac{4fN_2}{N_1 R_2 p (1+p\tau_2)} \frac{N_2 R_1}{N_1} \frac{1}{S}},$$

где

$$\frac{R_2 N_1^2}{R_1 N_2^2} = \tau_1$$

или

$$\frac{I_2}{U_1} = \frac{N_1}{N_2 R_1} S \frac{1}{S\tau_1\tau_2 p^2 + S\tau_1 p + 1}.$$

Таким образом, магнитный усилитель с активно-индуктивной нагрузкой на постоянном токе описывается дифференциальным уравнением второго порядка.

Для наглядности рассмотрим хорошо известную электрическую цепь, состоящую из последовательно соединенных индуктивности, сопротивления и емкости, которая описывается аналогичными дифференциальными уравнениями. В качестве входной величины выберем общее напряжение u , питающее эти последовательно включенные элементы. Выходной величиной будем считать напряжение на емкости u_C .

Процессы в рассматриваемой цепи описываются следующими уравнениями:

$$u = u_R + u_L + u_C = Ri + L \frac{di}{dt} + u_C$$

и

$$i = C \frac{du_C}{dt}.$$

После преобразований получим

$$u(t) = RC \frac{du_C}{dt} + LC \frac{d^2 u_C}{dt^2} + u_C(t).$$

Рассмотрим решение уравнения для скачкообразного изменения входного напряжения в момент $t=0$. Введем новую переменную, равную разности входного и выходного напряжений $u_1 = u - u_C$, после чего уравнение примет вид

$$LC \frac{d^2 u_1}{dt^2} + RC \frac{du_1}{dt} + u_1 = LC \frac{d^2 u}{dt^2} + RC \frac{du}{dt}.$$

Для скачкообразного изменения входного напряжения уравнение можно переписать в виде

$$LC \frac{d^2 u_1}{dt^2} + RC \frac{du_1}{dt} + u_1 = 0.$$

Чтобы сократить число параметров L, R, C и обобщить результаты решения, введем безразмерные величины D (коэффициент демпфирования) и ω_0 (частота собственных колебаний). В этих обозначениях предыдущее уравнение запишется так:

$$\frac{1}{\omega_0^2} \frac{d^2 u_1}{dt^2} + \frac{2D}{\omega_0} \frac{du_1}{dt} + u_1 = 0,$$

где

$$D = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}}, \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}.$$

Решением дифференциального уравнения будет

$$u_1 = A_1 e^{p_1 t} + A_2 e^{p_2 t},$$

где $p_{1,2}$ — корни характеристического уравнения

$$p^2 \frac{1}{\omega_0^2} + p \frac{2D}{\omega_0} + 1 = 0,$$

откуда

$$p_{1,2} = -\omega_0 D \pm \sqrt{\omega_0^2 D^2 - \omega_0^2}$$

и, следовательно, решением рассматриваемого уравнения будет

$$u_1(t) = A_1 e^{(-D + \sqrt{D^2 - 1}) \omega_0 t} + A_2 e^{(-D - \sqrt{D^2 - 1}) \omega_0 t}.$$

Значения постоянных интегрирования A_1 и A_2 должны быть определены из начальных условий для момента $t=0$. Если в момент времени $t=0$ входное напряжение изменяется скачком, то в первое мгновение приращение входного напряжения вызовет изменение напряжения на индуктивности, а на конденсаторе приращение напряжения при $t=0$ будет равно нулю. Следовательно,

$$u_1(0) = u(0) \text{ и } A_1 + A_2 = u(0).$$

Для упрощения рассматриваем единичный скачок, и поэтому

$$A_1 + A_2 = 1.$$

Другое условие, необходимое для определения постоянных интегрирования, вытекает из того обстоятельства, что в момент $t=0$ ток, протекающий по цепи, под влиянием индуктивности равен нулю:

$$i(0) = C \frac{du_C}{dt} = 0$$

и тогда изменение напряжения будет также равно нулю:

$$\frac{du_1}{dt} = 0.$$

Отсюда вытекает, что

$$\frac{du_1}{dt} = 0 = p_1 A_1 + p_2 A_2.$$

Из приведенных выше уравнений получим

$$A_1 = -\frac{p_2}{p_1 - p_2}, \quad A_2 = \frac{p_1}{p_1 - p_2}.$$

Подставляя найденные значения постоянных интегрирования, получим выражение для разности входного и выходного напряжений в функции времени

$$u_1(t) = \frac{1}{p_1 - p_2} [-p_2 e^{p_1 t} + p_1 e^{p_2 t}].$$

В зависимости от значения D различают следующие три случая.

Демпфирование больше критического, $D > 1$. Корни p_1 и p_2 действительные и не равны между собой. Кривая изменяется по аperiодическому закону.

Демпфирование равно критическому, $D = 1$. Корни $p_1 = p_2$ действительные и равны между собой. Кривая также является аperiодической.

Демпфирование меньше критического, $D < 1$. Корни p_1, p_2 являются комплексными сопряженными величинами. Кривая носит колебательный характер. Колебания затухают тем скорее, чем коэффициент демпфирования D ближе к единице.

Выше рассматривалась кривая разности питающего напряжения и напряжения на конденсаторе u_C . Напряжение на конденсаторе определится из уравнения

$$u_C(t) = u(t) - u_1(t).$$

Так как питающее напряжение было принято равным единице, $u(t)=1$, то напряжение на конденсаторе может быть определено по приведенной формуле для $u_c(t)$ вычитанием $u_1(t)$ из единицы.

На рис. 5.10 представлены в относительных единицах кривые входной $x(\omega_0 t)$ и выходной $y(\omega_0 t)$ величин для рас-

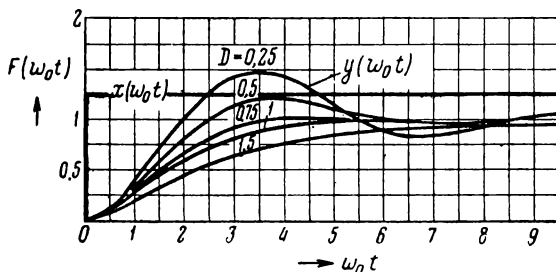


Рис. 5.10. Характеристики переходных процессов в системе с запаздыванием второго порядка при различных коэффициентах демпфирования.

сматриваемого процесса. Для обобщения по оси абсцисс отложено $\omega_0 t$. За единицу принято напряжение питающей сети.

Переходные процессы в магнитном усилителе с активно-индуктивной нагрузкой на выпрямленном токе описываются аналогичными уравнениями. Поэтому приведенный выше математический аппарат может быть использован для анализа процессов в магнитном усилителе.

По аналогии примем

$$D = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{S\tau_1}{\tau_2}} \quad \text{и} \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{S\tau_1\tau_2}}.$$

При демпфировании, равном критическому, $D = 1 = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{S\tau_1}{\tau_2}}$ и, следовательно, $\tau_2 = \frac{S\tau_1}{4}$.

При демпфировании, большем критического, $D > 1$ (апериодический процесс) и $\tau_2 < \frac{S\tau_1}{4}$.

При демпфировании, менее критического, $D < 1$ (колебательный процесс),

$$\tau_2 > \frac{S\tau_1}{4}.$$

При сравнении переходных процессов в магнитных усилителях с активной и с активно-индуктивной нагрузками становится очевидным, что в последнем случае ток

нагрузки с начала процесса нарастает медленнее и кривая, характеризующая переходный процесс, отличается от экспоненциальной. Следует также отметить некоторые особенности логарифмической частотной характеристики для рассматриваемого случая. Эта характеристика описывается выражением

$$F(j\omega) = \frac{1}{1 + 2Dj\omega_0 + (j\omega_0)^2}.$$

Этому выражению соответствует кривая, сходная с кривыми резонансных контуров. Кривые этого типа не могут быть с достаточной точностью представлены асимптотами. Поэтому в данном случае следует пользоваться графиком, приведенным на рис. 5.11. На этом рисунке представлены

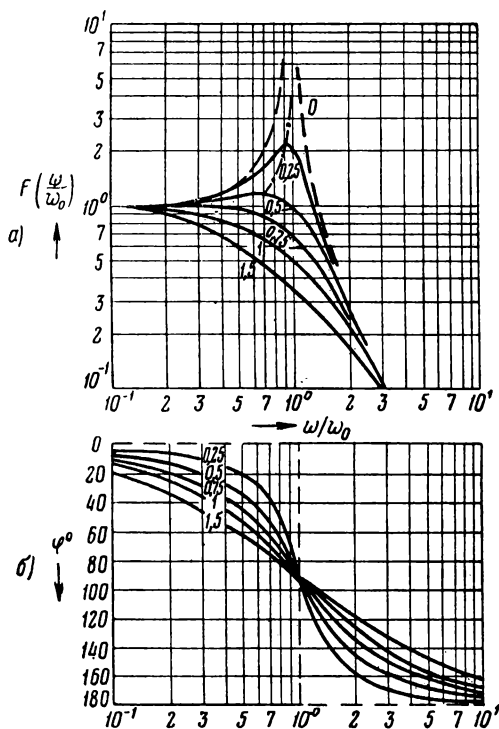


Рис. 5.11. Частотные логарифмические характеристики системы второго порядка при различных коэффициентах демпфирования:

а — амплитудные; б — фазовые.

амплитудные и фазовые характеристики для различных значений коэффициента демпфирования D . По оси абсцисс на рис. 5.11 отложена частота колебаний, выраженная в долях собственной частоты колебаний ω_0 .

5.3.2. Демпфирующие цепи

Как было показано выше, эффективная индуктивность цепи управления магнитного усилителя с формально математической стороны аналогична линейной индуктивности. При этом ток управления усилителя сравнивается с током намагничивания эквивалентной индуктивности. Такую аналогию можно успешно применить для решения сложных вопросов, возникающих при анализе переходных процессов, которые имеют место в усилителе с несколькими обмотками управления, замкнутыми на активные сопротивления. Такие вопросы часто возникают при использовании обмоток смещения, обмоток обратной связи, а также в магнитных усилителях с параллельным включением рабочих обмоток. Наличие нескольких контуров в цепи управления увеличивает время реагирования усилителя. Переходные процессы в магнитном усилителе с несколькими контурами в цепи управления аналогичны процессам в магнитно связанных контурах и могут быть описаны следующими уравнениями:

$$R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + M_{ba} \frac{di_b}{dt} = U,$$

$$R_b i_b + L_b \frac{di_b}{dt} + M_{ab} \frac{di_a}{dt} = 0,$$

где M — взаимная индуктивность,
 a и b — индексы, относящиеся соответственно к первичной и вторичной обмоткам.

Если пренебречь рассеянием и принять

$$L_b = L_a \frac{N_b^2}{N_a^2} = L_a b^2$$

и

$$M_{ab} = M_{ba} = L_a b,$$

то для скачкообразного изменения входного напряжения решения уравнений могут быть записаны в виде

$$i_a = \frac{U}{R_a} \left[1 - \frac{a}{b^2 + a} e^{-\frac{R_a a}{L_a (b^2 + a)} t} \right],$$

$$i_b = -\frac{1}{R_a} \frac{b^2}{b^2 + a} e^{-\frac{R_a a}{L_a (b^2 + a)} t},$$

где

$$a = \frac{R_b}{R_a}, \quad b = \frac{N_b}{N_a}.$$

Первичный ток i_a содержит, кроме свободной составляющей, которая изменяется по экспоненциальному закону, также установившуюся составляющую, равную $\frac{U}{R_a}$. Вто-

ричный ток состоит только из свободной составляющей, которая также изменяется по экспоненциальному закону с той же постоянной времени, что и свободная составляющая первичной стороны.

Схема включения трансформатора совместно с шлейфами осциллографа приведена на рис. 5.12. На рис. 5.13 представлены осциллограммы, иллюстрирующие приведенные соотношения для трансформатора с передаточным числом 1:1.

Возрастание магнитного потока определяется всей магнитодвижущей силой, пропорциональной разности токов i_a и i_b

$$i_a - i_b = \frac{U}{R_a} \left[1 - e^{-\frac{R_a a}{L_a (b^2 + a)} t} \right] \equiv \Phi.$$

Постоянная времени равна $\tau = \frac{L_a}{R_a} \frac{(b^2 + a)}{a}$ или после подстановки значений a и b

$$\tau = \frac{L_a}{R_a} + \frac{L_b}{R_b}.$$

При разомкнутой вторичной цепи ($R_b = \infty$) второй член равен нулю и значение постоянной времени уменьшается.

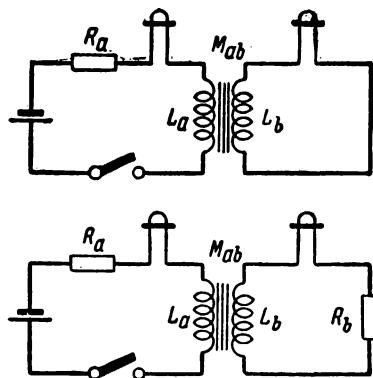


Рис. 5.12. Схема для определения влияния замкнутого контура на переходный процесс.

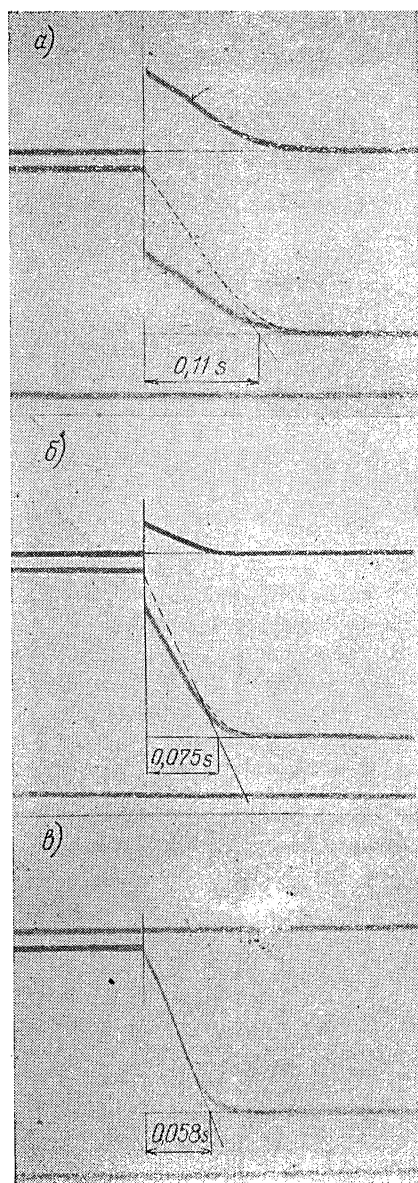
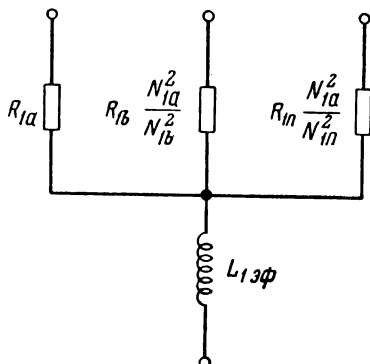


Рис. 5.13. Осциллограмма токов и потоков в схеме рис. 5.12:
 а—вторичная цепь замкнута накоротко; б—вторичная цепь замкнута через сопротивление $R_g \neq 0$; в—вторичная цепь разомкнута, $R_g = \infty$.

Приведенные выше выражения для постоянной времени могут быть по аналогии применены к магнитным усилителям. В этом случае вместо L в формулу следует подставить значения эффективных индуктивностей, а R заменить активными сопротивлениями соответствующих цепей управления, тогда

$$\tau = \frac{L_{a \text{ эф}}}{R_a} + \frac{L_{b \text{ эф}}}{R_b} + \dots + \frac{L_{n \text{ эф}}}{R_n}.$$

Рис. 5.14. Схема замещения цепи управления магнитного усилителя с несколькими обмотками управления.



Как известно, значения индуктивностей можно пересчитать к одной из обмоток в соответствии с выражением

$$\frac{L_{a \text{ эф}}}{N_a^2} = \frac{L_{b \text{ эф}}}{N_b^2} = \dots = \frac{L_{n \text{ эф}}}{N_n^2},$$

и тогда выражение для постоянной времени примет вид

$$\tau = L_{a \text{ эф}} \left[\frac{1}{R_a} + \frac{N_b^2}{N_a^2} \frac{1}{R_b} + \dots + \frac{N_n^2}{N_a^2} \frac{1}{R_n} \right].$$

Приведенному выше выражению соответствует схема замещения, показанная на рис. 5.14.

5.3.3. Переходный процесс в магнитном усилителе при параллельном включении рабочих обмоток

При параллельном включении рабочих обмоток образуется замкнутый контур, магнитно связанный с обмотками управления. Сопротивление этого контура незначительно и, следовательно, соответствующая этому контуру эффективная постоянная времени сравнительно велика, время реагирования также велико. Поэтому дроссели насыщения с

параллельным включением рабочих обмоток не применяются в тех случаях, когда требуется высокое быстродействие. Эффективная индуктивность при параллельном включении рабочих обмоток определяется по общему методу (§ 5.3.1) на основании уравнения рабочей характеристики и уравнения равновесия напряжений в цепи управления. При параллельном включении обмотки коэффициент трансформации равен $\frac{N_2}{2N_1}$ и указанные уравнения записываются в виде

$$N_2 I_2 = 2N_1 I_1$$

и

$$U_1 = \frac{N_2 R_1}{2N_1} I_2 + \frac{R_2}{N_2 4f} \frac{dI_2}{dt}.$$

Демпфирование, обусловленное контуром параллельно включенных рабочих обмоток, при составлении уравнений не принималось во внимание и будет учитываться ниже. После введения оператора и преобразований получим следующее выражение для передаточной функции:

$$\frac{R_2 I_2}{U_1} = \frac{2N_1 R_2}{N_2 R_1} \frac{1}{1 + p \frac{2R_2 N_1^2}{R_1 N_2^2 4f}}.$$

Как видно из последнего уравнения, постоянная времени и эффективная индуктивность имеют следующие значения:

$$\tau = 2 \frac{R_2}{R_1} \frac{N_1^2}{N_2^2} \frac{1}{4f},$$

и

$$L_{эф} = \tau R_1 = 2R_2 \frac{N_1^2}{N_2^2} \frac{1}{4f}.$$

Обозначив сопротивление демпфирующей цепи, образованной рабочими обмотками, через $2r_2$, и общее число витков рабочих обмоток, связанное с обмотками управления, через $2N_2$, выражение для постоянной времени можно на основании выведенных ранее соотношений, записать в виде

$$\tau = 2 \frac{R_2}{R_1} \frac{N_1^2}{N_2^2} \frac{1}{4f} + \frac{R_2}{r_2} \frac{1}{4f}.$$

Сравнивая значения постоянных времени для последовательной и параллельной схемы, можно показать, что

при одинаковых условиях использования усилителя постоянная времени, зависящая от цепи управления (первый член приведенного выше выражения), одинакова для обеих схем. Демпфирующий эффект, имеющий место при параллельном соединении, повышает постоянную времени на величину, пропорциональную отношению сопротивления нагрузки к сопротивлению рабочей обмотки (второй член в выражении для постоянной времени при параллельной схеме). Так как сопротивление рабочей обмотки обычно невелико, то при параллельном включении постоянная времени может иметь сравнительно большое значение.

5.3.4. Влияние напряжения питания на переходные процессы в магнитных усилителях

Разберем случай, когда напряжение питания усилителя меньше критического (подкритическое напряжение). В этом случае при отсутствии тока управления магнитные потоки не достигают величины насыщения Φ_s . Изменение тока управления в определенных пределах не вызывает изменения рабочего тока, и поэтому в динамических режимах при изменении тока управления возникает так называемое чистое запаздывание реагирования. Его длительность может быть определена следующим образом. При отсутствии сигналов управления магнитные потоки не содержат постоянной составляющей и изменяются пропорционально количеству напряжения рабочих обмоток. Амплитуда потока при этом равна $k\Phi_s$, где k —отношение питающего напряжения к критическому напряжению ($k < 1$). Если обмотку управления подключить к источнику управляющего напряжения, то рабочий ток начнет изменяться только через некоторое время, необходимое для изменения количества напряжения управляющей цепи, на величину, соответствующую изменению потока, равному $\Phi_s - k\Phi_s = \Phi_s(1 - k)$. Управляющее напряжение производит на каждом реакторе изменение потока, равное

$$\frac{1}{N_1} \int_{t_1}^{t_2} \frac{U_1}{2} dt = \frac{U_1}{2N_1} (t_2 - t_1).$$

Изменение потока при напряжении питания, равном критическому,

$$\Phi_s = \frac{U_{\text{крит}}}{8fN_2}.$$

Напряжение питания, подводимое к магнитному усилителю, можно выразить в виде

$$U = kU_{\text{крит.}}$$

Разность между потоком насыщения и потоком, вызванным питающим напряжением, равна $\Phi_s(1 - k)$. Таким образом, цепь управления должна создавать поток, равный

$$\Phi_s(1 - k) = \frac{1 - k}{k} \frac{U}{8fN_2} = \frac{U_1}{2N_1}(t_2 - t_1).$$

Отсюда чистое запаздывание будет равно

$$t_2 - t_1 = \frac{1 - k}{k} \frac{U}{U_1} \frac{N_1}{N_2} \frac{1}{4f} = \frac{1 - k}{k} \frac{U}{U'_1} \frac{1}{4f}.$$

В технике регулирования часто оказывается необходимым устранить чистое запаздывание, так как оно ухудшает устойчивость и снижает точность регулирования. При наличии чистого запаздывания работа электрических цепей аналогична работе механизмов с люфтами, например механических регуляторов с рычажными тягами.

Если магнитный усилитель питается надкритическим напряжением, то при отсутствии сигналов управления его сердечники насыщаются в течение определенных интервалов времени, продолжительность которых зависит от того, насколько напряжение больше критического. Изменение тока управления оказывает влияние на рабочий ток, начиная только с определенной величины тока управления (рис. 4.22). В пределах отрезка характеристики $A'A$ значение потоков не зависит от тока управления, поэтому в этих пределах среднее значение э. д. с., наведенной в цепи управления, равно нулю и ток управления изменяется без запаздывания. При дальнейшем увеличении напряжения, приложенного к цепи управления, ток нагрузки изменяется в соответствии со статической характеристикой и постоянной времени, значение которой было определено выше.

5.3.5. Переходный процесс в магнитном усилителе с внешней обратной связью

Предварительно рассмотрим демпфирующее действие собственно обмотки обратной связи в режиме свободного намагничивания сердечников усилителя (небольшое сопро-

тивление в цепи управления). Для магнитодвижущей силы при положительной обратной связи действует соотношение

$$I_1 N_1 + I_3 N_3 = I_2 N_2,$$

где I_3 — ток в цепи обратной связи,

N_3 — число ее витков.

Выразив ток в цепи обратной связи через коэффициент обратной связи и рабочий ток, находим

$$I_1 N_1 = I_2 N_2 (1 - \lambda).$$

Уравнение цепи управления будет такого же вида, как и в случае усилителя без обратной связи. Определив значение тока управления

$$I_1 = \frac{I_2 N_2}{N_1} (1 - \lambda)$$

и подставив его в уравнение цепи управления, находим

$$U_1 = R_1 (1 - \lambda) \frac{N_2}{N_1} I_2 + \frac{N_1}{N_2} \frac{R_2}{4f} \frac{dI_2}{dt}.$$

После введения оператора и преобразований получается следующее выражение для передаточной функции:

$$\frac{I_2 R_2}{U_1} = \frac{1}{1 - \lambda} \frac{N_1}{N_2} \frac{R_2}{R_1} \frac{1}{1 + \frac{p}{4f} \frac{R_2}{R_1} \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2 \frac{1}{1 - \lambda}}.$$

Таким образом, в схеме с внешней обратной связью постоянная времени равна

$$\tau = \frac{R_2}{R_1} \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2 \frac{1}{4f(1 - \lambda)}.$$

Так как

$$\frac{I_1 N_1}{I_2 N_2} = 1 - \lambda,$$

то постоянная времени следующим образом выражается через коэффициент усиления по напряжению:

$$\tau = \frac{1}{4f} \frac{N_1}{N_2} A_n.$$

Таким образом, с увеличением λ одновременно увеличиваются постоянная времени и коэффициенты усиления

по напряжению. Постоянная времени может быть также выражена через коэффициент усиления по мощности

$$\tau = \frac{1}{k_f^2} \frac{A_0}{4f} (1 - \lambda).$$

Структурная схема усилителя с внешней обратной связью отличается от рассмотренных выше структурных схем тем, что передаточная функция цепи обратной связи выражается в виде

$$R_1 \frac{N_2}{N_1} (1 - \lambda).$$

Таким образом, передаточная функция цепи обратной связи уменьшается с увеличением коэффициента положительной обратной связи λ . Такая структурная схема при больших коэффициентах обратной связи, когда $\lambda \rightarrow 1$, дает неправильные результаты, так как усилитель представляется в виде интегрирующего элемента, выходная величина которого (ток нагрузки) неограниченно возрастает после того, как к входной цепи (обмотка управления) подведен сигнал. Такой режим работы возможен только теоретически, так как практически при построении структурной схемы не были учтены некоторые факторы (влияние тока намагничивания, нелинейность выпрямителей и т. д.). Под влиянием этих факторов изменяется крутизна характеристики усилителя, и поэтому при определении постоянной времени соотношение между рабочим током и током управления целесообразнее определять графически по кривым рабочей характеристики.

Рассчитанные по такому методу динамические характеристики усилителя тем точнее, чем диапазон изменения выходной величины ближе к линейной части характеристики. Графическое построение рабочей характеристики усилителя с внешней обратной связью было рассмотрено в гл. 4. Динамические характеристики магнитного усилителя с внешней обратной связью до сих пор рассматривались без учета демпфирующего действия магнитно связанных обмоток (например, обмоток смещения и обмоток управления различного назначения).

Обмотка внешней обратной связи, а также некоторые обмотки управления соединены с выпрямительными мостами, и наведенные в этих обмотках токи могут замыкаться через выпрямительные мосты. Сопротивление плеч выпря-

мительных мостов зависит от полярности протекающего через них демпфирующего тока.

Процессы в цепи обмотки управления или обмотки обратной связи, замкнутой на выпрямитель, аналогичны процессам, происходящим в схеме, показанной на рис. 5.15. Для записи токов в цепях обмоток схемы рис. 5.15 включены шлейфы осциллографа.

Выпрямительный мост в схеме рис. 5.15 представлен как простой выпрямитель, что не может изменить характера процесса. На рис. 5.16 показаны результаты: осциллографирования. Верхняя осциллограмма (рис. 5.16,а) изображает кривую тока в первичной обмотке для случая, когда демпфирующий ток вторичной цепи на своем пути запирается выпрямителем; нижняя осциллограмма (рис. 5.16,б) снята для обратной полярности напряжения на первичной стороне, где демпфирующий ток во вторичной цепи может замкнуться через выпрямитель.

Таким образом, магнитные усилители с внешней обратной связью имеют следующую особенность. Если режим работы усилителя изменяется так, что полярность напряжения, индуктированного в цепи обратной связи, совпадает с проводящим направлением выпрямителя, то возникает

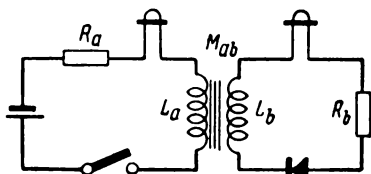


Рис. 5.15. Схема для определения влияния на переходный процесс выпрямителя, включенного в замкнутый контур.

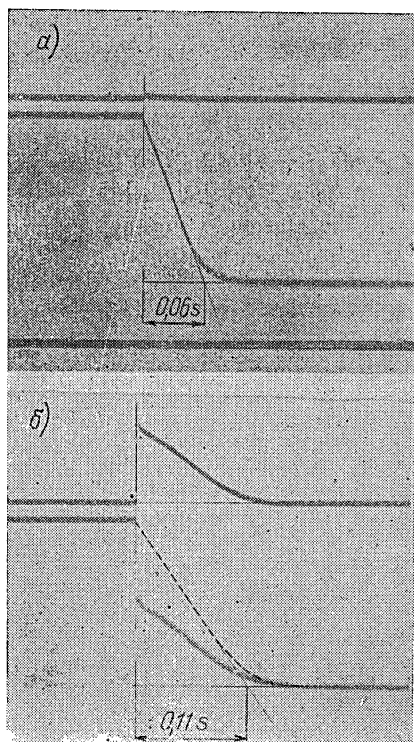


Рис. 5.16. Осциллограмма токов в схеме рис. 5.15.

демпфирующий ток, способствующий запаздыванию. Если наведенное напряжение имеет обратную полярность, то демпфирующий эффект проявляться не будет. Этим объясняется различие в скорости реагирования, которое наблюдается при повышении или снижении управляющего напряжения.

Эффективная индуктивность обмотки управления усилителя с внешней обратной связью равна

$$L_{\text{эф}} = \frac{N_1^2}{N_2^2} \frac{R_2}{4f(1-\lambda)}.$$

Следовательно, выражение для постоянной времени с учетом демпфирующего эффекта обмотки обратной связи может быть записано в виде

$$\tau = \frac{N_1^2}{N_2^2} \frac{R_2}{4f(1-\lambda)} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{N_3^2}{N_1^2 R_2} \right),$$

где N_3 — число витков обмотки обратной связи,
 R_2 — сопротивление цепи внешней обратной связи.

Анализ переходного процесса при больших изменениях управляющего напряжения усложняется нелинейностями, в частности нелинейностью рабочей, а также вольтамперной характеристик выпрямителя. Под влиянием указанных нелинейностей эффективная индуктивность изменяется в переходном процессе, и поэтому последний отклоняется от экспоненциального закона.

В рассматриваемом случае, также как и в усилителе без внешней обратной связи, может возникнуть чистое запаздывание, обусловленное питанием усилителя подкритическим напряжением.

5.3.6. Переходный процесс в магнитном усилителе с внутренней обратной связью

Схемы магнитных усилителей с внутренней обратной связью изображены на рис. 5.17. Если пренебречь влиянием рабочих цепей на возникновение демпфирующих токов, рассмотренных выше, например в случае дросселя насыщения с параллельно включенными рабочими обмот-

ками, то анализ в обоих случаях может быть выполнен одним и тем же методом.

Значение эффективной индуктивности можно выразить отношением изменений потока к току, протекающему в обмотке управления

$$L_{1\Phi} = N_1 \frac{d}{dI_1} \left(\Phi_s - \frac{\Delta\Phi}{2} \right).$$

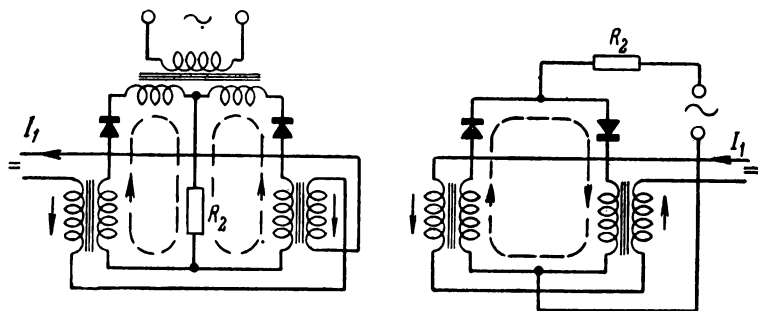


Рис. 5.17. Распределение демпфирующих токов в магнитных усилителях с внутренней обратной связью.

Среднее значение приращения потока может быть выражено в виде

$$\Delta\Phi = (U - R_2 I_2) \frac{\pi}{\omega N_2}.$$

где U — среднее значение питающего напряжения,

I_2 — среднее значение рабочего тока.

Подставив значение $\Delta\Phi$ и заменив $\omega = 2\pi f$, находим

$$L_{1\Phi} = \frac{N_1}{N_2} \frac{R_2}{2f} \frac{dI_2}{dI_1}.$$

Разделив последнее выражение на R_1 , находим формулу для постоянной времени

$$\tau = \frac{N_1}{N_2} A_n \frac{1}{2f},$$

где $A_n = \frac{dU_2}{dU_1}$ — коэффициент усиления по напряжению.

При одном и том же усилении величину постоянной времени можно уменьшить, повышая частоту питающего напряжения. Применение материала с более крутой кривой намагничивания и снижение числа витков обмотки управ-

ления также позволяет уменьшить постоянную времени. Для данного материала сердечников и определенной частоты постоянную времени можно уменьшить только за счет снижения усиления.

Из формул, выведенных в предыдущем разделе для усилителя с внешней обратной связью и последовательным соединением рабочих обмоток, видно, что постоянная времени в два раза меньше, чем в рассматриваемом случае. В действительности для равных коэффициентов усиления постоянные времени одинаковы, так как усилитель с внутренней обратной связью при том же напряжении питания имеет вдвое большее число витков рабочей обмотки.

Учтем теперь влияние демпфирующих токов в рабочих обмотках. Эти токи создаются при изменении управляющего напряжения и замыкаются в цепях, магнитно связанных с цепью управления. В зависимости от схемы включения эти цепи различны. На рис. 5.17 указанные цепи показаны для схем со средней точкой и выходом на постоянном токе и для схемы с внутренней обратной связью и выходом на переменном токе. Как видно из рисунка, в первом случае в цепи демпфирующих токов имеется нагрузочное сопротивление, и поэтому время реагирования этой схемы меньше. Как в той, так и в другой схеме время реагирования зависит от того, уменьшается или увеличивается напряжение управления.

5.4. ВРЕМЯ РЕАГИРОВАНИЯ В МНОГОФАЗНЫХ СХЕМАХ МАГНИТНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

В многофазных магнитных усилителях с большим импедансом в управляющей цепи время реагирования определяется, главным образом, внешним импедансом управляющей цепи подобно тому, как это было в однофазных схемах.

В схемах включения с малым импедансом в управляющей цепи под влиянием эффективных индуктивностей управляющих обмоток возникает запаздывание между изменением управляющего напряжения и управляющего тока. Эффективная индуктивность в рассматриваемом случае может быть определена так же, как в однофазных схемах, исходя из изменения средних значений магнитных потоков. Расчет является более сложным, так как кривые напряжений и магнитных потоков складываются из отрезков синусоид разных фаз и амплитуд в зависимости от того, в каком режиме работает магнитный усилитель.

5.5. ФАКТОРЫ, ОКАЗЫВАЮЩИЕ ВЛИЯНИЕ НА ВРЕМЯ РЕАГИРОВАНИЯ МАГНИТНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Как было показано выше, время реагирования определяется прежде всего так называемой эффективной индуктивностью управляющей цепи. Эта индуктивность может быть выражена как отношение приращения потоков, связанных с управляющей цепью, к токам в этой цепи.

Из ранее выведенных выражений для эффективной индуктивности (или для постоянной времени) видно, что она содержит отношение $\frac{I_2}{I_1}$, т. е. зависит от крутизны рабочей характеристики данного усилителя.

Как было показано выше, форма кривой намагничивания оказывает существенное влияние на рабочую характеристику. Если кривая намагничивания имеет колено с плавными очертаниями и, следовательно, линейный участок кривой намагничивания ограничен, то кривая рабочей характеристики также носит нелинейный характер, особенно в схемах с обратной связью. В этом случае значения постоянных времени для различных участков рабочей характеристики различны и переходный процесс не может быть выражен экспоненциальной зависимостью.

У дешевых ферромагнитных материалов, которые часто применяются на практике, кривая намагничивания сильно отклоняется от предполагаемой идеальной формы. В этом случае в расчетах используют величины магнитного потока, связанного с цепью управления. Эти величины для определенного типа сердечников определяются экспериментально.

При расчете можно использовать выражение

$$\tau = N_1 \frac{a \Delta \Phi_{\text{ср}}}{R_1 \Delta I_1},$$

где $\Delta \Phi_{\text{ср}}$ — изменение среднего магнитного потока сердечника,

a — количество сердечников.

Величина изменения среднего потока рассчитывается по универсальным кривым намагничивания. Этот метод будет подробно рассмотрен в гл. 9, посвященной расчету магнитных усилителей. Такую же методику можно применить в случае работы усилителей в режиме «включено — выключено», например, в качестве бесконтактного реле.

5.6. ВЛИЯНИЕ ОБРАТНОЙ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ (ГАЛЬВАНИЧЕСКОЙ) СВЯЗИ НА ПЕРЕХОДНЫЙ ПРОЦЕСС

В отличие от рассмотренных выше связей, которые осуществляются при помощи сложения намагничивающих сил, обратная связь может быть также выполнена путем сложения электрических величин соответствующих цепей. Пример такого включения обратной связи приведен на рис. 10.11. Возникающее на сопротивлении R_k падение напряжения, пропорциональное рабочему току, вводится в цепь управления последовательно с управляющим напряжением. В зависимости от знаков приращений обоих напряжений можно говорить о положительной обратной связи в случае, когда изменения напряжений действуют в одном направлении, или об отрицательной обратной связи, если изменения напряжений действуют в противоположных направлениях. Рассмотрим выполненную таким образом и часто встречающуюся отрицательную обратную связь.

Вызванное рабочим током падение напряжения на сопротивлении R_k действует в направлении, противоположном управляющему напряжению, и поэтому для обеспечения тока управления той же величины требуется большая величина напряжения управления. Если по каким-либо причинам величина рабочего тока падает, то при этом уменьшается напряжение обратной связи. В результате этого ток управления увеличивается и величина рабочего тока восстанавливается. Таким образом, электрическая обратная связь способствует устранению неустойчивости в работе усилителя. Если сопротивление цепи управления определить как отношение приложенного напряжения к току в этой цепи, то введение отрицательной электрической обратной связи повышает сопротивление цепи управления, введение положительной связи — понижает.

Электрические обратные связи чаще всего применяются для подавления внутренней неустойчивости усилителя, а также для компенсации колебаний частоты и напряжения питания, температурных влияний на обмотки и выпрямители и т. п. Так как при высоких коэффициентах положительной обратной связи неустойчивость усилителя проявляется сильнее, то часто магнитная положительная и электрическая отрицательная обратные связи применяются совместно. Электрические отрицательные обратные связи могут быть также применены для повышения бы-

стродействия усилителя. В этом случае отрицательная обратная связь вводится через четырехполюсник с запаздыванием. В результате этого вначале переходного процесса усилитель работает без отрицательной обратной связи и поэтому время реагирования уменьшается. В такой схеме передаточная функция усилителя приобретает опережающую составляющую.

5.7. ДОБРОТНОСТЬ МАГНИТНОГО УСИЛИТЕЛЯ

Усилительные элементы систем регулирования характеризуются двумя основными величинами. Одной из них является быстродействие, которое в наиболее простых случаях определяется постоянной времени, другой — усиление по мощности, которое показывает способность усилителя выполнять его основную функцию. Чем меньше постоянная времени и чем больше усиление по мощности, тем рассматриваемый элемент является более совершенным, т. е. более добротным.

Добротность принято характеризовать отношением коэффициента усиления по мощности к постоянной времени, т. е.

$$q = \frac{A_V}{\tau},$$

где A_V — коэффициент усиления по мощности, равный отношению мощности, выделенной в нагрузке, к мощности, затраченной в обмотке управления. Применительно к магнитным усилителям определение выходной мощности усложняется тем, что коэффициент формы выходного тока зависит от схемы включения обмоток и режима работы усилителя.

Для наглядности коэффициент формы выходного тока учитываться ниже не будет, т. е. $k_f = 1$. В этом случае коэффициент усиления по мощности может быть записан в виде

$$A_V = \frac{I_2^2 R_2}{I_1^2 R_1}.$$

Как было показано в § 5. 3. 1, для дросселя насыщения без обратной связи постоянная времени (при $k_f = 1$) равна

$$\tau = \frac{A_V}{4f}.$$

Отсюда следует, что добротность прямо пропорциональна частоте питающей сети

$$q = \frac{A_V}{\tau} = 4f.$$

Для усилителя с внешней обратной связью

$$\tau = \frac{A_V}{4f} (1 - \lambda),$$

где λ — коэффициент обратной связи.

Следовательно, добротность усилителя с внешней обратной связью

$$q = \frac{4f}{1 - \lambda}.$$

Заметим, что величина $\frac{1}{1 - \lambda} = \frac{I_2 N_2}{I_1 N_1}$, т. е. является коэффициентом усиления по ампервиткам. Таким образом, добротность тем выше, чем больше коэффициент обратной связи и, следовательно, чем больше коэффициент усиления по ампервиткам.

Практически, однако, нельзя использовать высокие значения коэффициента обратной связи $\lambda \rightarrow 1$, так как в этом случае в рабочих характеристиках усилителя появляются отдельные неустойчивые участки и, кроме того, характеристики такого усилителя сильно подвержены температурным и другим влияниям.

Аналогичные соотношения имеют место и в усилителях с внутренней обратной связью, где эффективность обратной связи зависит от применяемых выпрямителей и материала сердечников. Необходимо заметить, что электрическая обратная связь изменяет только усиление по напряжению и поэтому не оказывает влияния на добротность усилителя.

Независимость добротности от электрической обратной связи позволяет повысить стабильность усилителя, в котором используется обратная связь (внешняя или внутренняя) с большим коэффициентом усиления. В таких случаях, как уже указывалось в § 5.6, часто применяется комбинация магнитной положительной и электрической отрицательной обратных связей.

5.8. СПОСОБЫ СОКРАЩЕНИЯ ВРЕМЕНИ РЕАГИРОВАНИЯ МАГНИТНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

При проектировании схем с магнитными усилителями, во-первых, необходимо обратить внимание на возникновение демпфирующих токов и, насколько возможно, ограничить их. В схемах, где применяются обмотки смещения, демпфирующие токи можно уменьшить включением большого активного сопротивления в цепь этих обмоток. Более эффективным средством является применение реактивного сопротивления.

Аналогичными способами может быть также уменьшение постоянной времени обмоток управления. Однако в этом случае соответственно упадет усиление по мощности и будет необходим источник сигналов управления повышенного напряжения.

Весьма эффективным средством сокращения времени реагирования является применение более высокой частоты питания рабочей цепи. Поэтому, наряду с промышленной частотой 50 гц, часто применяется частота питания около 500 гц. Время реагирования обратно пропорционально частоте, причем одновременно с увеличением частоты уменьшаются размеры и вес усилителей. При повышенных частотах увеличиваются потери в железе сердечников, и поэтому они должны быть изготовлены из более тонких листов. Другим средством сокращения времени реагирования является, как было показано ранее, применение запаздывающей обратной связи по напряжению, введенной гальванически в цепь управления.

В выражениях для постоянной времени всех рассмотренных типов усилителей встречается значение усиления по напряжению и отношение управляющих витков к рабочим. Следовательно, чем меньше усиление по напряжению и чем меньше число управляющих витков, тем короче будет время реагирования. Для обеспечения этих условий необходимо, чтобы мощность управления была минимальной. Чем большие изменения магнитного потока достигаются при помощи определенного изменения напряжения управления, тем меньшим будет время реагирования.

Таким образом, уменьшение времени реагирования может быть достигнуто использованием для сердечников материала с большей крутизной петли намагничивания. В идеальном случае, когда в ненасыщенной части кривой намагничивания стороны петли вертикальны, изменение потоков не связано с затратой мощности (в предположе-

нии, что ширина гистерезисной петли равна нулю). Некоторое увеличение быстродействия усилителя может быть также получено путем ограничения обратного влияния рабочей цепи на цепь управления. Использование этого принципа для построения усилителей будет рассмотрено в гл. 10.

Для устройств с большим усилением по мощности часто также рекомендуются многокаскадные схемы включения магнитных усилителей. В этих схемах выход одного усилителя питает вход другого усилителя. Ниже рассматривается выбор передаточных функций для многокаскадных схем.

Как было показано выше, для малых отклонений передаточная функция магнитного усилителя имеет вид

$$F(p) = \frac{R_2 I_2}{U_1} = \frac{R_2 N_1}{R_1 N_2} \frac{1}{1 + \frac{p}{4f} \frac{N_1}{N_2} A_n}.$$

В двухкаскадной схеме с одинаковыми коэффициентами усиления по напряжению и равными постоянными времени каждого каскада, частичные коэффициенты усиления по напряжению будут равны

$$A_{nI} = A_{nII} = \sqrt{A_n},$$

где A_n — общий коэффициент усиления многокаскадной схемы.

Обозначив входную и выходную величины первого усилителя индексами 1 и 2, а входные и выходные величины второго усилителя индексами 2 и 3, можно передаточные функции этих усилителей записать в виде

$$F_1(p) = \frac{R_2 I_2}{U_1} = \frac{R_2 N_1}{R_1 N_2} \frac{1}{1 + \frac{p}{4f} \frac{N_1}{N_2} \sqrt{A_n}},$$

$$F_2(p) = \frac{R_3 I_3}{R_2 I_2} = \frac{R_3 N_2}{R_2 N_3} \frac{1}{1 + \frac{p}{4f} \frac{N_2}{N_3} \sqrt{A_n}}.$$

Так как

$$\frac{N_1}{N_2} = \frac{N_2}{N_3}, \text{ то } N_2 = \sqrt{N_1 N_3} \text{ и } \frac{N_1}{N_2} = \frac{N_2}{N_3} = \sqrt{\frac{N_1}{N_3}}.$$

Учитывая далее, что $F_1(p) = F_2(p)$, результирующую передаточную функцию можно записать в виде

$$F(p) = F_1(p) F_2(p) = \frac{R_3}{R_1} \frac{N_1}{N_3} \frac{1}{\left(1 + \frac{p}{4f} \sqrt{\frac{N_1}{N_3} A_n}\right)^2}$$

или

$$F(p) = \frac{R_3}{R_1} \frac{N_1}{N_3} \frac{1}{(1 + p\tau_1)^2},$$

где $\tau_1 = \frac{1}{4f} \sqrt{\frac{N_1}{N_3} A_n}$ — частичная постоянная времени.

Если такой же коэффициент усиления A_v получить в одном усилителе, то он будет иметь постоянную времени

$$\tau = \frac{1}{4f} \frac{N_1}{N_3} A_n.$$

Сравнивая два последних выражения, легко найти

$$\tau_1 = \sqrt{\frac{\tau}{4f}}.$$

Таким образом, частичные постоянные времени τ_1 в двухкаскадной схеме значительно меньше, чем постоянная времени τ одного усилителя, выполненного с тем же коэффициентом усиления. Но в случае применения двухкаскадной схемы передаточная функция содержит запаздывающий член второго порядка вида $\frac{1}{(1 + p\tau_1)^2}$. Такая передаточная функция по своим свойствам приближается к чистому запаздыванию. Это ее свойство является весьма неблагоприятным для замкнутых систем регулирования. Для иллюстрации на рис. 5.18 приведены кривые экспоненциальной зависимости с постоянной времени τ и кривые, соответствующие передаточной функции второго порядка с двумя равными между собой постоянными времени τ_1 . Учитывая изложенное выше, при выборе параметров многокаскадных схем в большинстве случаев целесообразно принимать равными между собой значения частичных постоянных времени. Если многокаскадные схемы предназначены для использования в замкнутых системах

регулирования, то, постоянные времени отдельных усилителей следует выбирать различными. В этом случае передаточная функция при двухкаскадном включении будет иметь вид

$$F(p) = \frac{1}{(1 + p\tau_1)(1 + p\tau_2)},$$

где

$$\tau_1 > \tau_2.$$

Функция времени, соответствующая такой передаточной функции, располагается между кривой для случая $\tau_1 = \tau_2$ и экспоненциальной кривой с постоянной времени τ_2 . Необходи-

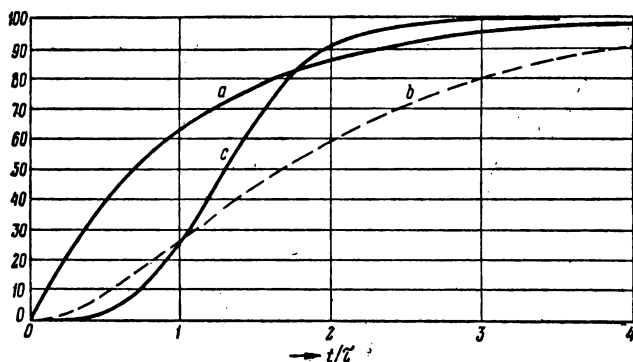


Рис. 5.18. Переходные характеристики при включении:

a—одного усилителя $F(p) = \frac{1}{1 + p\tau}$, $F(t) = 1 - e^{-\frac{t}{\tau}}$; *b*—каскада из двух одинаковых усилителей. Каждый каскад имеет такие же коэффициенты усиления и постоянную времени, как усилители в п. *a*, $F(p) = \frac{1}{(1 + p\tau)^2}$, $F(t) = 1 - e^{-\frac{t}{\tau} \left(1 + \frac{t}{\tau}\right)}$; *c*—каскада из двух одинаковых усилителей, общий коэффициент усиления которых равен усилению одного усилителя (п. *a*),

$$F(p) = \frac{1}{(1 + p\tau_1)^2} F(t) = 1 - e^{-\frac{t}{\tau_1} \left(1 + \frac{t}{\tau_1}\right)}, \quad \tau_1 = \sqrt{\frac{\tau}{4f}}.$$

димо также указать, что в схемах многокаскадного включения согласование входа последующего усилителя с выходом предыдущего в некоторых случаях встречает ряд затруднений. Эти затруднения связаны с опасностью теп-

ловой перегрузки управляющей обмотки выходного каскада, необходимостью включения дополнительных сопротивлений в цепь управления выходного каскада для уменьшения токов, замыкающихся через выпрямители, включенные на выходе предыдущего каскада, а также с обеспечением определенных фазовых соотношений в цепи обмотки управления выходного каскада. Указанные факторы снижают возможности использования усилителей в схемах многокаскадного включения.

5.9. ИЗМЕРЕНИЕ ВРЕМЕНИ РЕАГИРОВАНИЯ МАГНИТНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Время реагирования магнитных усилителей обычно исследуется при помощи осциллограмм. Этот метод измерения применительно к магнитным усилителям имеет свои особенности и практически не всегда правильно выполняется. В случаях, когда кривая рабочего тока или же напряжения имеет вид отрезков синусоиды, ограниченных углом насыщения, время реагирования нельзя определять по огибающей кривой. В определенном диапазоне угла насыщения амплитудное значение кривой тока постоянно, а среднее значение тока изменяется. Это иллюстрируется кривой рис. 5.19, где показана зависимость максимальной величины рабочего тока от угла насыщения.

Как видно из рисунка, при $90^\circ > \alpha > 0$ максимальное значение тока не изменяется. Среднее значение тока при этом не остается постоянным.

Таким образом, единственно достоверным, хотя и кропотливым, методом определения времени реагирования является осциллографическое исследование, учитывающее установление средних значений в отдельных полупериодах. Установление времени реагирования проводится электронным устройством, определяющим время, в течение которого устанавливается значение угла насыщения, соответствующее величине сигнала управления, введенного на вход магнитного усилителя.

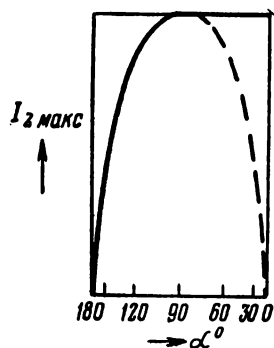


Рис. 5.19. Зависимость максимального значения рабочего тока от угла насыщения.

Л И Т Е Р А Т У Р А

1. W. O p p e l t. Kleines Handbuch technischer Regelvorgänge. Verlag Chemie. Weinheim, 1954.
2. Z. T r n k a. Einführung in die Regelungstechnik. Verlag Technik-Berlin, 1956.
3. H. C h e s t n u t, R. W. M a y e r. Servomechanism and regulating system desing. Wiley, New York. 1951.
4. H. F. S t o r m. Transient response of saturable reactors with resistive load, AIEE Transaction, 1951, v. 72 I.
5. H. F. S t o r m. Saturable reactors with inductive D—C load, II Transient Response; AIEE Transactions I. 1953.
6. J o h a n n e s s e n. Analysis of mag. amplifiers by the use of difference equations, AIEE Transactions I. 1955.
7. R. A. R a m e y. On the mechanics of magnetic amplifier operation. AIEE Transactions, 1951, v. 70.

ГЛАВА ШЕСТАЯ

ФЕРРОМАГНИТНЫЕ МАТЕРИАЛЫ

Работа магнитных усилителей основана на использовании нелинейности характеристик ферромагнитных материалов, из которых изготовлены их сердечники. Основной характеристикой ферромагнитного материала является кривая намагничивания, или, точнее, петля гистерезиса, т. е. зависимость между напряженностью магнитного поля и магнитной индукцией. Поэтому для правильного понимания работы магнитного усилителя необходимо подробно ознакомиться с магнитными свойствами стали и ее сплавов и с теми факторами, которые влияют на эти свойства, а также со способами производства магнитных материалов.

На рис. 6.1. изображено семейство симметричных петель гистерезиса трансформаторной стали. Площадь каждой петли прямо пропорциональна энергии, затрачиваемой на проведение данного цикла перемагничивания. Вершины отдельных симметричных петель гистерезиса лежат на кривой, которая называется основной кривой намагничивания. При измерении петель гистерезиса на постоянном токе эта кривая совпадает с кривой первоначального намагничивания, т. е. с кривой намагничивания хорошо размагниченого материала.

Петли гистерезиса, снятые при намагничивании материала переменным током, по своей форме и величине отличаются от петель гистерезиса, снятых при намагничивании постоянным током. Разница будет тем больше, чем выше частота переменного тока намагничивания. Кроме того, она зависит от формы геометрических размеров ферромагнетика. Главной причиной увеличения площади петли гистерезиса являются потери, вызванные вихревыми токами. Точки пересечения петель гистерезиса с осью B

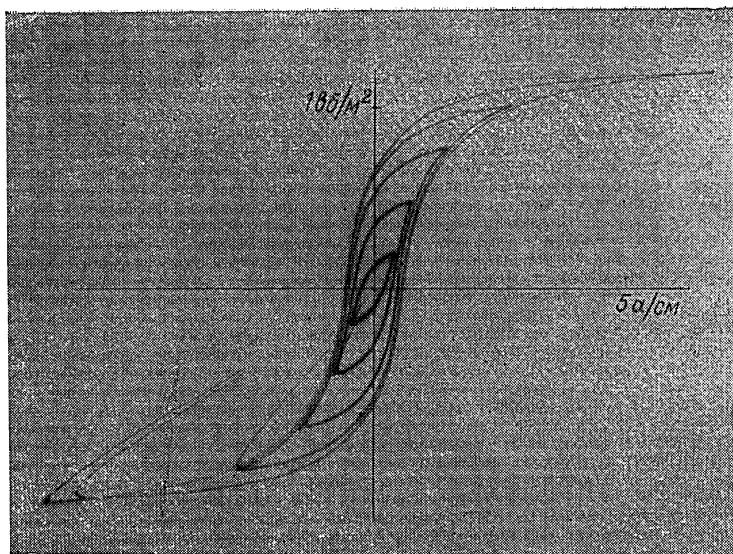


Рис. 6.1. Петли гистерезиса трансформаторной стали.

определяют величину так называемой остаточной индукции. Величина остаточной индукции обычно определяется после полного предварительного насыщения материала.

Из кривых намагничивания видно, что при достаточно большой величине напряженности магнитного поля H приращение магнитной индукции B становится незначительным, т. е. материал достигает магнитного насыщения.

Описанная выше характеристика в основном действительна для всех ферромагнитных материалов. Магнитные материалы с узкой петлей гистерезиса называются магнитномягкими материалами. Насыщение этих материалов наступает при незначительных величинах напряженности магнитного поля.

Наоборот, для магнитотвердых материалов, применяющихся при изготовлении постоянных магнитов, петля гистерезиса должна быть широкой. Ширина петли гистерезиса зависит от так называемой коэрцитивной силы H_c , которая по величине равна напряженности магнитного поля, необходимой для размагничивания ранее насыщенного ферромагнетика. На рисунке величина коэрцитивной силы H_c соответствует абсциссе точки пересечения петли гистерезиса с осью H . В обоих случаях, как для магнитно-

мягких, так и для магнитотвердых материалов желательно, чтобы индукция насыщения была достаточно большой. В последующих главах рассматриваются свойства магнитных материалов, применяющихся для магнитных усилителей.

Предварительно необходимо рассмотреть единицы магнитных величин, так как в применении этих единиц не существует такого единообразия, как в применении единиц электрических величин. Это вызвано тем, что имеющая международное применение система MKSA (метр, килограмм, секунда, ампер) одобрена сравнительно недавно, а многим лицам, работающим в этой области техники, более привычна система CGSM (сантиметр, грамм, секунда). Поэтому при определении единиц магнитных величин будем указывать также и размерность их в системе CGSM и соотношения между единицами в обеих системах.

6.1. ЕДИНИЦЫ ИЗМЕРЕНИЯ МАГНИТНЫХ ВЕЛИЧИН

Магнитодвижущая сила * (МДС) является причиной возникновения магнитного поля.

а) В системе MKSA единицей МДС является ампер (размерность a , обозначение $ав$).

б) В системе CGSM единицей МДС является гильберт ($гб$)

$$1 \text{ гб} = \frac{10}{4\pi} a.$$

Напряженность магнитного поля (H) измеряется магнитодвижущей силой, отнесенной к единице длины сердечника.

а) В системе MKSA единицей напряженности является ампер на метр (размерность $\frac{a}{м}$, обозначение $\frac{ав}{м}$).

б) В системе CGSM единицей напряженности магнитного поля является эрстед

$$1 \text{ э} = 1 \frac{\text{гб}}{\text{см}} = \frac{10^3}{4\pi} \frac{a}{м}.$$

Единица напряженности поля ампер на метр для практических расчетов не всегда удобна. Поэтому также применяется единица $\frac{a}{\text{см}}$ ($1 \frac{a}{м} = 100 \frac{a}{\text{см}}$), использование которой не противоречит принципам построения системы MKSA.

* В настоящее время применяется также термин намагничивающая сила. Этот термин используется в тексте книги. (Прим. ред.)

Магнитный поток

а) В системе MKSA величина магнитного потока измеряется в веберах (размерность $в \cdot сек$, обозначение $вб$).

б) В системе CGSM единицей магнитного потока является максвелл ($мксв$)

$$1 \text{ мксв} = 10^{-8} \text{ вб}.$$

Магнитная индукция (B) представляет собой поток, отнесенный к единице площади.

а) В системе MKSA единицей магнитной индукции является вебер на квадратный метр ($вб/м^2$).

В 1954 г. Международный электротехнический конгресс рекомендовал назвать эту единицу тесла.

б) В системе CGSM единицей индукции является гаусс, равный максвеллу на квадратный сантиметр ($\frac{мкс}{см^2}$)

$$1 \text{ гс} = 10^{-4} \text{ вб/м}^2.$$

Абсолютная магнитная проницаемость (μ) представляет собой отношение между индукцией B и напряженностью поля H .

а) В системе MKSA магнитная проницаемость имеет размерность $\frac{вб}{а \cdot м}$ и определяется произведением проницаемости в пустоте $\mu_0 = 0,4\pi \cdot 10^{-6} \frac{вб}{а \cdot м}$ на относительную проницаемость μ_r , которая является величиной безразмерной. Например, для пустоты $\mu_r = 1$.

$$\mu = \mu_r \mu_0.$$

б) В системе CGSM проницаемость является безразмерным числом, т. е. принято, что для пустоты $\mu = 1$.

Магнитное сопротивление (R_m), представляет собой отношение величины магнитодвижущей силы к величине магнитного потока.

а) В системе MKSA единицей магнитного сопротивления является ампер на вебер ($\frac{а}{вб}$).

б) В системе CGSM единицей магнитного сопротивления является гильберт на максвелл ($\frac{гб}{мкс}$).

Магнитная проводимость является величиной, обратной магнитному сопротивлению.

а) В системе МКСА единицей магнитной проводимости является вебер на ампер $\left(\frac{вб}{а}\right)$.

б) В системе CGSM единицей магнитной проводимости является максвелл на гильберт $\left(\frac{мкс}{гб}\right)$.

Намагниченность (внутренняя индукция) обозначается B_v . Она равна разности между индукцией B в материале и индукцией $B_0 = \mu_0 H$ в пустоте при одинаковой напряженности магнитного поля H .

$$B_v = B - \mu_0 H.$$

Размерность этой единицы такая же, как размерность индукции B .

Магнитная восприимчивость есть отношение намагниченности (внутренней индукции) B_v к напряженности магнитного поля H . Размерность магнитной восприимчивости такая же, как и магнитной проницаемости. Величина магнитной восприимчивости связана с величиной магнитной проницаемости выражением

$$\chi = \mu - 1.$$

6.2. ФИЗИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ ФЕРРОМАГНЕТИЗМА

Известно, что при делении магнита на множество частей получают новые магниты с северным и южным полюсами. На этом основании было введено понятие об элементарных магнитах. Предполагалось, что у ненамагниченных ферромагнетиков расположение единичных элементарных магнитов произвольно и их результирующая магнитная сила внешне не проявляется. Под влиянием внешнего поля элементарные магниты ориентируются в одном определенном направлении и тело приобретает внешние магнитные свойства.

Атомная теория полностью подтвердила этот взгляд. Электроны, вращающиеся вокруг ядра, вращаются также и вокруг собственной оси. Вращение вокруг собственной оси создает так называемый спин электрона. Вследствие спина, эквивалентного круговому току, создается магнитный диполь. Вращающиеся электроны расположены на определенных орбитах. В зависимости от квантовых соотношений элемента, отдельные электронные орбиты могут быть либо полностью заняты либо свободны. При пол-

ностью занятых (замещенных) орбитах магнитные моменты спина взаимно компенсируются. В ферромагнетиках одна из внутренних орбит электронов занята не полностью, вследствие этого магнитные влияния, вызываемые как спинами, так и вращением электронов по орбитам, не компенсируются. Кроме того, магнитные действия спинов в ферромагнетике воздействуют на кристаллические решетки в одном направлении и внутри определенных областей, называемых Вейссовыми, складываются. Размеры таких областей намагничивания в одном направлении (доменов) достигают $1/100$ мм. Границы области определяются неравномерностью структуры, происходящей из-за неоднородности материала, и т. п. Выравнивающие силы могут возникнуть только при определенных расстояниях между атомами в кристаллической решетке; это условие выполнимо для кристаллов железа, кобальта, никеля и гадолиния. В кристаллической решетке марганца атомные магниты расположены очень близко друг к другу, это приводит к взаимному уничтожению влияния атомных магнитов. С другой стороны, если расстояния между атомными магнитами слишком велики, то выравнивающие силы не возникают и материал теряет ферромагнитные свойства. Это наблюдается при нагревании металла, когда увеличиваются колебания атомов и соответственно — расстояния между ними. Значение температуры, при которой исчезают ферромагнитные свойства данного вещества, называется точкой Кюри.

Домены в ненамагниченном ферромагнетике поляризованы в разных направлениях. Границы между областями с разным направлением поляризации определяются неравномерностью структуры. При очень слабом внешнем магнитном поле границы между областями оказываются эластичными, а после прекращения влияния внешнего магнитного поля эти границы восстанавливаются. Такие изменения поляризации обратимы. На кривой намагничивания ферромагнетика эти изменения соответствуют нижнему колену кривой намагничивания. При этом увеличиваются области, направление намагничивания которых приблизительно совпадает с направлением внешнего поля намагничивания. При более сильном внешнем поле изменения полярности областей с направлением поляризации, не соответствующим направлению поля, происходят скачкообразно. Эти так называемые Баркгаузеновы скачки можно продемонстрировать при намагничивании стержня из мяг-

кого железа, на который намотана обмотка, присоединенная через усилитель к репродуктору; в репродукторе возникают щелчки (треск), причиной которых являются скачкообразные изменения поляризации отдельных областей — доменов. Области, изменившие свою полярность в процессе намагничивания, сохраняют эту измененную полярность и после прекращения воздействия внешнего магнитного поля. Следовательно, в этом случае возникают необратимые изменения. Внешне это свойство проявляется в том, что в ферромагнетике при отсутствии внешнего магнитного поля существует остаточная магнитная индукция (остаточный магнетизм), которую можно уничтожить, если приложить внешнее магнитное поле противоположного направления. Баркгаузовы скачки характерны для наиболее крутых частей петли гистерезиса. Когда поляризация всех доменов приблизительно соответствует направлению внешнего магнитного поля, то дальнейшее увеличение напряженности внешнего поля приводит к тому, что направление поляризации материала приближается к направлению внешнего поля. Эти изменения поляризации соответствуют верхнему колену кривой намагничивания. Они также являются обратимыми.

Направление областей поляризации связано с кристаллической структурой ферромагнетика. Области поляризуются в направлении самого легкого намагничивания кристаллов. У стали, которая образует кубические кристаллы, направление самого легкого намагничивания совпадает с направлением отдельных граней куба, а намагничивание в направлении диагонали кристаллической решетки затруднено. Поэтому, например, у ненамагниченной стали отдельные области поляризуются в направлениях, взаимно перпендикулярных друг другу. На рис. 6.2 приведены магнитные характеристики стали с кристаллической структурой при намагничивании в различных направлениях. В никеле, который также имеет кубические кристаллы, на-

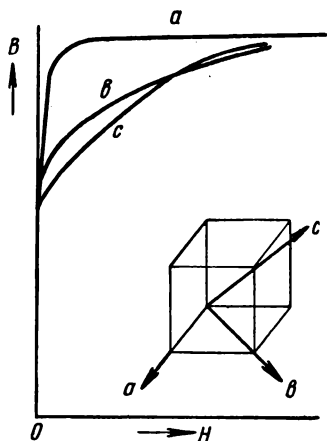


Рис. 6.2. Магнитные характеристики стали с кристаллической структурой при намагничивании в разных направлениях.

Магничивание происходит иначе. Направлением самого легкого намагничивания в кристалле никеля является его диагональ. Шестигранные кристаллы кобальта легче всего намагничиваются в направлении оси.

6.3. НАЧАЛЬНАЯ, ВСТРЕЧНАЯ (ВОЗВРАТНАЯ) И ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНАЯ ПРОНИЦАЕМОСТИ

Определение магнитной проницаемости, приведенное в § 6.1, недостаточно для описания нелинейного процесса, происходящего при изменяющемся намагничивании. Поэтому необходимо ввести дополнительные понятия, которые станут ясными при рассмотрении следующего процесса.

Пусть ферромагнетик находится в поле с напряженностью H и в нем возникает индукция B (рис. 6.3). Безразлично, происходит ли намагничивание по какой-либо ветви

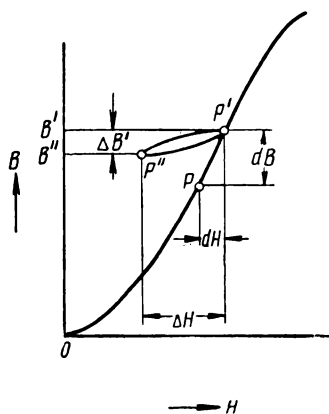


Рис. 6.3. Петля гистерезиса и определение встречной (возвратной) магнитной проницаемости.

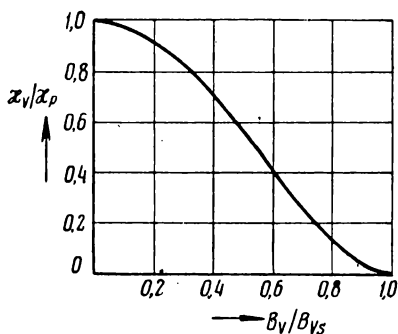


Рис. 6.4. Зависимость между относительной встречной проницаемостью и относительной индукцией.

петли гистерезиса или по кривой первичного намагничивания. Это состояние изображено на рис. 6.3 точкой P и соответствует напряженности магнитного поля H и индукции B (в данном случае эта точка находится на кривой первичного намагничивания). При увеличении напряженности магнитного поля на dH , точка P переходит по кривой намагничивания в соседнюю точку P' , при этом индукция

увеличивается на величину dB . Величина $\mu_d \mu_0 = \frac{dB}{dH}$ называется дифференциальной проницаемостью, она количественно равна тангенсу угла наклона касательной к кривой намагничивания в данной точке. При уменьшении напряженности магнитного поля точка P' переместится по другой кривой и перейдет в новое положение P'' с ординатой B'' . Касательная в точке P'' к этой новой кривой выражается уравнением

$$\mu_v \mu_0 = \frac{\Delta B'}{\Delta H}.$$

Эта величина называется возвратной или встречной проницаемостью. Если мы повторно увеличим напряженность магнитного поля на ΔH , мы опять достигнем точки P' в предположении, что изменение ΔH достаточно мало. Продвижение точки происходит не по прямой, а по малой петле гистерезиса, площадь которой пропорциональна работе, затраченной на проведение этого цикла. При малых величинах ΔH эту малую петлю гистерезиса можно заметить прямой.

Численное значение встречной проницаемости не является постоянной величиной и зависит от положения точки P . В начале координат, где $B=0$ и $H=0$, значения встречной и дифференциальной проницаемостей одинаковы и равны начальной проницаемости

$$\mu_p = \mu_v = \mu_d.$$

Значение встречной проницаемости определяется величиной магнитной индукции B . Соотношение между индукцией B и встречной проницаемостью $\mu_v \mu_0$ можно с достаточной точностью определить по кривой, изображенной на рис. 6.4, относящейся ко всем материалам.

На этой диаграмме изображена зависимость встречной восприимчивости $\chi_v = \mu_v - 1$ от внутренней индукции $B_v = B - \mu_0 H$ в безразмерных величинах. За единицу χ_v принято значение начальной восприимчивости $\chi_p = \mu_p - 1$, за единицу B_v — значение внутренней индукции при насыщении $B_{vs} = B_s - \mu_0 H$. Из формы кривой следует, что вели-

чина μ_v уменьшается при возрастании B , причем максимальное значение величины μ_v будет иметь место в точке $B \rightarrow 0$, в которой она, по определению, равна начальной проницаемости.

6.4. ФЕРРОМАГНИТНЫЕ МАТЕРИАЛЫ, ПРИМЕНЯЕМЫЕ В ПРОИЗВОДСТВЕ МАГНИТНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Магнитопроводы дросселей насыщения изготавливаются почти исключительно из материалов, относящихся к двум группам. Для дросселей насыщения большой мощности, а также для дросселей насыщения, где не требуется большого усиления, применяются так называемые трансформаторные кремнистые стали. Сердечники тех усилителей, к которым предъявляются более высокие требования, изготавливаются чаще всего из сплавов стали с никелем. Эти сплавы более известны, например, под названиями пермаллой, мюметалл и относятся к магнитномягким сплавам. При высоких частотах применяются сердечники из магнитномягких ферритов. Их строение подобно структуре керамики, они имеют большое активное сопротивление, поэтому их можно применять на очень высоких частотах, и при этом не возникает больших потерь от вихревых токов.

6.4.1. Кремнистая листовая сталь

Обычно чистое железо не применяется в качестве магнитного материала для электротехнических изделий, хотя его магнитные свойства вполне удовлетворительные. Это вызвано тем, что получение в производственных условиях очень чистого железа, в котором количество примесей не должно превышать 0,05%, сопряжено с большими трудностями. Недостатком относительно чистого электролитического железа является его пористость и хрупкость, а также способность абсорбировать некоторое количество углерода и азота. Количество этих примесей в железе изменяется с течением времени. При низких температурах эти примеси образуют карбиды или нитриды, что значительно увеличивает потери на гистерезис. Это явление называется магнитным старением материала. Уже с конца XIX века начались поиски способов борьбы с магнитным старением.

Было установлено, что добавление кремния в железо увеличивает максимальную магнитную проницаемость, уменьшает потери на гистерезис и устраняет явление маг-

нитного старения. Помимо этого, преимуществом сплавов железа с кремнием является значительное повышение величины активного сопротивления, вследствие чего уменьшаются потери на вихревые токи при намагничивании в переменном магнитном поле. Поэтому для обычных электротехнических целей широкое применение нашли сплавы железа с кремнием.

Содержание кремния в трансформаторной стали, применяющейся для производства трансформаторов и дросселей насыщения, составляет от 3 до 4,5%. При дальнейшем увеличении содержания кремния увеличивается проницаемость и уменьшаются потери на гистерезис, но вместе с тем уменьшается и величина индукции при магнитном насыщении. Кроме того, в этом случае резко ухудшаются механические свойства листовой стали. Сталь становится ломкой и чувствительной к малейшим изгибам. Обработка такой стали очень затруднительна: быстро тупятся штампы и инструмент.

Трансформаторная сталь большей частью производится горячекатаной. После прокатки сталь подвергается термической обработке в инертной атмосфере при температуре от 800 до 1000°С. Сталь нормализуется и маркируется по величине активных потерь на 1 кг при индукции, равной 1 вб/м² (эта величина называется удельными потерями, или числом потерь).

Толщина листовой стали по стандарту составляет 0,35 или 0,5 мм. Стандартные размеры листа 750×1500 мм. На листах должны быть краской обозначены сорт стали и направление прокатки. На рис. 6.5 приведены кривые намагничивания трансформаторных сталей с разным содержанием кремния. На рис. 6.6 приведены характеристики, показывающие величину потерь на гистерезис при разном содержании кремния в стали. Величина потерь на

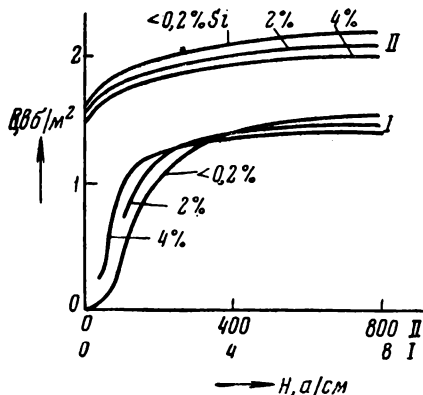


Рис. 6.5. Кривые намагничивания трансформаторной стали при разном содержании кремния.

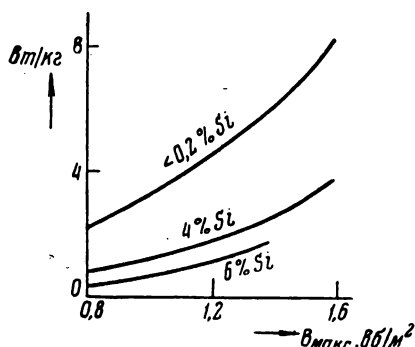


Рис. 6.6. Кривые потерь в стали при разном содержании кремния.

сти вследствие намагничивания сердечника постоянным током. Величины потерь на гистерезис в этом случае приведены на рис. 6.7. На этом рисунке ΔB — полное изменение переменной магнитной индукции,

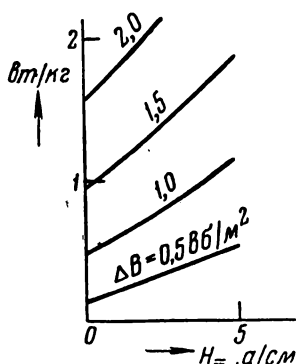


Рис. 6.7. Потери в трансформаторной стали при подмагничивании постоянным током.

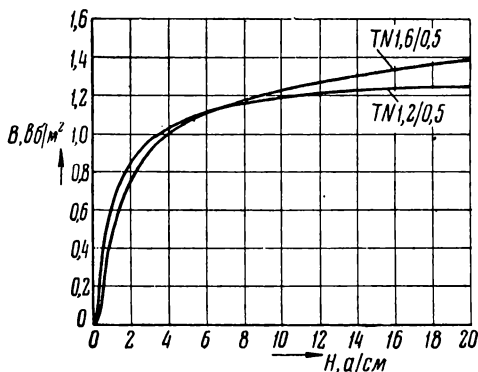


Рис. 6.8. Кривые намагничивания трансформаторной стали марок TN 1,2/0,5 и TN 1,6/0,5.

а H — напряженность постоянной составляющей магнитного поля. Точки пересечения характеристик с осью ординат определяют величины активных потерь в железе при отсутствии постоянного подмагничивания при индукции $B = \frac{1}{2} \Delta B$. Как видно из рис. 6.7, величина активных

потерь увеличивается при увеличении напряженности поля постоянного подмагничивания, особенно при больших значениях переменной индукции, создаваемой переменным магнитным полем. На рис. 6.8 представлены кривые намагничивания трансформаторной стали с удельными потерями, равными 1,2 и 1,6 *вт/кг*. Разброс этих значений при выработке стали довольно значителен, он колеблется в границах $\pm 10\%$. Поэтому если сталь предназначена для изготовления сердечников магнитных усилителей, то необходимо произвести соответствующие измерения ее магнитных свойств.

Для применения на высоких частотах в Чехословакии производится горячекатаная сталь меньшей толщины с гарантированными удельными потерями, не превышающими 1 *вт/кг*.

6.4.2. Холоднокатаная кремнистая сталь

Как мы уже видели, для сердечников магнитных усилителей наиболее пригодны те магнитные материалы, кривая намагничивания которых имеет форму, близкую к прямоугольной. Применение для сердечников магнитных усилителей материалов, имеющих такую кривую намагничивания, позволяет увеличить мощность усилителя или величину линейного участка характеристики при данных размерах сердечника, либо при данной мощности усилителя или данном линейном участке характеристики позволяет уменьшить геометрические размеры магнитопровода. В разделе о физических основах ферромагнетизма было отмечено, что форма кривой намагничивания кристалла ферромагнетика зависит от того, в каком направлении производится намагничивание. Этим вызвано стремление изготовить такой магнитный материал, в котором отдельные кристаллы были бы расположены в направлении наибольшего намагничивания, т. е. чтобы направление магнитного потока в собранном (шихтованном) магнитопроводе совпадало с направлением наибольшего намагничивания. В кремнистых сталях ориентация кристаллов в определенном направлении осуществляется при помощи холодной прокатки. Холоднокатаная сталь содержит не больше 2,5—3% кремния; сталь с большим содержанием кремния не может быть подвергнута холодной прокатке.

После холодной прокатки сталь подвергается термической обработке (отжигу при температуре между 900 и 1200°С). После термической обработки в холоднокатаной

листовой стали проявляется четко выраженная ориентация кристаллов, при которой направление наибольшего намагничивания совпадает с направлением прокатки. Кристаллизация и ориентация кристаллов в одном направлении происходит медленно. Поэтому весь цикл термической обработки длится достаточно долго. При отжиге сталь должна быть защищена от влияния атмосферы во избежание окисления или других химических воздействий. Отжиг обычно производится в вакууме либо в водороде

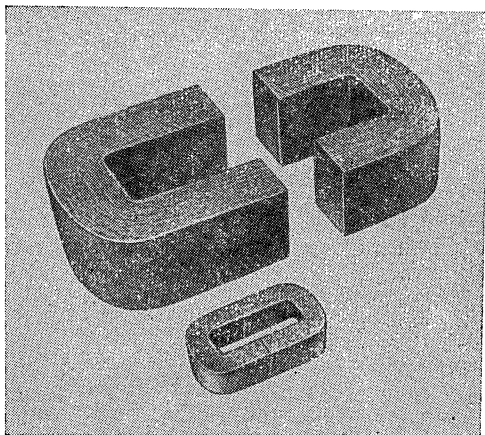


Рис. 6.9. Торoidalные и С-образные сердечники из холоднокатаной кремнистой стали.

или в другом инертном газе. Для того чтобы при высокой температуре отжига листы стали не спекались друг с другом, они покрываются перед отжигом слоем магнезии либо другим подобным веществом. Поскольку магнитные свойства стали зависят от направления намагничивания, в конструкции сердечников должна быть учтена эта зависимость. Из холоднокатаной стали изготавливаются торoidalные сердечники (из стальной полосы) или С-образные сердечники, образующиеся при разрезе сердечника, свернутого из ленточной стали. На рис. 6.9 приведены фотографии ряда сердечников этого типа. Хорошее качество С-образных сердечников обеспечивается тщательностью шлифовки поверхностей соприкосновения обеих половин сердечника. У плохо выполненных

сердечников воздушный зазор между его половинами сильно уменьшает крутизну кривой намагничивания. Термическая обработка сердечников должна производиться после механической обработки перед сборкой. Выполнение этого условия у тороидальных и С-образных сердечников не вызывает затруднений, так как эти сердечники изготавливаются чаще всего непосредственно из готовой прокатной ленты. Там, где сердечники изготавливаются из холоднока-

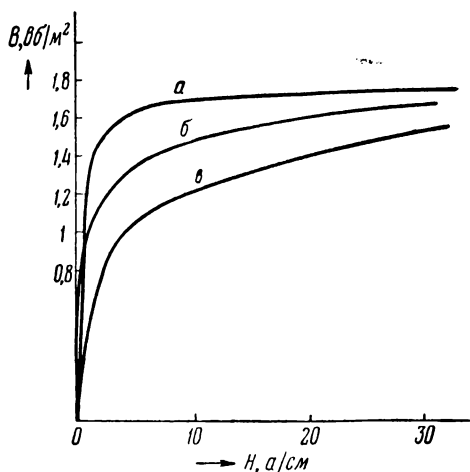


Рис. 6.10. Кривые намагничивания:
а — ортоперма; б — сонаперма; в — обычной трансформаторной стали.

таной кремнистой стали и собираются из разрезанных и штампованных листов, требуется применение высокотемпературного отжига, который может оказаться затруднительным, так как разрезка и штамповка производятся чаще всего у потребителя стали, в распоряжении которого не всегда имеется специальная высокотемпературная печь для отжига. В этом случае, для того чтобы снять механические напряжения, которые ухудшают магнитные характеристики стали, материал сердечников подвергают термической обработке два раза. Высокотемпературный отжиг производится на заводе-изготовителе магнитного материала, а так называемый «регенеративный отжиг» (при 800—870°С) производится на заводе-изготовителе сердечников после их механической обработки.

В Чехословакии материалы из холоднокатаных сталей

известны под названием: гиперсил, коросил, гипер-5Т и т. п. Помимо этих материалов, применяются также сонаперм, обладающий высокой начальной проницаемостью, но слишком пологим коленом кривой намагничивания, и ортоперм с меньшей начальной проницаемостью, но с более крутым коленом кривой намагничивания. Ортоперм может применяться для производства различных магнитных усилителей при мощности, большей 30 *ва*. На рис. 6.10 приведены кривые намагничивания

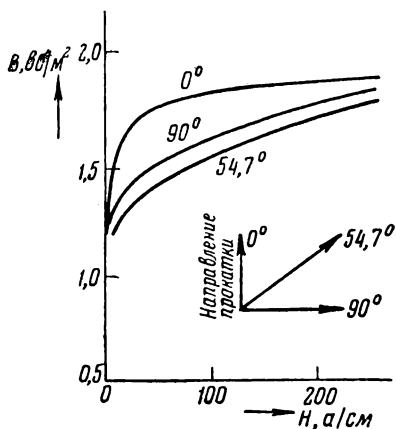


Рис. 6.11. Характеристики магнитного материала сонаперм при намагничивании в разных направлениях.

ортоперма, сонаперма и обычной листовой трансформаторной стали. На рис. 6.11 приведены характеристики образцов сонаперма при намагничивании в различных направлениях.

6.4.3. Ферромагнитные железо-никелевые сплавы

Значительное улучшение работы магнитных усилителей достигается применением специальных магнитных сплавов, форма кривых намагничивания которых приближается к прямоугольной. Магнитные свойства кремнистых сталей, рассмотренные в предыдущем парагра-

фе, определяются в основном магнитными свойствами стали. Начальная и максимальная проницаемости этих сталей велики, но индукция при магнитном насыщении выше, чем индукция железо-никелевых сплавов. В этих сплавах очень важной составной частью является никель. В зависимости от содержания никеля меняются магнитные свойства сплава. Это видно из рис. 6.12. При 27% никеля сплав железа с никелем является немагнитным, хотя он состоит из двух составляющих, каждая из которых ферромагнитна. Величина начальной магнитной проницаемости при различных соотношениях обеих составляющих приведена на рис. 6.13; следует отметить, что величина магнитной проницаемости в значительной мере зависит от термической обработки. Термическая обработка оказывает значительное влияние и на остальные свойства этих сплавов.

Для каждого сплава установлен точный режим термической обработки, которого нужно строго придерживаться. Один из способов термической обработки заключается в следующем. Сплав сначала нагревается в потоке чистого водорода до температуры, равной приблизительно 1000°C . Затем постепенно, в течение 10 час, охлаждается до температуры окружающей среды. После охлаждения материал вновь нагревается до 600°C и опять быстро охлаждается

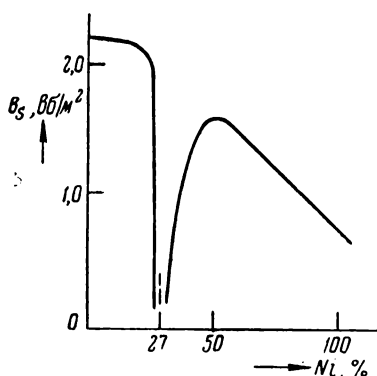


Рис. 6.12. Величина индукции насыщения B_s сплавов NiFe при разном содержании никеля (Ni).

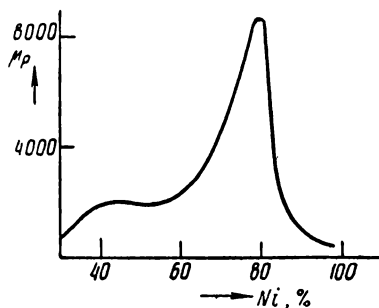


Рис. 6.13. Начальная проницаемость μ_p сплавов NiFe при разном содержании никеля (Ni).

закладыванием стали между медными плитами. На этом термическая обработка заканчивается.

После термической обработки материал нельзя подвергать никаким механическим воздействиям, чтобы не нарушалась кристаллическая структура, полученная при термической обработке.

Величина индукции насыщения зависит от состава сплава (рис. 6.12). Как видно из этого рисунка, при увеличении в сплаве содержания никеля значение индукции магнитного насыщения повышается и достигает максимума при содержании никеля, равном 50%. При намагничивании в переменном поле существенное значение имеет и величина активного электрического сопротивления сплава, так как от нее зависит величина потерь на вихревые токи. Из зависимости, приведенной на рис. 6.14, видно, что наибольшее активное сопротивление имеет сплав с содержанием 30—35% никеля.

Магнитные материалы этого типа обычно называются

пермаллой. Эти сплавы по их составу можно ориентировочно разделить на четыре группы.

Первую группу составляют сплавы с содержанием никеля больше чем 75%. Они характеризуются высокой начальной и максимальной проницаемостями и относительно низким значением индукции насыщения. Эта величина находится в пределах от 0,5 до 1 вб/м^2 . Для увеличения активного сопротивления в сплав прибавляется небольшое количество хрома или молибдена, что, помимо увеличения сопротивления, несколько улучшает магнитные свойства

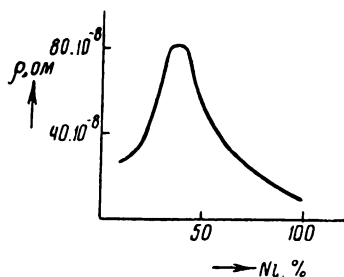


Рис. 6.14. Удельное сопротивление ρ сплавов NiFe при разном содержании никеля (Ni).

материала. К этим сплавам прибавляется еще и медь, повышающая начальную и максимальную проницаемости. Приняты названия для сплавов этой группы: мюметалл, мопермаллой и супермаллой. Они отличаются друг от друга режимом термической обработки и процентным содержанием добавочных элементов.

Вторую группу составляют сплавы, содержащие около 65% никеля, которые в некоторых странах называются «пермаллой 65». Эти сплавы характеризуются высокой проницаемостью и прямоугольной формой петли гистерезиса. Преимущество их состоит в том, что они не имеют резко выраженных магнитных свойств в одном каком-нибудь направлении. Магнитная индукция при насыщении не превышает значения 1,1 вб/м^2 . Термическую обработку производят при температуре 1100°С в чистом водороде, после чего сплав повторно нагревают только до 650°С и охлаждают в магнитном поле.

Третью группу сплавов, наиболее часто применяемую в настоящее время для производства магнитных усилителей, составляют сплавы, содержащие 50% никеля. Эти сплавы изготавливаются несколькими способами. Для обработки материалов, из которых изготавливаются сердечники магнитных усилителей, наилучшим является способ холодной прокатки сплава, при котором толщина листа сокращается незначительно. Чехословацкий материал этого типа имеет марку PУ50Н, в других странах этот сплав называется дельтамакс, перменорм, ортонол, гиперм 50Т

и т. п. *. Термическая обработка проводится в потоке чистого водорода при температурах выше 1100°C . Характерным свойством этого сплава является его анизотропность, т. е. способность более легко намагничиваться в направлении прокатки. Учитывая это свойство сплава, из него изготовляют штампованные пластины для сердечников типа Ш, Л или U, а также тороидальные и С-образные сердечники. Термическую обработку этого сплава можно проводить только после всех механических операций. При отжиге листового материала пластины из него нужно изолировать одну от другой, чтобы предотвратить их спекание, а также сохранить поверхность листового материала гладкой и блестящей. Для этого часто применяется магнезия. Поскольку готовые сердечники очень чувствительны к механическому воздействию, например ударам или сжатию, тороидальные сердечники монтируются в особые оболочки из немагнитного материала (контейнеры). Контейнеры обычно изготавливаются из непроводящих материалов. Возможно применение металлического контейнера, но в этом случае он должен быть выполнен так, чтобы вокруг сердечника не образовывалось короткозамкнутого витка. Определенный режим обработки сплавов с содержанием 50% никеля позволяет получить характеристики в виде петли прямоугольной формы. В этом случае сплав можно использовать, например, для быстродействующих магнитных усилителей или для изготовления элементов так называемой магнитной памяти. На рис. 6.15 приведена осциллограмма петли гистерезиса прямоугольной формы для сердечников из материала РУ 50Н.

Применением различной технологии производства и главным образом различной термической обработкой можно добиться того, что у сплава с тем же содержанием никеля магнитные свойства станут в значительной мере изотропными, т. е. одинаковыми в разных направлениях. Эти сплавы называются никелой, гиперник, конперник и т. п. Так как термическая обработка этих материалов очень сложна, то они оказываются дорогими и поэтому реже применяются в магнитных усилителях.

К четвертой группе относятся сплавы с содержанием около 36% никеля. Большое активное сопротивление дает возможность применять эти сплавы при высокой частоте

* Аналогичный сплав, изготавливаемый советской промышленностью, называется 50 НП. (Прим. ред.)

(выше 5000 гц), при этом ток намагничивания и потери будут меньше, чем при применении сплавов предыдущих групп.

В табл. 6.1 приведены данные различных магнитных материалов: их химический состав, основные магнитные, электрические и физические свойства. В таблице также приведены марки этих материалов. В особый столбец вы-

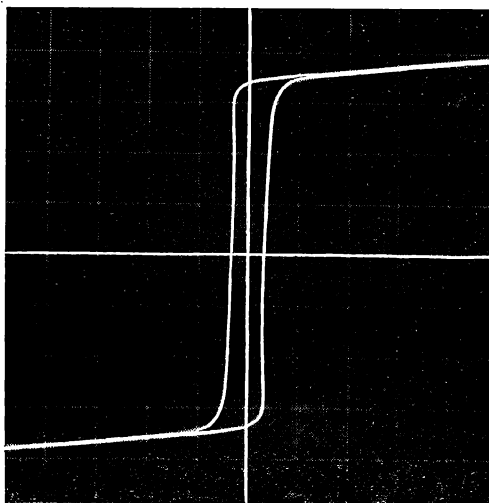


Рис. 6.15. Осциллограмма петли гистерезиса материала РУ 50Н.

делены чехословацкие названия магнитных материалов.

Чехословацкие сплавы обозначаются буквами РУ и цифрой, которая показывает приблизительное процентное содержание никеля и, если сплав содержит еще какие-либо элементы, буквой, указывающей наличие в сплаве этих элементов (например, меди, хрома, молибдена и т. п.).

На рис. 6.16 изображены кривые намагничивания чехословацких ферромагнитных сплавов.

Производство всех этих сплавов быстро развивается. Проверяются различные способы термической обработки, среди которых не последнее место занимает термическая обработка в магнитном поле, оказывающем сильное влияние на кристаллическую структуру. Из этих

Свойства чехословацких магнитомягких сплавов

Обозначение	Химический состав, в %							Данные, характеризующие магнитные и физические свойства					Состояние производства (по данным на 1956 г.) и область применения		
	Ni	Fe	Mo	Cu	Co	V	Cr	μ_p	$\mu_{\text{макс}}$	H _c	B _s	B _r		Точка Кюри, °C	Удельное сопротивление, Ом·мм ² /м
РУ 30	29,5	70,5								0,4			120	0,8	Производство сплава освоено
РУ 36	36	64							9 000	0,26	1,1	0,46	280	0,8	Производство сплава освоено. Трансформаторы, дроссельные катушки
РУ 50 (Обычный)	50	50						1 500 3 500		0,2 0,08	1,15		500		Производство сплава освоено. Трансформаторы, дроссельные катушки
РУ 50Н с прямой угольной петлей	50	50						1 100	50 000	0,12	1,3	1,23			Сплав разрабатывается. Термическая обработка сплава производится в магнитном поле. Магнитные усилители напряжения

Производство сплава освоено
 Производство сплава освоено.
 Трансформаторы, дроссели
 ные катушки
 Производство сплава освоено.
 Трансформаторы, дроссели
 ные катушки
 Сплав разрабатывается.
 Термическая обработка сплава производится в магнитном поле. Магнитные усилители напряжения

Продолжение таблицы 6.1

Обозначение	Химический состав, в %							Данные, характеризующие магнитные и физические свойства						Состояние производства (по данным на 1956 г.) и область применения	
	Ni	Fe	Mo	Cu	Co	V	Cr	μ_p	$\mu_{\text{макс}}$	H_c	B_s	B_r	Точка Кюри, °C		Удельное сопротивление, Ом·мм ² /м
ПУ 65	65	35						12 500	300 000	0,016	1,3	1,15			Сплав разрабатывается. Термическая обработка сплава производится в магнитном поле
ПУ 78	78	22						6 000	40 000	0,04	0,8		570	0,22	Производство сплава освоено. Трансформаторы, дроссельные катушки.
								7 000	50 000	0,048	0,9				
ПУ 78 М	79	16	4					11 000	40 000	0,036					Сплав разработан и подготавливается к освоению производства. Трансформаторы, дроссельные катушки, реле, магнитфоны
								22 000	110 000	0,016	10,85	420	0,55		

Продолжение таблицы 6.1

Обозначение	Химический состав, в %						Данные, характеризующие магнитные и физические свойства						Состояние производства (по данным на 1956 г.) и область применения		
	Ni	Fe	Mo	Cu	Co	V	Cr	μ_p	$\mu_{\text{макс}}$	H_c	B_s	B_r		Точка Кюри, °C	Удельное сопротивление, ом·мм ² /м
ПУ 76 Cu	76	17		5			2	9 000 11 000	55 000 60 000	0,026	0,7	0,35		0,47	Сплав производится производством. Трансформаторы, дроссельные катушки, реле, магнитные усилители Сплав разрабатывается. Трансформаторы, магнитные зонды и специальные применения Сплав разрабатывается. Термическая обработка сплава производится в магнитном поле
ПУ 5 Мо (супермаллой)	79	15	5					85 000	670 000	0,0032			420	0,50	
ПУ 1	43	34			23			12 000	170 000	0,02	1,4	1,05			

Обозначение	Химический состав, в %						Данные, характеризующие магнитные и физические свойства						Состояние производства (по данным на 1956 г.) и область применения		
	Ni	Fe	Mo	Cu	Co	V	Cr	μ_p	$\mu_{\text{макс}}$	H_c	B_s	B_r		Точка Кюри, °C	Удельное сопротивление, ом·мм ² /м
50 Co (пермендюр)		50			50			100 400	1 900	4	2,4		960		Слав разра- ботан и подго- тавляется к освоению про- изводством. Мембраны
CV (VP) v — пермен- дюр	49				49	2		1 000	3 600	1,2 до 2,4	2,4	0,93	900	0,27	Производство сплава освоено. Мембраны, спе- циального при- менения

μ_p — начальное значение магнитной проницаемости;

B_s — индукция магнитного насыщения, вб/м²;

$\mu_{\text{макс}}$ — максимальное значение магнитной проницаемости;

B_r — остаточная индукция, вб/м²;

H_c — значение коэрцитивной силы, а/с.м.

Примечание: Измерение магнитных свойств материалов произведено баллистическим методом.

материалов можно сравнительно легко путем прокатки получить очень тонкие листы, имеющие толщину до 0,03 мм, а в некоторых случаях и меньше, что очень важно при применении этих материалов на высоких частотах.

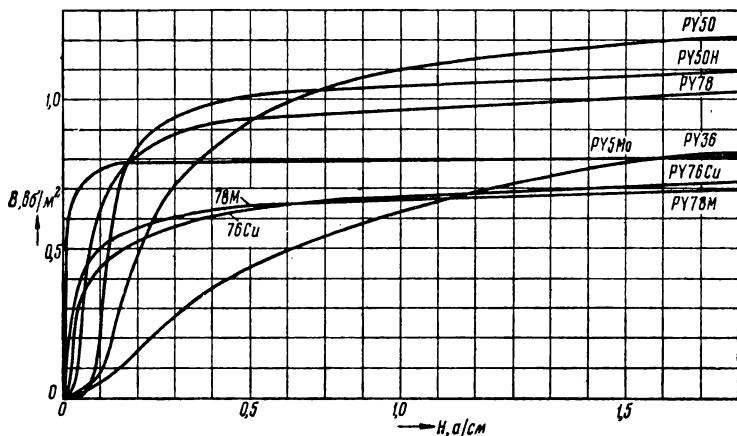


Рис. 6.16. Кривые намагничивания ферромагнитных сплавов, которые производятся в Чехословакии.

6.5. ОПРЕДЕЛЕНИЕ МАГНИТНЫХ СВОЙСТВ МАТЕРИАЛОВ

При проектировании магнитных усилителей перед конструктором встает вопрос, как практически определить магнитные свойства данного материала. Заводские данные о материале часто не соответствуют эксплуатационным данным, поэтому периодически следует производить проверку магнитных свойств материала. Это важно не только при проведении исследовательских работ и при производстве опытных образцов, но и при серийном производстве магнитных усилителей. Проверка магнитных свойств материала необходима потому, что работа магнитных усилителей определяется магнитными свойствами материала магнитопровода в значительно большей степени, чем, например, у трансформаторов или электрических машин. Поэтому при применении материалов в магнитных усилителях обычно не достаточно определить только величину активных потерь. Необходимо также, по меньшей мере, иметь сведения о форме кривой намагничивания. В магнитных усилителях необходимо, чтобы магнитные свойства

обоих реакторов полностью совпадали. Материалы измерений в этих случаях используются для распределения сердечников на группы с одинаковой кривой намагничивания.

6.5.1. Измерения магнитных свойств материала на постоянном токе

В качестве основного прибора для снятия симметричных петель гистерезиса и кривых намагничивания на постоянном токе применяется баллистический гальванометр или флюксметр.

Оба прибора показывают бросок тока, вызванный изменением магнитного потока в измерительной катушке. Теория этих приборов описана в литературе и здесь подробно не рассматривается. Для измерения кривых намагничивания более удобен флюксметр, так как, во-первых, на шкале флюксметра легче читаются измеренные значения, а, во-вторых, его показания не зависят от периода, в течение которого через прибор проходит импульс тока. При измерении кривых баллистическим гальванометром необходимо учитывать время прохождения импульса тока — оно должно быть намного меньше постоянной времени прибора, иначе баллистический гальванометр дает ошибочные показания.

Сложность схемы и методика измерений зависят как от измеряемого материала, так и от точности, с которой проводится измерение. При особо точных измерениях применяются кольцевые сердечники нормализованных размеров. Эти размеры, однако, нельзя выдержать в тех случаях, когда измерения производятся при определенных типах сердечников для разных исполнений магнитных усилителей. Для точного выяснения магнитных свойств материала отношение между внешним и внутренним диаметрами должно быть близко к единице, в противном случае распределение магнитного потока получается неравномерным, часть магнитопровода, которая находится ближе к центру, насыщается раньше, что увеличивает погрешности.

Для измерений магнитных свойств материала на кольцо наматываются две обмотки; одна обмотка служит для намагничивания образца, а другая, называемая баллистической, предназначена для измерений и присоединяется к флюксметру. Устройство для измерения изображено на рис. 6.17. К источнику постоянного тока подключен двухполюсный переключатель, меняющий направление тока,

и амперметр, по показаниям которого подсчитывается напряженность магнитного поля в образце. Для расчета нужно знать число намагничивающих витков и среднюю длину магнитной цепи. Величина индукции определяется по показаниям флюксметра, который обычно устроен так, что одно деление соответствует $1 \cdot 10^{-4}$ или $1,5 \cdot 10^{-4}$ вебер-витков (10 000 или 15 000 мксвелл-витков). Зная число витков баллистической обмотки и поперечное сечение кольца, легко определить величину индукции, соответствующую данному показанию флюксметра. Масштаб флюксметра нельзя изменить путем включения сопротивления последовательно в цепь флюксметра, но флюксметр можно шунтировать сопротивлением, подобранным таким образом, чтобы не изменить демпфирования прибора.

Трудность изготовления тороидального образца часто устраняется тем, что образец в виде стержня или ленты, свойства которого измеряются, закрепляется в ярме из магнитномягкого материала. Поток в таком

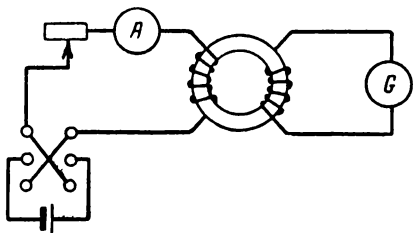


Рис. 6.17. Схема для измерений магнитных свойств материала с помощью баллистического гальванометра или флюксметра.

устройстве измеряется таким же образом, как в кольце, причем измерительная катушка должна быть плотно намотана на испытуемый образец. Напряженность магнитного поля, вычисленная по значению тока намагничивания в этом случае не точно соответствует действительности, так как измеренный ток намагничивания создает поле не только в образце, а и в ярме с воздушными зазорами, которые возникают в местах соприкосновения образца с ярмом. Эти погрешности можно учесть расчетом, либо при эксперименте, применяя метод электрической или магнитной компенсации. Наиболее точно напряженность поля может быть измерена при помощи ленты (пояса) Роговского. Пояс Роговского представляет собой катушку постоянного сечения, равномерно навитую на упругую ленту из изоляционного материала, концы пояса присоединяются к измеряемому образцу. Оба конца обмотки присоединены к флюксметру, показания которого пропорциональны напряженности магнитного поля H .

6.5.2. Измерения магнитных свойств материала на переменном токе

Для измерений магнитных свойств материала сердечников магнитных усилителей, намагничиваемых переменным током, целесообразно применять такие методы измерения, которые дают динамическую петлю гистерезиса или же кривую намагничивания, измеренную на переменном токе.

1. Характеристику намагничивания можно с достаточной большой степенью точности снять обычными измерительными приборами. При этом, однако, нужно учесть, что кривые тока и напряжения имеют несинусоидальную форму. Схема измерения изображена на рис. 6.18. В качестве образца применяется либо тороидальный сердечник из

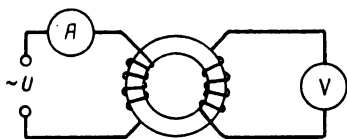


Рис. 6.18. Схема для снятия кривой намагничивания при помощи амперметра и вольтметра.

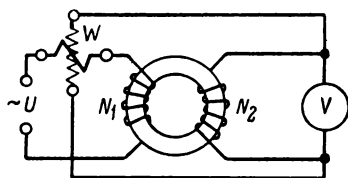


Рис. 6.19. Схема для измерения удельных потерь материала.

материала, свойства которого измеряются, либо сердечник, который должен применяться для производства данного типа магнитных усилителей. На сердечник должно быть намотано две обмотки, одна из которых присоединяется прямо к измерительному прибору (вольтметру). В этом случае должны применяться приборы с выпрямителями, отклонение стрелки которых соответствует средней величине выпрямленного напряжения, пропорциональной амплитуде колебаний магнитного потока. При применении этих приборов для определения средних значений напряжений или токов, имеющих несинусоидальную форму, возникают ошибки, вызываемые нелинейностью выпрямителя. Эти ошибки можно уменьшить повышением напряжения на выпрямительном мостике и присоединением очень большого сопротивления на вход измерительной системы. При этом ограничивается величина минимального напряжения, которую можно измерить прибором. Иногда на вход выпрямительного моста включается небольшой повышающий трансформатор.

При этих измерениях целесообразнее применять германиевые диоды, а не селеновые или купроксные выпрямители. Величины магнитного потока и магнитной индукции вычисляются по данным измерений на основании законов индукции.

2. Для измерения потерь в данном материале включается ваттметр по схеме, приведенной на рис. 6.19. Удельные потери подсчитываются по выражению

$$\Delta p = \frac{N_2}{N_1 G} \left(a - \frac{U_2^2}{R} \right),$$

где Δp — удельные потери, *вт/кг*;

N_1 — число витков намагничивающей обмотки;

N_2 — число витков вторичной обмотки;

G — вес материала образца, *кг*;

a — показание ваттметра, *вт*;

U_2 — напряжение на катушке напряжения ваттметра;

R — активное сопротивление цепи напряжения ваттметра.

Магнитная индукция в данном случае определяется по показаниям вольтметра, присоединенного параллельно обмотке напряжения ваттметра.

Для получения большой точности измерений необходимо пользоваться ваттметром, предназначенным для измерения малых значений мощности и не содержащим железа, так как измеряемые токи, в основном, несинусоидальны.

На точность измерения значительное влияние оказывает форма кривой напряжения, применяемого для намагничивания сердечников, параметры которых определяются. При несинусоидальной форме кривой этого напряжения форма кривой магнитного потока в сердечнике также будет несинусоидальной и величина тока намагничивания будет несколько увеличиваться. Влияние искажения синусоидальной формы кривой напряжения незначительно, если это искажение меньше 10%. Нужно иметь в виду, что при большом внутреннем сопротивлении источника тока или при большом сопротивлении токовых катушек измерительных приборов, искажение синусоидальной формы кривой напряжения на намагничивающей обмотке может возникнуть и при синусоидальном напряжении под влиянием падения напряжения, вызванного током намагничивания, имеющим несинусоидальную форму.

6.5.3. Измерения магнитных свойств материала при одновременном намагничивании

В магнитных усилителях сердечники намагничиваются одновременно переменным и постоянным токами. Как было показано выше, форма кривой намагничивания в этих случаях несимметрична. Несимметрична также и петля гистерезиса, т. е. часть петли гистерезиса, находя-

щаяся в области отрицательных значений H , не равна части петли, находящейся в области положительных значений H . Форма петли гистерезиса соответствует движению рабочей точки, как это видно, например, из осциллограмм, приведенных на рис. 2.19, д. Схемы для снятия кривой намагничивания в режиме одновременного намагничивания приведены на рис. 6.20, а и б. Как видно из схемы, при измерении эффективного или среднего значения величины магнитодвижущей силы необходимо для постоянного намагничивания применять отдельную

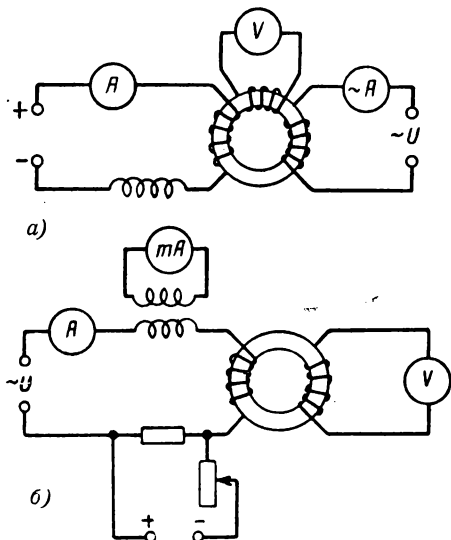


Рис. 6.20. Схема для снятия кривой намагничивания при наличии постоянной составляющей магнитного потока:

а — измерение средних значений тока намагничивания; б — измерение максимальных значений тока намагничивания.

специальную обмотку, чтобы можно было разделить постоянную и переменную составляющие тока намагничивания. Удельные потери при подмагничивании постоянным током можно измерить по схеме, приведенной на рис. 6.21. Магнитоэлектрический амперметр в цепи токовой обмотки ваттметра показывает среднюю величину постоянного тока намагничивания.

Труднее измерить величину постоянной составляющей потока, которая зависит от постоянной составляющей тока намагничивания. Произвести непосредственное измерение потока флюксметром невозможно, так как обмотки флюкс-

метра, включенного в цепь постоянного тока, являлись бы короткозамкнутой цепью. Поэтому при таких измерениях применяются два совершенно одинаковых сердечника, которые включаются, также как и в случае параллельного

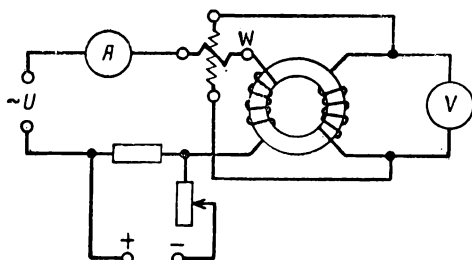


Рис. 6.21. Схема для измерения потерь при одновременном намагничивании.

включения силовых катушек магнитных усилителей. Схема такого соединения приведена на рис. 6.22. Величина переменной составляющей в цепи флюксметра ограничивается тем, что напряжения, индуцированные катушками переменного тока, в этой цепи направлены встречно. Изме-

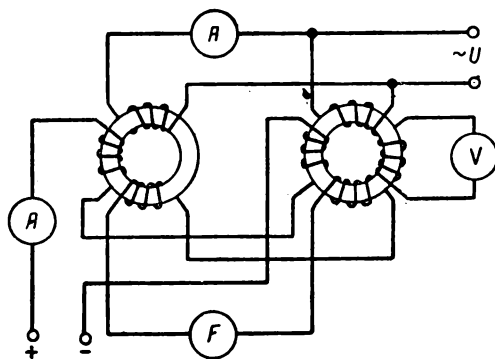


Рис. 6.22. Схема для измерения величины постоянной составляющей потока.

рение постоянной составляющей потока производится путем изменения направления постоянного тока в управляющей обмотке или при быстром его изменении. В этом случае вводится поправка, учитывающая пределы изменения постоянного тока. Величина переменной МДС определяется по показаниям амперметра, включенного в одну из

параллельных ветвей рабочей обмотки. Для избежания погрешностей в показаниях этого прибора, нужно, чтобы полные сопротивления как управляющей обмотки, так и баллистической цепи были значительно большими, чем полное сопротивление параллельно соединенных ветвей рабочей обмотки.

6.5.4. Измерение магнитных величин при помощи электронного (катодного) осциллографа

Для быстрого и непосредственного снятия петли гистерезиса (с несколько меньшей точностью) можно использовать электронный катодный осциллограф. Так как собственное потребление катодного осциллографа очень мало, то измерения можно проводить на малых образцах. Осциллограф должен иметь усилители как вертикальной, так и

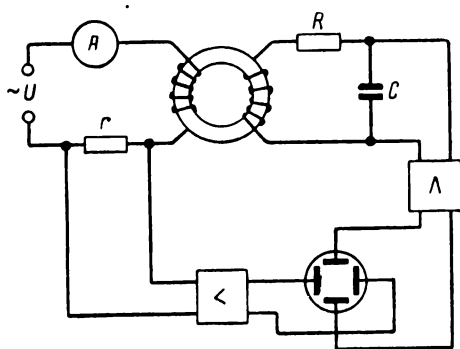


Рис. 6.23. Схема для снятия петли гистерезиса при помощи электронного осциллографа.

горизонтальной разверток. Для получения нужной точности в измерениях необходимо, чтобы фазовые искажения усилителей были незначительны при частоте, значительно большей, чем частоты, на которых производятся измерения. Схема такого измерения представлена на рис. 6.23. Последовательно с обмоткой намагничива-

ния включено активное сопротивление r , с которого снимается напряжение, пропорциональное току намагничивания. Это напряжение подается на усилитель горизонтальной развертки. В другой обмотке испытуемого сердечника индуцируется напряжение, пропорциональное производной измеряемого магнитного потока. Для того чтобы на экране получилась кривая, пропорциональная магнитной индукции, это напряжение нужно предварительно проинтегрировать. Интегрирование производится интегрирующим контуром, который состоит из конденсатора C и последовательно включенного с ним активного сопротивления R . Для точной работы интегрирующего контура необходимо, чтобы актив-

ное сопротивление было, по крайней мере, в пятьдесят раз больше чем $\frac{1}{\omega C}$. При частоте 50 гц и входном сопротивлении усилителя, большем чем 0,5 Мом, достаточно хорошие результаты получаются при интегрирующем контуре, состоящем из конденсатора $C=0,5$ мкф и сопротивления $R=300$ ком.

Рассматриваемый способ позволяет увидеть на экране четкие петли гистерезиса. Если на экране виден ряд замкнутых петель, то это означает, что имеется ошибка в фазе напряжения на вертикальных или горизонтальных пластинах осциллографа. Причиной этого является или несовременное интегрирование или фазовые искажения в усилителе.

Для измерения абсолютных значений токов намагничивания осциллограф нужно отградуировать, что осуществляется путем приложения к его пластинам синусоидального напряжения известной величины. Активные потери в исследуемом образце определяются измерением площади петли гистерезиса. Удельные потери можно вычислить по формуле

$$\Delta p = \frac{fabS}{10\gamma},$$

где Δp — удельные потери, вт/кг;

a — масштаб магнитной индукции, $\frac{вб/м^2}{см}$;

b — масштаб напряженности магнитного поля, $\frac{ав/см}{см}$;

S — площадь петли ($см^2$);

γ — удельный вес измеряемого материала, г/см³;

f — частота, гц.

6.5.5. Измерение магнитных свойств материала с помощью механических выпрямителей

Точность измерений переменных электрических величин несинусоидальной формы часто ограничивается нелинейностью выпрямителя. Поэтому для подобных измерений (например, для точных измерений магнитных свойств материалов) применяются механические выпрямители, сопротивление которых в прямом направлении незначительно, а в обратном направлении практически бесконечно. Существует несколько способов механического выпрямления:

1. С использованием контактов поляризованных реле. В течение доли периода контакты поляризованного реле

замкнуты постоянно. Переход контакта из одного положения в другое практически происходит в момент изменения фазы тока, питающего катушку реле.

2. С применением щетки, которая приводится во вращение синхронным двигателем и при этом периодически замыкает и размыкает цепь. Этот способ путем изменения положения щеток дает возможность точно установить фазу и период замыкания.

При снятии кривых намагничивания или петель гистерезиса применяются магнитоэлектрические приборы. Период замыкания контактов устанавливается равным поло-

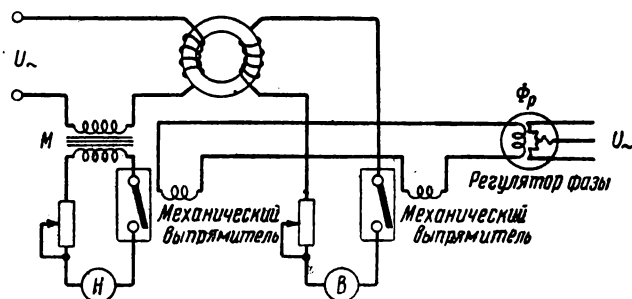


Рис. 6.24. Схема для снятия петли гистерезиса при помощи механических выпрямителей.

вине периода частоты, питающей сети переменного тока, и при одновременном измерении B и H момент замыкания у обоих выпрямителей должен совпадать. Схема для снятия кривых намагничивания сердечников или тороидальных образцов представлена на рис. 6.24. Для измерения свойств образцов, представляющих собой полосы стали, применяется приспособление, состоящее из ярма с зажимами, схема которого представлена на рис. 6.25. Величина магнитодвижущей силы в этом устройстве определяется с помощью соленоида, помещенного между исследуемыми образцами, концы которых присоединены через механический выпрямитель к измерительному прибору.

При применении механических выпрямителей возможно определить мгновенные значения B и H по кривым $\frac{dB}{dt}$ и $\frac{dH}{dt}$ и, таким образом, построить петлю гистерезиса.

Кривые магнитной индукции B и напряжения U , индукти-

рованного в цепи с механическим выпрямителем, могут быть выражены в виде

$$B = F(\omega t) = -F(\omega t + 180^\circ),$$

$$U = k_1 \frac{dB}{dt} = k_1 F'(\omega t).$$

Так как контакт механического выпрямителя замыкается в момент времени t_1 и остается замкнутым в течение половины периода (180°), то угол отклонения стрелки прибора с поворотной катушкой α , присоединенного к механическому выпрямителю, будет

$$\alpha = k \int_{\omega t_1}^{\omega t_1 + 180^\circ} U d(\omega t) = k \int_{\omega t_1}^{\omega t_1 + 180^\circ} F'(\omega t) d(\omega t) = k [(\omega t_1 + 180^\circ) - F(\omega t_1)] = -2kF(\omega t_1).$$

Коэффициентом k учитывается сопротивление цепи и чувствительность прибора. Отклонение стрелки прибора пропорционально величине магнитной индукции в момент включения механического выпрямителя. Этот момент можно легко менять. Описанные методы можно применять только при измерении периодических величин, не содержащих четных гармоник, следовательно использовать этот способ при одновременном намагничивании нельзя. Если выпрямленные напряжения приложить к самопишущему прибору, составленному из двух магнитоэлектрических измерительных приборов, то можно непосредственно записать динамическую петлю гистерезиса.

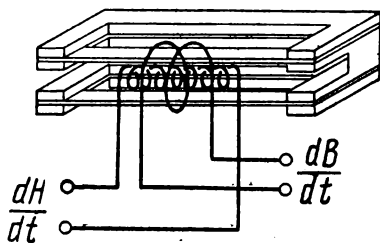


Рис. 6.25. Приспособление для измерения петли гистерезиса образцов в виде полосы при помощи механического выпрямителя.

ЛИТЕРАТУРА.

1. R. M. Bozorth. Ferromagnetism. D. Van Nostrand Co., 1951.
2. F. Brailsford. Magnetic materials. Mathven a. Co., London, 1948.
3. Z. Tischer. Magneticky měkké materiály na základe barevných kovů. Slaboproudý obzor, 1958, с. 5.
4. Broz. Základy magnetických merení. C SAV, 1953.
5. Fröhlich. Ferromagnetische Merkmstoffe der Elektrotechnik. Verlag Technik, 1952.
6. G. H. Cole. Grain-oriented iron-silicon alloys. Elec. Engineering, 1953, v. 72, N 5.
7. Z. Tischer. Vyjádření pravoúhlosti u magneticky mekkých materiálů. Slaboproudý obzor, 1958, с. 10.

ГЛАВА СЕДЬМАЯ

ВЫПРЯМИТЕЛИ

Одним из важнейших элементов магнитных усилителей, особенно усилителей с внутренней обратной связью, являются выпрямители. Сопротивление выпрямителя при прохождении тока в одном направлении так называемом

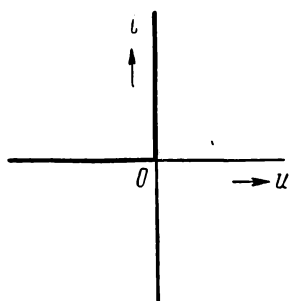


Рис. 7.1. Зависимость между напряжением и током в идеальном выпрямителе.

прямом относительно невелико, и поэтому при прохождении тока в этом направлении на выпрямителе возникает сравнительно небольшое падение напряжения. В противоположном, обратном, направлении сопротивление выпрямителя намного больше и ток в выпрямителе даже при значительном обратном напряжении весьма мал.

Если такой элемент включен в электрическую цепь, то он пропускает ток только в одном направлении, т. е. выпрямляет его. Зависимость между напряжением и током выпрямителя представлена на рис. 7.1.

На этом рисунке приведена характеристика идеального выпрямителя, прямое сопротивление которого равняется нулю, а обратное сопротивление очень велико. Поэтому обратный ток считается равным нулю при любой величине обратного напряжения*. Реальные выпрямители имеют характеристики, несколько отличающиеся от приведенной на рис. 7.1.

* Если это напряжение не превосходит предельного пробивного напряжения. (Прим. ред.).

7.1. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ

Действие полупроводниковых выпрямителей основано на том, что величина сопротивления слоя между проводником и полупроводником или между двумя полупроводниками разного типа зависит от направления тока. В схемах с магнитными усилителями применяются полупроводниковые выпрямители следующих типов: селеновые, купроксные и германиевые*.

7.1.1. Селеновые выпрямители

Селеновый выпрямитель представляет собой железный или алюминиевый диск (шайбу), на который нанесен тонкий слой определенной кристаллической модификации селена. В селеновом слое допускаются только следы отдельных примесей. Ток к слою селена подводится по тонкому слою металлического сплава, нанесенному на селен напылением.

Температура плавления сплава, нанесенного на селен, невысока. Слой напыленного сплава представляет собой хороший проводник, а селен является полупроводником. Выпрямление происходит на границе между слоями металла и селена. Характеристика селенового выпрямительного элемента приведена на рис. 7.2.

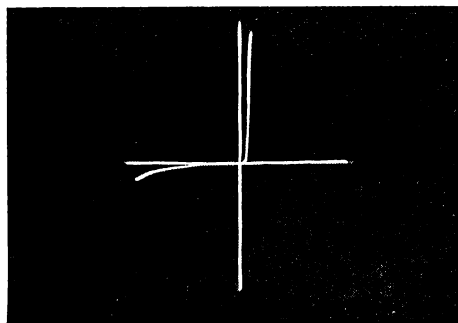


Рис. 7.2. Характеристика селенового выпрямительного элемента.

Она заметно отличается от характеристики идеального выпрямителя. Предельная плотность тока на селеновых выпрямительных элементах составляет приблизительно от 30 до 50 ма/см^2 и зависит от величины шайб и способа охлаждения. При больших значениях нагрузки нагрев выпрямителя становится недопустимым, так как при нагреве выпрямителя выше 70°C возникает опасность его пробоя. Величина

* В настоящее время получают распространение и кремниевые выпрямители, которые имеют ряд преимуществ перед выпрямителями других типов. (Прим. ред.)

обратного напряжения на выпрямителе не должна превосходить 20—35 в в зависимости от величины элементов и технологии их изготовления. При дальнейшем повышении обратного напряжения обратный ток очень быстро увеличивается, ухудшается выпрямление, что приводит к увеличению потерь и нагреву выпрямителя. Если обратное напряжение на элементе оказывается выше допустимого значения, то несколько элементов соединяются последовательно. Общее допустимое обратное напряжение приблизительно равно сумме допустимых значений обратных напряжений на отдельных выпрямительных элементах. При этом характеристики этих элементов должны быть по возможности одинаковыми. Так как характеристики отдельных элементов могут значительно отличаться друг от друга, то необходим специальный подбор выпрямительных элементов по характеристикам. Обратное напряжение на элементах распределяется пропорционально их обратному сопротивлению, и поэтому при последовательном соединении выпрямительные элементы с большим обратным сопротивлением могут быть перегружены по напряжению. В зависимости от величины прямого тока применяются элементы разных размеров. При значительных токах несколько элементов соединяются параллельно; ток между элементами распределяется обратно пропорционально их прямому сопротивлению. При параллельном соединении выпрямительные элементы должны быть специально подобраны с одинаковыми характеристиками, так как в противном случае некоторые из них будут перегружены по току. Данные выпрямительных элементов, изготавливаемых в Чехословакии, приведены в табл. 7.1.

Селеновые выпрямители очень чувствительны к влиянию окружающей среды. Их необходимо оберегать от воздействия химически активных газов. Особенно вредное действие оказывают на селеновые выпрямители ртутные пары. Для защиты выпрямительных элементов от воздействия химически активных сред их пропитывают парафином, покрывают специальными лаками или погружают в масло, в противном случае выпрямители быстро изменяют свою характеристику, стареют. Это старение при применении выпрямителей в магнитных усилителях очень нежелательно, так как оно заметно влияет на характеристики усилителей. Характеристика выпрямителей сильно зависит также и от температуры. При очень низкой температуре селеновые выпрямители практически непригодны,

так как при такой температуре прямое сопротивление значительно увеличивается и заметно снижается допускаемое обратное напряжение.

7.1.2. Купроксные выпрямители

Принцип действия купроксных выпрямителей тот же, что и селеновых. В купроксных выпрямителях выпрямление происходит на границе между медью и слоем окиси меди, контакт с которой осуществляется при помощи свинцовой шайбы, прижатой к слою окиси меди. Сборка столбиков производится на заводе-изготовителе, переборка их нежелательна, так как при этом трудно сохранить установленное давление, а изменение его соответственно изменяет прямое сопротивление выпрямителя.

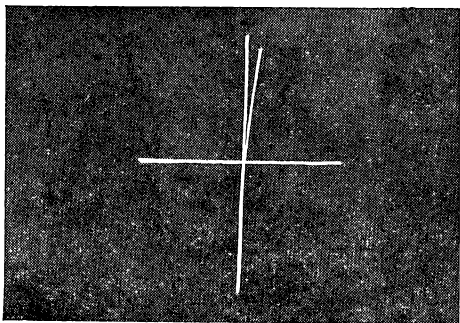


Рис. 7.3 Характеристика купроксного выпрямителя.

Характеристика купроксного выпрямителя представлена на рис. 7.3. Допускаемое обратное напряжение на купроксных выпрямительных элементах ниже, чем на селеновых. Максимальное допустимое значение его составляет 8—10 в. Величина обратного сопротивления купроксного выпрямителя стабильнее, чем у селенового выпрямителя.

Характеристика купроксного выпрямителя сильно зависит от температуры; при температуре выше 50—60°С его обратный ток увеличивается настолько, что нормальная работа выпрямителя становится затруднительной.

7.1.3. Германиевые выпрямители

В германиевых выпрямителях выпрямление происходит либо на границе между металлом и кристаллом германия (процесс тогда ничем не отличается от процессов в выше описанных типах полупроводниковых выпрямителей), либо между двумя слоями кристаллического германия, каждый из которых содержит следы дополнительных элементов, которые образуют разные виды проводимости в обоих слоях. Германиевые выпрямители обладают крупными достоин-

ствами, и технология их производства непрерывно улучшается. Характеристика одного из типов германиевых выпрямителей, изготовляемого в Чехословакии, представлена на рис. 7.4. Эти выпрямители отличаются большими величинами обратного сопротивления и допускаемого обратного напряжения. Некоторые типы германиевых выпрямителей выполняются в герметических корпусах, вследствие чего они не чувствительны к воздействию химически активных сред. Характеристики открытых выпрямителей в определенной (довольно значительной) мере зависят от температуры и освещения. Данные германиевых выпрямителей, которые производятся в Чехословакии, приведены в табл. 7.2.

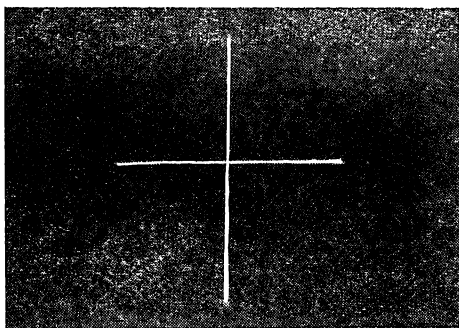


Рис. 7.4. Характеристика германиевого выпрямителя.

Таблица 7.2

А. Германиевые выпрямители с точечным контактом

Тип	U_p , в	U_{\max} , в	i_{\min} , ма	$i_{l=}$, ма	$i_{l\max}$, ма	$i_{l\text{нмп}}$, ма	$i_{2\max}$, ма/в	Цвет полоски
1NN40	20	—	5	—	—	—	0,1/10	Белая
2NN40	50	—	2,5	50	150	500	1,6/50	Желтая
3NN40	60	75	5	50	150	500	0,8/50	Голубая
4NN40	85	120	4	40	150	500	0,833/50	Зеленая
5NN40	100	120	3	30	100	500	0,625/100	Красная

Б. Плоскостные германиевые выпрямители

Тип	$U_{\text{эф}}$, в	U_{\max} , в	$i_{l\min}$, ма	$i_{l=}$, ма	$i_{2\max}$, ма/в	$\Delta p, \text{вт}$	$t, ^\circ\text{C}$	$f, \text{кГц}$
03NP40	10	36	500	450	3/30	0,3	50	100
05NP40	16	60	400	400	2/50	0,3	50	100
1 NP40	30	110	350	350	1,5/100	0,3	50	100
2 NP40	60	210	300	300	0,7/200	0,3	50	100
03NP50	10	36	1000	750	3/30	0,3	50	100
05NP50	16	60	800	650	2/50	0,3	50	100
1 NP50	30	110	700	650	1,5/100	0,3	50	100
2 NP50	60	210	600	550	0,7/200	0,3	50	100

В табл. 7.2. обозначено:

U_p — предельная величина рабочего обратного напряжения;

$U_{\text{макс}}$ — наибольшее допустимое (предельное) значение обратного напряжения;

$i_{\text{мин}}$ — ток в прямом направлении при напряжении 1 в на выпрямителе;

$i_{1=}$ — выпрямленный выходной ток при длительной работе выпрямителя;

$i_{1\text{макс}}$ — максимальное значение выпрямленного тока;

$i_{1\text{имп}}$ — предельное значение допустимого импульса тока;

$i_{2\text{макс}}$ — обратный ток при данном напряжении;

$U_{\text{эф}}$ — эффективное значение рабочего переменного напряжения;

$i_{1\text{мин}}$ — ток в прямом направлении при напряжении 0,5 в на выпрямителе;

Δp — допускаемые потери;

t — максимальная температура выпрямителя;

f — максимальная рабочая частота.

7.2. ИОННЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ

Действие этих выпрямителей основано на несимметричности характеристики зажигания дуги и разряда в сильно разреженном газе. Если для зажигания дуги при одном направлении тока требуется разность потенциалов, равная, например, 10 в, а при противоположном направлении тока для зажигания дуги необходима разность потенциалов, например, 1000 в, то при условии, что величина амплитуды подведенного переменного напряжения лежит между этими значениями, будет происходить выпрямление тока.

Несимметричная характеристика зажигания чаще всего создается путем накаливания одного из электродов — катода. Накаленный катод испускает в окружающее пространство электроны в таком количестве, что разряд возникает сравнительно легко. Второй электрод — анод — остается холодным и электронов не испускает. Если потенциал анода выше потенциала катода на величину, достаточную для поддержания разряда, то ток проходит через выпрямитель. Если разность между потенциалами анода и катода ниже величины, необходимой для поддер-

жания разряда, то ток не проходит через выпрямитель. Выпрямители заполняются либо разреженным инертным газом — аргонем, либо парами ртути. Величина падения напряжения в прямом направлении почти не зависит от величины прямого тока (рис. 7.5). Накал катодов выпрямителей на небольшие токи (примерно до 10 а) обычно осуществляется с помощью отдельной цепи накала. Величина прямого тока в выпрямителях не должна превосходить определенной величины.

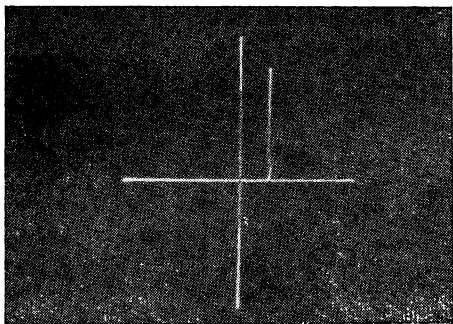


Рис. 7.5. Характеристика ионного выпрямителя.

При больших токах применяются так на-

зываемые ртутные выпрямители, в которых при зажигании возникает катодное пятно, представляющее собой разогретый участок поверхности ртути, эмиттирующий значи-

тельное количество электронов. Катодное пятно образуется при разрыве тока зажигания и поддерживается вспомогательным электродом возбуждения. Величина обратного тока в этих выпрямителях очень мала и зависит от величины прямого тока и конструкции выпрямителя.

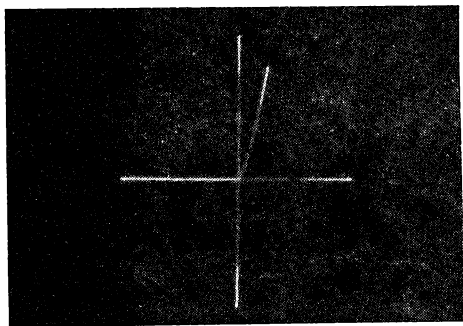


Рис. 7.6. Характеристика вакуумного электронного выпрямителя.

Величина обратного тока лежит в пределах от нескольких микроампер в небольших

выпрямителях, до десятков миллиампер в больших ртутных выпрямителях, имеющих номинальный ток сотни ампер. Обратное напряжение не должно превышать допускаемой величины, в противном случае может возникнуть

разряд в обратном направлении, т. е. так называемое обратное зажигание.

При высоких напряжениях и небольших токах применяются вакуумные электронные выпрямители с накаливаемым катодом и холодным анодом. В вакуумных приборах падение напряжения, зависит от величины прямого тока. Характеристики этих выпрямителей представлены на рис. 7.6. Максимальная величина тока ограничивается эмиссионной способностью катода.

Для магнитных усилителей наиболее подходящими являются полупроводниковые выпрямители, они не требуют дополнительных цепей, просты и надежны в работе. Их недостатком является относительно большой обратный ток, величина которого, впрочем, в современных германиевых выпрямителях значительно уменьшена.

ЛИТЕРАТУРА

1. S. Vogt. Trockengleichrichter insbesondere Selengleichrichter. Elektrotechnik und Maschinenbau, 1958, VII, S. 14.
2. Rusa, Kriz. Výkonné polovodičové usměrňovače a jejich užití průmyslu. Elektrotechnický obzor, 1958, VIII, с. 8.
3. Frank, Vinopal. Kremikové plošné usměrňovače. Slaboproudý obzor, 1958, X, с. 10.

ГЛАВА ВОСЬМАЯ

КОНСТРУКЦИЯ МАГНИТНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

По конструкции магнитные усилители можно разделить на две группы. К первой группе относятся усилители с тороидальными сердечниками. Вторую группу составляют магнитные усилители с сердечниками из штампованной или полосовой электротехнической стали.

Технология изготовления магнитных усилителей этих двух групп различна. При этом технология изготовления усилителей второй группы во многом сходна с технологией производства трансформаторов.

8.1. МАГНИТНЫЕ УСИЛИТЕЛИ С ТОРОИДАЛЬНЫМИ СЕРДЕЧНИКАМИ

Тороидальные сердечники изготавливаются двумя способами. По одному из этих способов сердечники собираются из штампованных колец (шайб). Материал для изготовления этих колец должен быть изотропным, т. е. обладать одинаковыми магнитными свойствами во всех направлениях. Многие высококачественные материалы этому требованию не удовлетворяют. Кроме того, при штамповке колец неизбежны значительные отходы материала магнитопровода, который дорого стоит. Поэтому тороидальные сердечники чаще изготавливаются вторым способом из ленточного магнитного материала. Ниже рассматривается изготовление тороидальных сердечников по второму способу.

Как уже было отмечено в главе о магнитных материалах, при изготовлении сердечников необходимо следить за тем, чтобы отдельные слои ленты во избежание вихревых токов были электрически изолированы друг от друга. Так как сердечник проходит термическую обработку в намотанном виде, то изоляция между слоями ленты должна быть устойчивой по отношению к высоким температурам

отжига. Этому требованию, например, удовлетворяет порошок из магнезии, который наносится на ленту резиновым валиком при намотке сердечника. Для облегчения нанесения порошка на ленту магнезию растворяют в воде. В том случае, когда термической обработке в печи подвергается тороид вместе с оправкой, на которую наматывается лента, необходимо, чтобы коэффициент теплового расширения оправки приблизительно равнялся коэффициенту расширения ленты.

Тороидальный сердечник после термической обработки очень чувствителен к механическим повреждениям. Поэто-

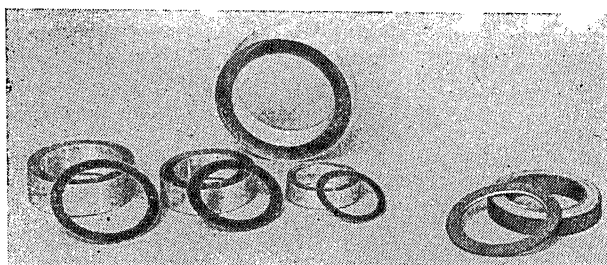


Рис. 8.1. Контейнеры для тороидальных сердечников.

му его нельзя пропитывать (полностью или частично) каким-либо компаундом или подобным ему веществом, так как коэффициент расширения компаундирующих материалов существенно отличается от коэффициента расширения материала сердечника. При заливке сердечника каким-либо веществом, подобным смоле, материал сердечника подвергается растяжению и его магнитные свойства ухудшаются. Не рекомендуется также обматывать тороид изоляционной лентой, так как она не может предохранить сердечник от механических повреждений при его закреплении на станке и намотке на него катушки.

Тороидальные сердечники размещаются в кольцевых футлярах. Эти футляры, или контейнеры, как их часто называют, изготавливаются из какого-либо немагнитного металла или прессуются из пластмассы. Образцы подобных контейнеров показаны на рис. 8.1. Сердечники чаще всего устанавливаются на эластичных прокладках. Некоторые фирмы заливают сердечники в контейнерах специальной

жидкостью, которая не затвердевает, а превращается в студенистую массу и предохраняет сердечники от различных механических воздействий. Крышки контейнеров должны быть достаточно прочными, чтобы выдержать усилия, возникающие при намотке катушек. Только что описанный способ предохранения сердечников необходимо обязательно применять для сердечников из высококачественных магнитных материалов с высокой магнитной проницаемостью; в сердечниках же, изготавливаемых из кремнистых холоднокатаных сталей, применение контейнеров необязательно.

Намотка катушек на тороидальный сердечник производится на специальных намоточных станках. В этих стан-



Рис. 8.2. Станок для намотки тороидальных магнитных усилителей.

ках обмоточный провод предварительно наматывается на запасник кругового челнока, проходящего внутри сердечника. После того, как будет намотано достаточное количество провода на челнок, свободный конец этого провода прикрепляется к сердечнику. При повороте челнока провод перематывается на тороид. Механизм подачи, вращающий тороид во время намотки, может быть выполнен в виде челюстей, которые позволяют без перестановки тороида обмотать проводом $\frac{3}{4}$ его окружности. При другом способе

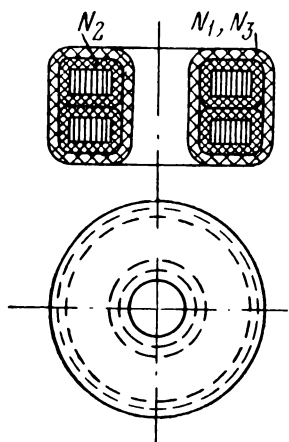


Рис. 8.3. Схема конструкции тороидального магнитного усилителя.

ствляется шелковой тканью, специальной изоляционной лентой или стеклянной тканью.

Конструктивно магнитный усилитель с тороидальными сердечниками чаще всего выглядит так, как показано на рис. 8.3. Рабочие обмотки усилителя намотаны на отдельных сердечниках, а обмотки управления, число витков которых обычно больше, чем число витков рабочих обмоток, охватывают оба сердечника с намотанными на них рабочими обмотками.

После окончания намотки усилитель снаружи обматывается изоляционной тканью и пропитывается. Пропитка выполняется обычным способом, необходимо лишь обеспечить, чтобы пропиточный состав не попадал в сердечник, так как это может привести к возникновению недопустимых напряжений в материале сердечника.

тороид зажимается тремя резиновыми роликами, при этом возможна непрерывная намотка катушки по всей окружности тороида.

На рис. 8.2 представлена фотография станка для обмотки тороидальных сердечников. Механические усилия, испытываемые изоляцией провода в катушках тороидов, значительно выше, чем в обычных катушках, и поэтому для намотки таких катушек нужно выбирать провода с высококачественной изоляцией. Если между отдельными витками может возникнуть высокое напряжение, то следует применять проволоку с эмаливой изоляцией, обмотанную одним-двумя слоями шелка. Изоляция между отдельными слоями витков осу-

Концы отдельных обмоток сердечника выводятся на внешнюю окружность тороида (рис. 8.4). У катушек, намотанных тонким проводом (менее 0,15 мм), выводы выполняются тонким медным многожильным канатиком, изоли-

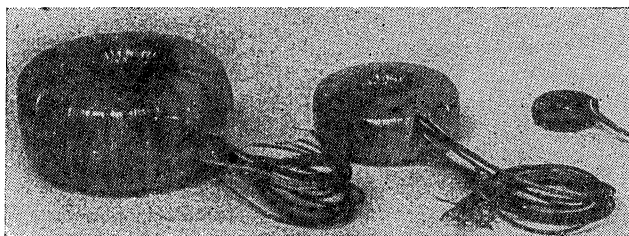


Рис. 8.4. Катушки тороидальных магнитных усилителей.

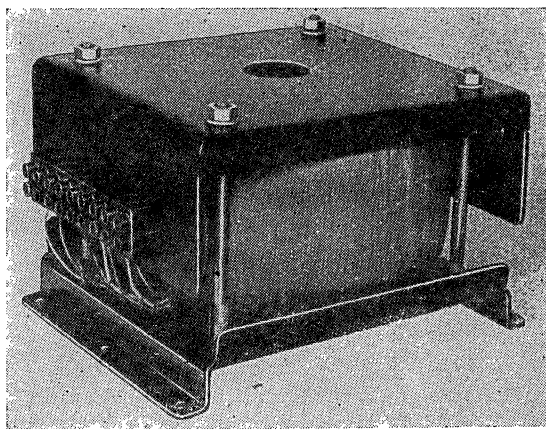


Рис. 8.5. Тороидальный магнитный усилитель в собранном виде.

рованным соответствующим образом. На рис. 8.4 приведена фотография некоторых типов тороидальных усилителей.

На рис. 8.5 приведена фотография магнитного усилителя с тороидальным сердечником. Клеммники в малых магнитных усилителях не устанавливаются. В больших магнитных усилителях применяются клеммники с зажимными винтами.

8.2. МАГНИТНЫЕ УСИЛИТЕЛИ С ШИХТОВАННЫМИ СЕРДЕЧНИКАМИ

Шихтованные (наборные) сердечники применяются в магнитных усилителях большой мощности или в усилителях малой мощности в случаях, когда не требуется весьма большого усиления по мощности. По сравнению с тороидальными сердечниками эти сердечники обладают преимуществом, которое заключается в простоте намотки катушек. Чаще всего для шихтованных сердечников применяется холоднокатаная кремнистая сталь, а для усилителей высокого качества — сплав, содержащий около 50% никеля.

Если сердечники магнитных усилителей изготавливаются из трансформаторной стали, то следует выбирать сталь, имеющую минимальные потери и кривую намагничивания с крутым коленом.

Холоднокатаная кремнистая сталь после термической обработки на заводе-изготовителе после резки и штамповки обязательно должна быть подвергнута восстановительному отжигу в нейтральной среде при температуре 800—870° С. Такой же восстановительный отжиг в большинстве случаев применяется и для горячекатаных трансформаторных сталей в случае их использования для сердечников магнитных усилителей.

Если сердечники изготавливаются из сплава железа с никелем, то пластины сердечника следует штамповать из неотожженного материала. Термическая обработка производится после штамповки и других видов механической обработки. Изоляция пластин из кремнистых сталей представляет собой чаще всего тонкую оксидную пленку, нанесенную на поверхность пластины. В этом случае возможно получить высокий коэффициент заполнения поперечного сечения сердечника активным железом. В тех случаях когда указанная изоляция отсутствует, листы стали покрывают изоляционными органическими лаками. Иногда в качестве изоляции применяется тонкая бумага. В этом случае не удастся обеспечить хороший коэффициент заполнения сердечника активным железом, и поэтому в настоящее время бумага в качестве изоляции применяется редко. При применении железо-никелевых сплавов изоляция между пластинами чаще всего осуществляется порошком магнезии, который предохраняет пластины от спекания при отжиге.

Для сердечников магнитных усилителей применяются

пластины различных типов. При использовании изотропных материалов можно применять пластины той же формы, что и для сердечников трансформаторов. Широко распространенный тип пластин показан на рис. 8.6. На этом же рисунке показан вид сверху на собранный из этих пластин дроссель насыщения.

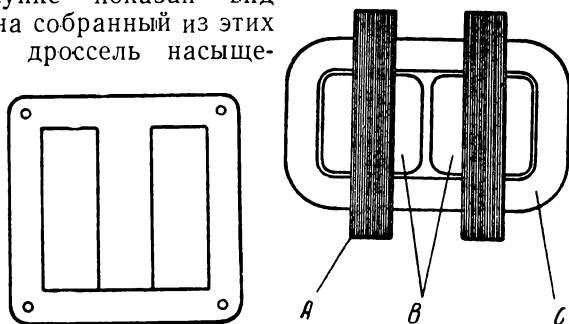


Рис. 8.6. Ш-образные пластины с просечкой и усилитель, собранный из пластин этого типа (вид сверху):

А—сердечники; В—рабочие обмотки; С—обмотки управления.

ния. Часто также применяются П-образные пластины, показанные на рис. 8.7.

При соответствующем подборе геометрических размеров П-образных пластин можно избежать отходов при штамповке (рис. 8.8). Другой, часто применяемый, тип пластин Ш показан на рис. 8.9. Специально для дросселя насыщения были предложены пластины с двумя внутренними стержнями, на которых размещаются рабочие обмотки (рис. 8.10). Преимуществом такого типа пластин является меньшая длина средней линии переменного магнитного потока.

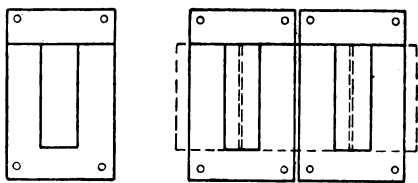


Рис. 8.7. П-образные пластины и схема сборки усилителя из пластин этого типа.

Общим недостатком описанных типов пластин является воздушный зазор в месте стыка отдельных пластин, уменьшающий крутизну колена кривой намагничивания.

Картина распределения магнитного потока в месте стыка пластин приведена на рис. 8.11, а на рис. 8.12 показано,

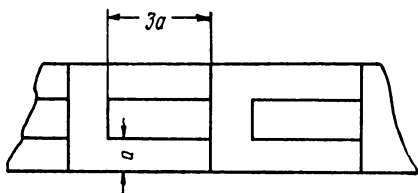


Рис. 8.8. Экономичный раскрой П-образных пластин при штамповке.

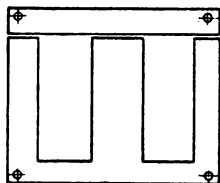


Рис. 8.9. Ш-образные пластины.

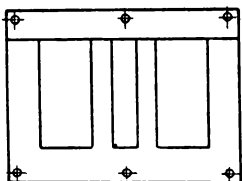


Рис. 8.10. Пластины с двумя внутренними стержнями.

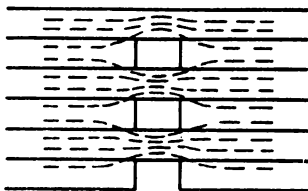


Рис. 8.11. Распределение магнитных силовых линий в месте стыка пластин.

какое влияние оказывает состояние стыков пластин на кривую намагничивания. Пластины описанных типов не годятся при применении текстурованных магнитных материалов, например, для холоднокатаной кремнистой стали, которая имеет только одно направление наивыгоднейшего намагничивания. Поэтому в последнее время были предложены другие формы пластин, некоторые из которых приведены на рис. 8.13.

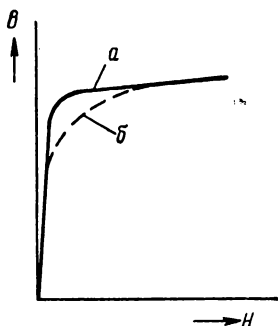


Рис. 8.12. Кривые намагничивания при различных конструкциях магнитопровода:

a—для тороидального сердечника; *б*—для шихтованного сердечника.

Как видно из рисунка, в местах стыков сечение пластин увеличено в два раза. При применении таких пластин переход потока с одной пластины на другую происходит на большей площади (при сниженной магнитной индукции). В этом случае воздушный зазор не оказывает существенного влияния на кривую намагничивания усилителей. При применении таких пластин характеристики сердечников незначительно отличаются от характеристик тороидальных сердечников. В железо-

никелевых сплавах, содержащих 50% никеля, имеются два взаимно перпендикулярных наиболее выгодных направления намагничивания. В этом случае можно, например, применить пластины, показанные на рис. 8.14. Стержни у этих пластин направлены перпендикулярно к направле-

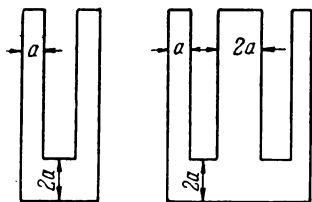


Рис. 8.13. Пластины из современных анизотропных материалов.

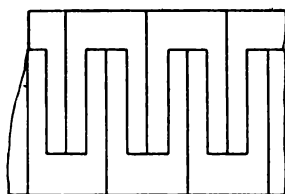


Рис. 8.14. Экономичный раскрой пластин из железо-никелевых сплавов.

нию прокатки материала, поэтому этот способ можно применить только при таком материале, который имеет хорошие магнитные свойства также и в направлении, перпендикулярном к направлению прокатки.

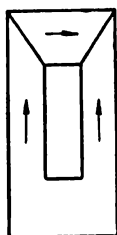


Рис. 8.15. Пластины со вставкой в виде клина.

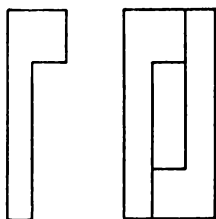


Рис. 8.16. Г-образные пластины.

Для уменьшения тока холостого хода в усилителях с сердечником из холоднокатаной стали в местах стыка пластин можно вставить прямоугольную вставку либо клин, как это показано на рис. 8.15. Клин должен быть выполнен так, чтобы поток проходил в направлении прокатки металла.

В сердечниках из холоднокатаной стали применяются также и Г-образные пластины, показанные на рис. 8.16. В направлении, перпендикулярном направлению прокат-

ки, эти пластины имеют двойное сечение, что в достаточной степени снижает магнитное сопротивление сердечника.

Для больших сердечников из холоднокатаной стали производство пластин приведенных выше типов является неэкономичным, и поэтому применяются пластины из полос (рис. 8.17). В тех случаях, когда пластина имеет П-об-

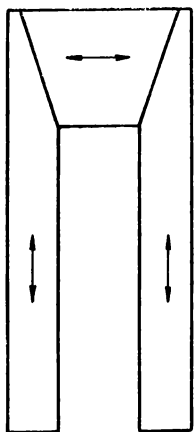


Рис. 8.17. Пластины для усилителей большой мощности.

разную форму, при сборке сердечников в местах стыка пластин (в торцах) возникают зазоры, используемые для отвода тепла, который у сердечников больших размеров затруднен. Сердечники, собранные подобным способом, применяются, например, в дросселях насыщения мощностью 60 кВт. Фотография такого дросселя приведена на рис. 8.18.

При производстве штампованных и нарезанных пластин нужно иметь в виду, что режущий инструмент все время должен быть достаточно острым, чтобы на краях пластин не образовывались заусенцы. В противном случае пластины механически деформируются и магнитные свойства сердечника ухудшаются настолько, что их нельзя восстановить даже регенеративным отжигом. Кроме того, острые края

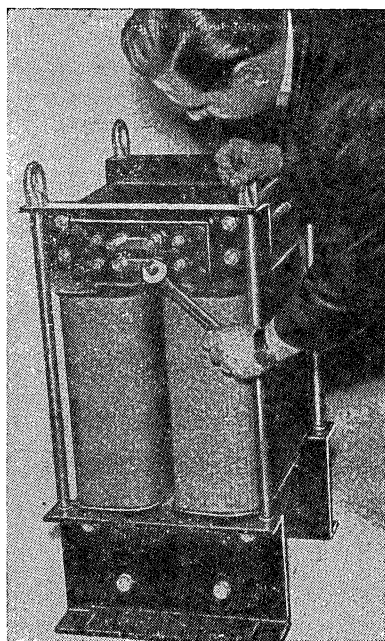


Рис. 8.18. Внешний вид дросселя насыщения

заусенцев при сборке и затяжке могут нарушить изоляцию между отдельными пластинами, что приведет к усилению нагрева и ухудшению формы кривой намагничивания.

При штамповке кремнистой стали быстро притупляются режущие кромки штампов, и поэтому на заводах, где организовано поточное или серийное производство пластин, нужно иметь двойное количество штампов и приспособлений. Во время заточки и ремонта основного комплекта приспособлений и штампов используется запасный комплект и производственный процесс не нарушается.

8.3. ТЕХНОЛОГИЯ ИЗГОТОВЛЕНИЯ ОБМОТОК МАГНИТНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ С ШИХТОВАННЫМИ СЕРДЕЧНИКАМИ

Изготовление обмоток дросселей насыщения, имеющих шихтованные сердечники, практически не отличается от изготовления обмоток трансформатора. Намотка катушек производится на обычных намоточных станках. На деревянную оправку, чаще всего прямоугольного сечения, надевается каркас катушки, сделанный из электрокартона или из бакелизированной бумаги. Укрепленный на оправке каркас закрепляется на шпинделе намоточного станка. Если сечение провода невелико, то может применяться круглый провод; при сечении более 5 мм^2 применяется обмоточный провод прямоугольной формы (для улучшения использования обмоточного пространства). Если сечение проводника настолько велико, что из-за жесткости обмоточного провода намотка катушки становится затруднительной, то она выполняется в виде нескольких параллельных ветвей. При этом снижаются потери, вызываемые неравномерным распределением тока внутри проводника большого сечения.

При намотке катушек необходимо укладывать виток к витку, прижимая витки тесно друг к другу, а между отдельными слоями обмотки прокладывать бумагу, стеклянную ткань, миканит или подобные изоляционные материалы. Изоляция между слоями должна быть достаточно прочной, чтобы при намотке проволока не могла ее прорезать, так как это может вызвать замыкание между витками. Нужно особенно тщательно обеспечить надежное закрепление крайних витков отдельных слоев, чтобы они не сдвигались. Замыкания чаще всего возникают между крайними витками рядов, где межвитковые напряжения максимальны. Если на одном каркасе помещено несколько катушек,

например рабочие обмотки и обмотки управления дросселя насыщения, то должна быть обеспечена тщательная изоляция между катушками. Эта изоляция должна выдерживать в дросселях насыщения низкого напряжения испытательное напряжение порядка 2 кв. эф.

При намотке катушек больших размеров или катушек крупных дросселей вместо каркасов применяются прочные изоляционные трубки, чаще всего четырехгранного сечения. Отдельные слои обмотки изолируются друг от друга слоями из электрокартона или другой изоляции так, чтобы параллельно оси катушки в обмотке возникли каналы, улучшающие отвод тепла.

Обмотки должны быть обязательно пропитаны соответствующим изоляционным лаком. Для лучшей пропитки катушка подвергается специальной горячей сушке в вакууме, при этом она освобождается от имеющейся в ней влаги. После покрытия изоляционным лаком катушку снова нужно просушить, чтобы удалить из нее жидкие растворители. Для улучшения пропитки (особенно при пропитке катушек больших габаритов) давление в пропиточном автоклаве повышают до 4—10 атм. Изоляционные материалы должны быть химически нейтральными. Они не должны содержать кислоты, так как под воздействием напряжений

постоянного тока может возникнуть коррозия обмоточного провода. При поставках магнитных усилителей в страны с тропическим климатом в изоляционные лаки и краски прибавляются вещества, препятствующие образованию плесени.

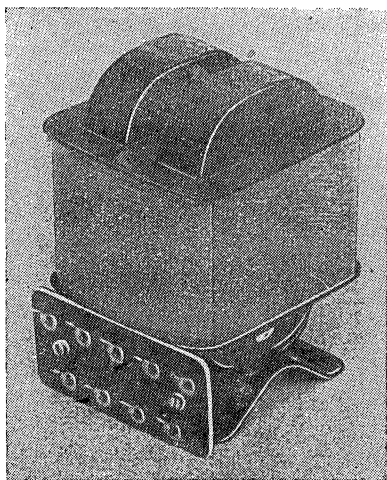


Рис. 8.19. Внешний вид магнитного усилителя, выполненного на С-образных сердечниках.

8.4. СБОРКА ДРОССЕЛЕЙ НАСЫЩЕНИЯ

Кожухи, стяжки и клеммники дросселей насыщения с шихтованными сердечниками имеют разнообразное конструктивное оформление, часто они аналогичны деталям трансформаторов подобных размеров. На рис. 8.18 показан дроссель насы-

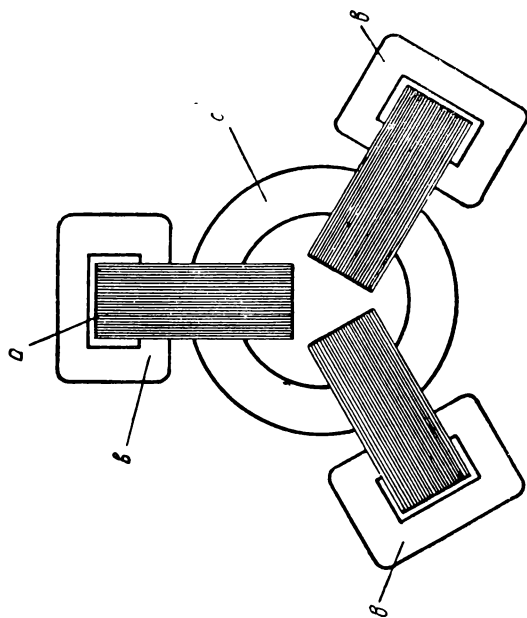
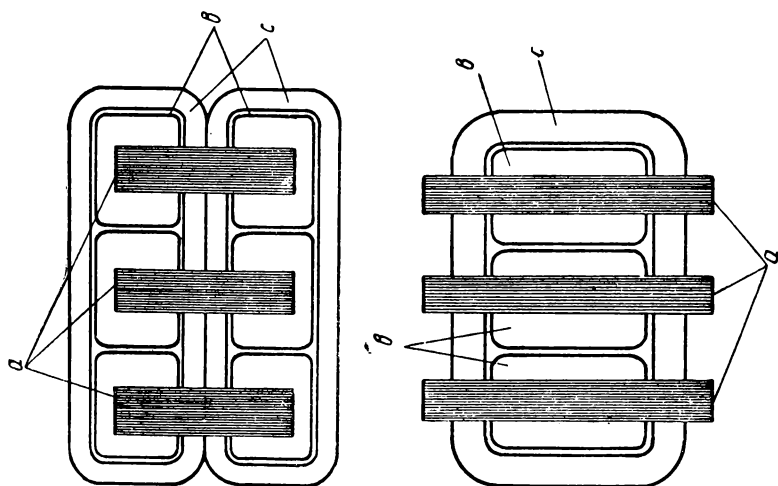


Рис. 8.20. Схематическое изображение трехфазных дросселей насыщения различных конструкций:
 а — сердечники, б — рабочие обмотки, с — обмотка управления.

щения с большой выходной мощностью. На рис. 8.19 изображен дроссель с С-образными сердечниками. Сердечник этого типа наматывается из стальной ленты на оправку овальной формы и после соответствующей обработки разрезается на две части. При монтаже после установки катушки обе половины сердечника стягиваются стальным хомутом.

Различные варианты конструкций сердечников трехфазных магнитных усилителей показаны на рис. 8.20.

ЛИТЕРАТУРА

1. H. F. Storm. Magnetic amplifiers. J. Wiley a. Sons, New York, 1955.
2. P e s á k. Výpočty transformátor. SNTL, 1956.
3. A. R o s e n s t e i n. 160.000 ampere high-speed Magnetic-amplifier design. 1955, Trans. AIEE, March.
4. Bedford-Willis. An Analysis of Optimum Core Configuration Dodson for Magnetic Amplifiers Using a Simpoified Approach. Trans. AIEE. March, 1955.
5. Johnson. The effect of core materiale on magnetic amplifier circuits. Trans. AIEE, 1952, Jan.

ГЛАВА ДЕВЯТАЯ

РАСЧЕТ МАГНИТНОГО УСИЛИТЕЛЯ

9.1. МЕТОДЫ РАСЧЕТА

Расчет магнитного усилителя является более сложным, чем обычный расчет электрической аппаратуры, так как работа магнитного усилителя основана на нелинейном соотношении между магнитодвижущей силой и магнитной индукцией.

Кривые тока и напряжения в магнитных усилителях не синусоидальны по форме, поэтому, за исключением режимов при малом переменном намагничивании, при расчетах магнитных усилителей нельзя пользоваться обычными понятиями реактанса, векторной символикой и другими линейными представлениями.

Основные трудности расчета вызываются нелинейной зависимостью магнитной индукции от напряженности магнитного поля, поэтому различные методы расчета отличаются способами математической записи этой нелинейной зависимости. При проектировании магнитных усилителей часто также применяются методы расчета, основанные на испытаниях модели магнитного усилителя. Полученные при этих испытаниях данные пересчитываются при помощи простых соотношений, что позволяет для данного материала сердечника составить расчетные графики и использовать их при проектировании и расчете магнитных усилителей различных габаритов. Ниже приведены основные соотношения для различных принципиальных схем магнитных усилителей, показанных на рис. 9.1. Предположим, что показанные на схемах дроссели насыщения одинаковы и имеют равное число витков рабочей обмотки. В тех магнитных усилителях, где рабочие обмотки соединены последовательно, приложенное напряжение должно быть в два раза больше напряжения на одной рабочей обмотке. На рис. 9.1 такими схемами являются схемы *a* и *в*. В магнит-

чных усилителях с параллельным соединением рабочих обмоток напряжение питания определяется величиной допустимого напряжения на одной рабочей обмотке, а наибольший ток в нагрузке вдвое больше тока, допустимого для рабочей обмотки. Следовательно, величина эквивалентного

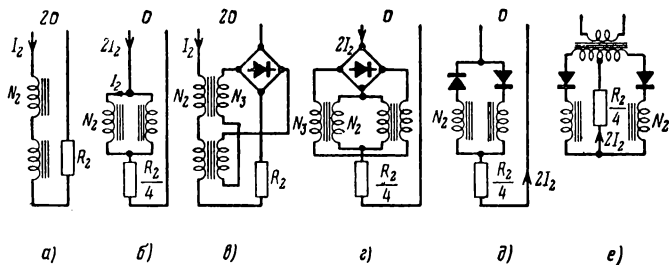


Рис. 9.1. Основные схемы включения магнитных усилителей:

а — последовательная, б — параллельная, в — последовательная с внешней обратной связью, г — параллельная с внешней обратной связью, д — амплитат с выходом на переменном токе, е — амплитат по схеме со средней точкой и выходом на постоянном токе.

сопротивления нагрузки при параллельной схеме включения равна четверти сопротивления нагрузки при последовательном соединении (рис. 9.1). Максимальная отдаваемая мощность будет при принятых предположениях (т. е. одинаковом числе витков и одинаковом поперечном сечении обмоток) для всех приведенных выше соединений обмоток приблизительно одинаковой.

Как известно (гл. 2, 3 и 4), при работе магнитных усилителей без обратной связи соблюдается равенство

$$N_1 I_1 = N_2 I_2.$$

В схеме с обратной связью величина необходимой магнитодвижущей силы обмотки управления определяется коэффициентом обратной связи, материалом сердечника и другими параметрами усилителя. В обычных случаях она может быть значительно меньше магнитодвижущей силы рабочей обмотки. Из этого вытекает, что для размещения обмотки управления в схеме без обратной связи необходимо приблизительно такое же место, какое занято рабочей обмоткой, а в схеме с обратной связью оно может быть значительно меньше. В схеме с внешней обратной связью к обмотке управления присоединяется еще обмотка обратной связи. Место, необходимое для размещения этой

обмотки, при «полной» обратной связи определяется условием равенства магнитодвижущих сил рабочей обмотки и обмотки обратной связи. Часто оказываются более выгодными схемы с внутренней обратной связью, в которых рабочие обмотки выполняют также функции обмотки обратной связи. Следовательно, в этих схемах рабочими обмотками может быть занята большая часть окна сердечника. Применение внутренней обратной связи дает возможность при данном размере сердечника увеличить приблизительно на половину выходную мощность или соответственно уменьшить размер сердечника при определенной выходной мощности. Такие же соотношения получаются и в схеме с двухполупериодным выпрямлением, которая изображена на рис. 9.1,е.

Магнитные усилители, выполненные по схеме с внутренней обратной связью, имеют преимущество перед магнитными усилителями, выполненными по другим схемам, по весу активных материалов, однако их недостатком является относительная сложность регулирования степени обратной связи. Характеристики усилителей с внутренней обратной связью в значительной мере зависят от качества применяемых выпрямителей.

В некоторых случаях применения магнитных усилителей необходимо, чтобы в цепи управления не индуктировалось напряжение. Это требование не выполняется в схемах с последовательным соединением рабочих обмоток и не в полной мере выполняется в схемах с внутренней обратной связью. Лучше всего это требование выполняется в схемах с параллельным соединением обмоток, но в этих схемах относительно велико время реагирования усилителя, т. е. мала скорость отработки сигнала.

9.2. ПРИВЕДЕНИЕ ОТНОСИТЕЛЬНЫХ ВЕЛИЧИН К ЕДИНИЧНОМУ ДРОССЕЛЮ

Для того чтобы произвести расчет магнитного усилителя по результатам предварительных испытаний образца, необходимо ознакомиться с методом пересчета основных параметров усилителя. Этот метод основан на понятии единичного дросселя насыщения, т. е. дросселя, имеющего относительные основные размеры, равные единице. Дальше мы будем приводить эти величины в скобках:

$[S] = 1 \text{ см}^2$ — поперечное сечение сердечника,

$[l] = 1 \text{ см}$ — средняя длина магнитного потока,

$[N_1] = 1$ — число витков обмотки управления,

$[N_2] = 1$ — число витков рабочей обмотки.

Единичные величины можно определить по данным испытания магнитного усилителя, для которого известны число витков, сечение сердечника и другие параметры. В зависимости от схемы включения усилителя получим следующие выражения.

Для отдельного дросселя (реактора):

$$[U] = U \frac{1}{SN_2},$$

$$[I_2] = I_2 \frac{N_2}{l},$$

$$[I_1] = I_1 \frac{N_1}{l},$$

$$[R] = R \frac{l}{SN^2},$$

$$[\Phi] = \frac{\Phi}{S}.$$

Для дросселя насыщения при последовательном соединении рабочих обмоток:

$$[U] = \frac{U}{2} \frac{1}{SN_{2i}},$$

$$[I_2] = I_2 \frac{N_2}{l},$$

$$[I_1] = I_1 \frac{N_1}{l},$$

$$[R] = \frac{R}{2} \frac{l}{SN_2},$$

$$[\Phi] = \frac{\Phi}{S}.$$

Для дросселя насыщения при параллельном соединении рабочих обмоток:

$$[U] = U \frac{1}{SN_{2i}},$$

$$[I_2] = \frac{J_2}{2} \frac{N_2}{l},$$

$$[I_1] = I_1 \frac{N_1}{l},$$

$$[R_2] = 2R \frac{l}{SN_2^2}, \quad [R_1] = \frac{R_2}{2} \frac{l}{SN_1^2},$$

$$[\Phi] = \frac{\Phi}{S}.$$

Подобные переводные соотношения можно составить и для многофазных схем соединений. При этом нужно иметь в виду, что при пересчете напряжения величина магнитной индукции B должна быть одинаковой у действительного (реального) и единичного дросселей. При пересчете значений тока должно сохраниться значение напряженности магнитного поля (т. е. у испытуемого и единичного дросселей должно быть одинаковое число ампервитков на сантиметр). Величины пересчитанного сопротивления и реактанса определяются величинами тока и напряжения. Число витков N определяется числом витков, сопряженных с магнитопроводом одного дросселя. Трехстержневой сердечник, часто применяющийся в магнитных усилителях, можно представить как сложенный из сердечников двух простых дросселей с одной общей обмоткой, охватывающей оба сердечника, с числом витков, равным сумме витков отдельных дросселей.

Используя приведенные соотношения, можно по данным магнитного усилителя с единичными дросселями определить данные действительного усилителя. В приведенных переводных соотношениях принято, что единичный и действительный магнитные усилители работают при одинаковой частоте питающей сети. Если это условие не выполняется, то нужно в переводную формулу для напряжения и сопротивления ввести коэффициент, равный отношению частот. Следует отметить, что при изменении частоты, особенно при высоких частотах изменяется форма динамической кривой намагничивания материала.

9.3. ХОД РАСЧЕТА ПРИ КУСОЧНО-ЛИНЕЙНОЙ АППРОКСИМАЦИИ КРИВОЙ НАМАГНИЧИВАНИЯ

При расчете по этому методу используются величины, полученные при измерениях, проведенных на модели дросселя с сердечником из данного материала. Кривая намагничивания, полученная на модели дросселя, заменяется от-

резками прямой p_1 , p_2 (рис. 9.2), и в точке пересечения прямых определяются величины тока и напряжения насыщения. Полученные таким образом значения величин тока и напряжения приводятся к единичному дросселю с помощью ранее приведенных соотношений. В результате определяются значения величин $[U_s]$ и $[I_s]$ в относительных

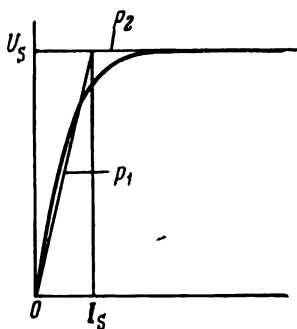


Рис. 9.2. Аппроксимация кривой намагничивания отрезками прямых.

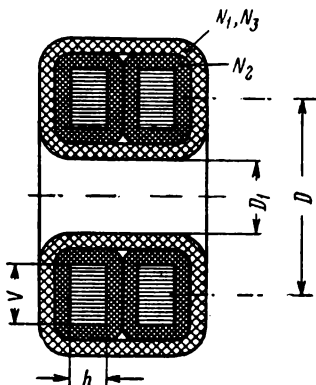


Рис. 9.3. Схематические изображения дросселя насыщения с торoidalными сердечниками.

единицах. Значение величины $[X]$ равно частному от деления этих величин. В качестве исходных величин для расчета должны быть заданы: нагрузочное сопротивление R_2 , максимальный и минимальный токи нагрузки, коэффициент усиления по току и сопротивление обмотки управления. Ниже приведен пример расчета схемы с обратной связью.

Величина напряжения питания определяется по максимальному рабочему току $I_{2\text{макс}}$ и полному сопротивлению нагрузки R_2 . Величина R_2 с учетом всех потерь в рабочей цепи может быть в первом приближении принята равной $2R$.

Напряжение питания в этом случае

$$U = R_2 I_{2\text{макс}}$$

при номинальном режиме $U = U_s$.

По единичной (относительной) характеристике намагничивания определяются величины $[U_s]$ и $[I_s]$, а затем вычисляется значение $[X]$.

Из соотношений для единичного дросселя следует, что

для магнитного усилителя с последовательным соединением рабочих обмоток отношение напряжений равно

$$\frac{U}{[U]} = 2N_2 S = a;$$

соответственно для реактанса

$$\frac{X}{[X]} = \frac{2N_2^2 S}{l} = b,$$

для тока

$$\frac{I_s}{[I_s]} = \frac{I_{2\text{макс}}}{[I_{2\text{макс}}]} = \frac{l}{N_2} = \frac{a}{b}. \quad (1)$$

Величина

$$\frac{a^2}{2b} = \frac{U_s I_s}{2(U_s I_s)} = Sl \quad (2)$$

представляет собой объем сердечника дросселя.

Используя выражение для коэффициента усиления по току (гл. 4)

$$\frac{dI_2}{dI_1} = \frac{N_1}{N_2} \frac{1}{1 - \lambda + \frac{R_2}{X} \left(1 + \frac{\pi}{2}\right)},$$

можно выбрать значения $\frac{N_1}{N_2}$ и λ

Дальнейший ход проектирования зависит от конструкции магнитного усилителя. Для лучшего использования высококачественного материала сердечники могут быть выбраны тороидальной формы. Обозначения основных размеров таких сердечников приведены на рис. 9.3 (диаметр D_1 определяется размерами шпули намоточного станка).

Площадь окна (отверстия сердечника), занятого обмоткой, равна

$$S_m = \frac{\pi}{4} [(D - V)^2 - D_1^2]. \quad (3)$$

Эту площадь можно выразить через плотность тока σ и коэффициент заполнения окна обмоткой k_p при допущении, что МДС рабочей обмотки равна сумме МДС обмоток обратной связи и управления. Тогда суммарная МДС составит $2N_2 I_{2\text{макс}}$, а площадь окна выразится формулой

$$S_m = \frac{2N_2 I_2}{\sigma k_p}. \quad (4)$$

Величина I_2/σ представляет собой поперечное сечение проводника рабочей обмотки.

Из уравнения (1)

$$N_2 = l \frac{b}{a}.$$

Подставляя значения N_2 в уравнение (4), получаем

$$S_m = \frac{2I_2 l b}{\sigma k_p a}. \quad (5)$$

Поперечное сечение сердечника S определяется произведением ширины сердечника на его высоту

$$S = Vh.$$

Средняя длина силовой линии

$$l = \pi D.$$

При квадратном сечении сердечника его сторона равна

$$V = \sqrt{S}.$$

Подставляя значение l в уравнение (5), получаем

$$S_m = \frac{2I_2 \pi D b}{\sigma k_p a}; \quad (6)$$

подстановка значений l и $V = \sqrt{S}$ в уравнение (2) приводит к выражению

$$V = \sqrt{\frac{a^2}{2b\pi D}}.$$

Уравнение (3) после преобразований принимает вид

$$S_m = \frac{\pi}{4} \left[\left(D - \sqrt{\frac{a^2}{2b\pi D}} \right)^2 - D_1^2 \right]. \quad (7)$$

Из уравнений (6) и (7) находим

$$D^2 - \frac{8I_2 b}{\sigma k_p a} D - \sqrt{\frac{2a^2}{\pi b}} \sqrt{D} + \frac{a^2}{2\pi b} \frac{1}{D} = D_1^2. \quad (8)$$

Из этого уравнения подбором определяется величина D .

По величине D находят величины l и V . Зная величину V , можно найти S и, наконец, из уравнения (1) определить величину N_2 .

Активное сопротивление рабочей обмотки

$$r_2 = \rho \frac{N_2 l_{m2}^2}{I_2},$$

где l_{m2} — средняя длина рабочего витка.

Коэффициент обратной связи λ определяет число витков обратной связи $N_3 = \lambda N_2$. Обмотки обратной связи занимают в окне сердечника площадь равную $\frac{S_m}{2} \lambda$.

Величина активного сопротивления обмотки обратной связи r_3 определяется таким же способом, как величина активного сопротивления рабочей обмотки. По значениям напряжения питания и рабочего тока производится расчет выпрямительного моста и определяется его среднее сопротивление в прямом направлении r_v . После определения этих величин производится проверка величины общего сопротивления рабочей цепи

$$R_2 = R + r = R + r_2 + r_3 + r_v.$$

Величину нагрузочного сопротивления можно сравнить со значением величины оптимального нагрузочного сопротивления (гл. 4)

$$R_{\text{опт}} = r + \frac{X}{1 + \frac{\pi}{2}} (1 - \lambda).$$

Если расхождения между этими величинами значительны, то следует произвести повторный расчет.

Число витков обмоток управления определяется по формуле, которая следует из выражения для усиления по току,

$$N_1 = \frac{dI_2}{dI_1} N_2 \left[1 - \lambda + \frac{R_2}{X} \left(1 + \frac{\pi}{2} \right) \right].$$

Поперечное сечение проводника обмотки управления зависит от заданной величины сопротивления этой обмотки. При этом следует проверить возможность размещения обмотки в окне сердечника.

9.4. МЕТОД МОДЕЛИРОВАНИЯ МАГНИТНОГО УСИЛИТЕЛЯ

Для более точных расчетов магнитных усилителей при заданном линейном участке характеристики целесообразно
21—2506

но провести испытания опытного образца усилителя с сердечниками, изготовленными из стали той же марки. Данные, полученные при этих испытаниях, выражаются в относительных единицах. При испытаниях определяется характеристика $I_2=f(I_1)$ для разных значений напряжения питания U и нагрузочного сопротивления R_2 . Измеренные величины пересчитываются к единичному дросселю.

Из семейства полученных таким методом характеристик выбирается характеристика, линейный участок которой при наибольшем значении единичного сопротивления и единичного напряжения совпадает или приближается к заданному. Выбор единичной характеристики для наибольших значений рабочего тока производится с таким расчетом, чтобы размеры дросселей получились минимальными. Если задана определенная величина минимального рабочего тока, то выбор единичной относительной характеристики должен быть произведен с учетом этого значения.

По выбранной характеристике вычисляются величины значений a и b по ранее приведенным переводным соотношениям. Величина D_1 , остальные размеры сердечника и число витков рабочей обмотки N_2 вычисляются по методу, описанному в § 9.3. После этого вычисляется активное сопротивление рабочей обмотки. Число витков обмотки управления находится по величине отношения $\frac{dI_2}{dI_1}$ (линейный участок характеристики).

Для усилителей с обратной связью единичные характеристики можно построить при помощи характеристик обратной связи, которые изображаются прямыми линиями. Однако этот способ применим только при небольших величинах обратной связи, при значениях $\lambda \approx 1$ результаты будут неточны.

Для более точного расчета при высоких значениях обратной связи измерения нужно проводить на модели усилителя, имеющей соответствующую обратную связь (величина λ опытного образца усилителя должна быть равна величине λ действительного усилителя). Это нужно для того, чтобы расчетная характеристика реального усилителя учитывала влияние выпрямителей. Прямое сопротивление выпрямителей зависит от величины тока, а величина обратного тока зависит от обратного напряжения. Обратный ток выпрямителей ослабляет действие обмотки обратной связи.

9.5. РАСЧЕТ ПРИ ПОМОЩИ УНИВЕРСАЛЬНЫХ КРИВЫХ

Метод расчета при помощи универсальных кривых является обобщением метода моделирования.

Универсальные кривые для усилителей с сердечниками из определенных материалов представляют собой семейство вольтамперных характеристик, пересчитанных при помощи переводных соотношений для единичного дросселя (§ 9.2). Параметром этого семейства кривых является ток I_1 обмотки управления.

На универсальных кривых (рис. 9.4) обычно откладываются средние значения токов и напряжений, умноженные на коэффициент формы синусоиды $k=1,11$. На рис. 9.4 нанесены также нагрузочные характеристики, соответствующие определенным значениям сопротивления нагрузки R_2 и напряжения питания U . Как видно из рис. 9.4, нагрузочные характеристики имеют форму, близкую к эллипсу. Точка пересечения нагрузочных характеристик с осью абсцисс соответствует рабочему

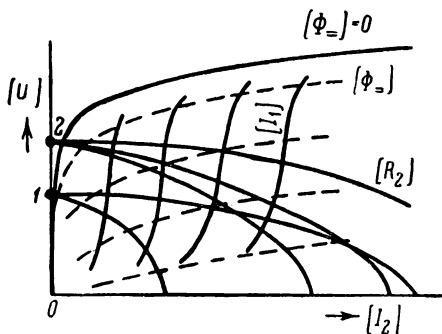


Рис. 9.4. Универсальные кривые магнитных усилителей.

току в нагрузке, присоединенной непосредственно к источнику питания. Точка пересечения нагрузочных характеристик с осью ординат определяется величиной напряжения питания. Так, например, на рис. 9.4 нагрузочные характеристики построены для двух значений напряжения питания (точка 1 и 2). Величина рабочего тока при данной величине напряжения питания, сопротивления нагрузки и тока управления определяется пересечением нагрузочной кривой с универсальной характеристикой, соответствующей заданной величине тока управления.

Кривые рис. 9.4 соответствуют активной нагрузке. При нагрузке, имеющей индуктивную составляющую, форма характеристик несколько изменяется. Для определенного значения напряжения на рабочих обмотках и постоянной величины МДС управления среднее значение магнитного потока не зависит от нагрузки. Это среднее значение потока может быть измерено методами, изложенными в § 9.3.

На рис. 9.4 также нанесено (см. пунктирные линии семейство характеристик $[U] = f(I_2)$, параметром которого является среднее значение магнитного потока $\Phi_{\text{ср}} = \cos \pi t$. Эти кривые по форме подобны основной кривой намагничивания ($\Phi_{\text{ср}} = 0$), но имеют меньшее напряжение насыщения. Семейство кривых $[U] = f(I_2)$ при $\Phi_{\text{ср}} = \text{const}$ может быть использовано для определения постоянной времени (гл. 5).

Универсальные кривые применяются для расчетов только в тех случаях, когда импеданс в цепи управления невелик.

Необходимо заметить, что усилители с небольшим импедансом в цепи управления практически применяются

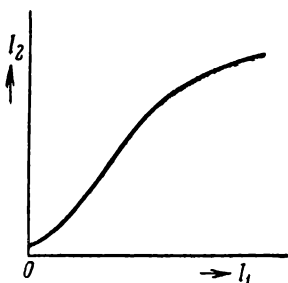


Рис. 9.5. Рабочая характеристика, построенная по универсальным кривым.

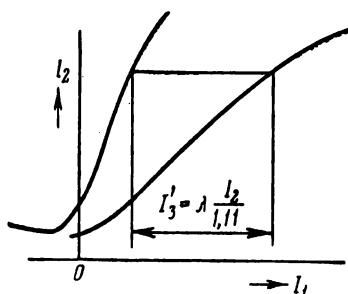


Рис. 9.6. Построение рабочей характеристики магнитного усилителя с обратной связью.

значительно чаще магнитных усилителей с большим импедансом.

Универсальные кривые пересчитываются в рабочие характеристики реального магнитного усилителя путем изменения масштабов в соответствии с переводными соотношениями, приведенными в § 9.2 для различных схем включения магнитного усилителя. Рабочая характеристика магнитного усилителя, построенная по универсальным кривым, показана на рис. 9.5.

Характеристики усилителя при определенной степени обратной связи могут быть построены графически по характеристикам магнитного усилителя без обратной связи (рис. 9.6). Как видно из этого рисунка, при построении такой характеристики из первоначального значения тока (ампервитков) управления вычитается величина тока

(ампервитков) обмотки обратной связи, пересчитанная по формуле

$$I'_3 = \lambda \frac{I_2}{I_{11}},$$

где λ — коэффициент обратной связи,

$$I'_3 = \frac{N_3 I_3}{N_1}.$$

Время реагирования магнитного усилителя при расчете с помощью универсальных кривых определяется по характеристике постоянной составляющей потока Φ_{Σ} . Если начертить на специальном графике (рис. 9.7) зависимость между величиной тока управления и величиной постоянной составляющей потока, то полученная таким образом кривая дает также представление о законе изменения эффективной индуктивности одной обмотки управления от величины тока управления. Заменяв на определенном отрезке эту кривую прямой, можно считать, что в этом диапазоне эффективная индуктивность является постоянной. Переходный процесс в этом случае будет протекать по экспоненте с постоянной времени, равной

$$\tau = \frac{2L_{1\Phi}}{R_1},$$

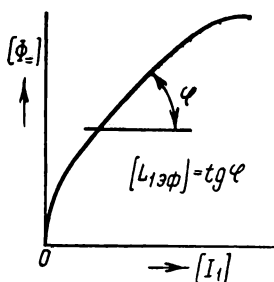


Рис. 9.7. Зависимость постоянной составляющей потока от тока управления.

где R_1 — активное сопротивление всей цепи управления в магнитном усилителе с последовательным соединением рабочих обмоток без обратной связи.

В магнитном усилителе с параллельным соединением обмоток необходимо учесть влияние контура, образованного рабочими обмотками. Переходной ток в рабочих обмотках препятствует изменению тока управления и, следовательно, увеличивает время реагирования усилителя. Как было показано в гл. 5, постоянная времени магнитного усилителя увеличивается на величину постоянной времени цепи рабочих обмоток и, таким образом,

$$\tau = \frac{2L_{1\Phi}}{R_1} + \frac{2L_{2\Phi}}{2r_2} = L_{1\Phi} \left[\frac{2}{R_1} + \frac{N_2^2}{r_2 N_1^2} \right],$$

где r_2 — активное сопротивление рабочей обмотки;
 $L_{2\text{эф}}$ — индуктивность рабочей обмотки, равная произведению $L_{1\text{эф}}$ на отношение $\frac{N_2^2}{N_1^2}$.

Так как кривую изменения потока нельзя с достаточной степенью точности заменить прямой, то при расчете рабочий участок характеристики заменяется несколькими, чаще всего тремя, отрезками прямой. Длительности переходного процесса при этом определяются суммированием продолжительности нескольких переходных процессов, каждый из которых протекает по экспоненциальному закону.

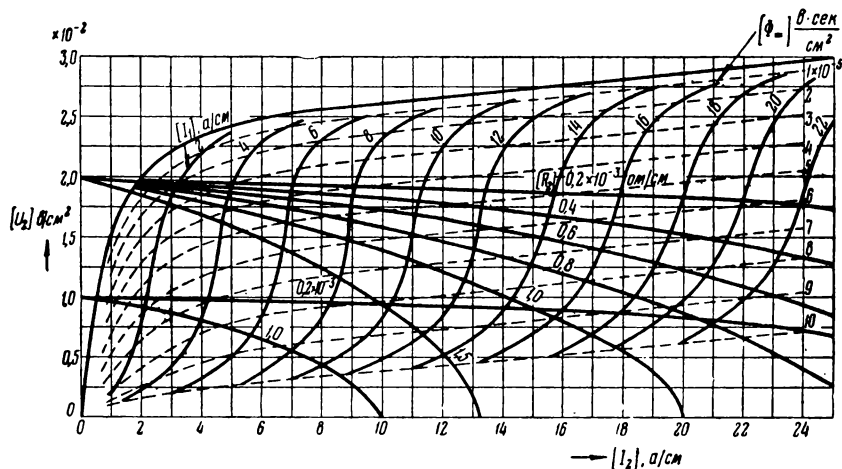


Рис. 9.8. Универсальные кривые для трансформаторной стали марки TN1,2/0,5.

Универсальные кривые имеют большое значение при расчете магнитных усилителей, так как они позволяют без сложных математических выкладок определить размеры и параметры магнитных усилителей самых разнообразных назначений. Расчет при помощи универсальных характеристик применяется главным образом при расчетах магнитных усилителей мощности с сердечниками из трансформаторных сталей, ошибки при определении размеров которых сильно удорожают изделие.

На рис. 9.8, 9.9 и 9.10 приведены универсальные кривые для двух марок обычной трансформаторной стали и сонперма. Как упоминалось в гл. 6, форма кривой намагничивания разных листов стали даже одной марки может зна-

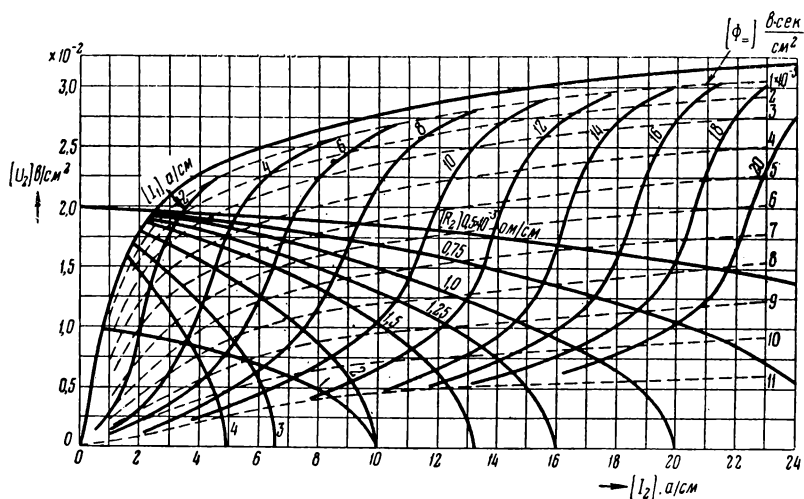


Рис. 9.9. Универсальные кривые для трансформаторной стали марки TN1,6/0,5.

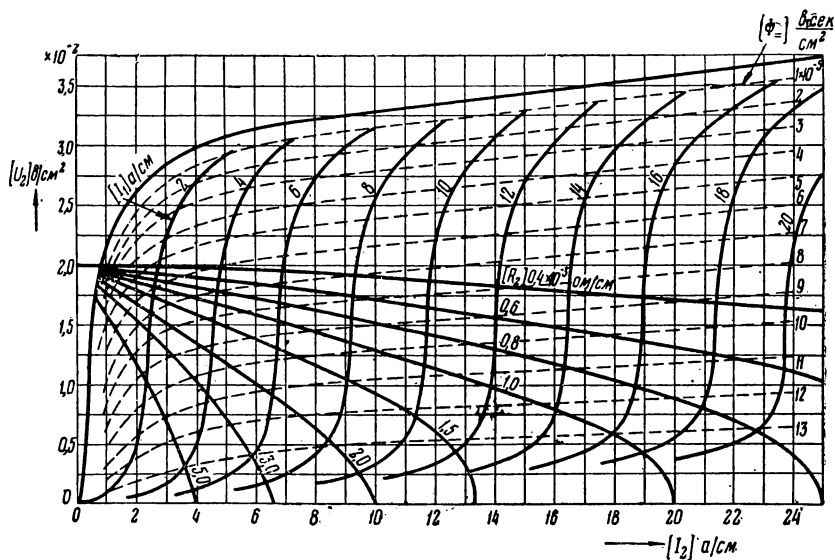


Рис. 9.10. Универсальные кривые для магнитного материала сонперм.

чительно отличаться. Поэтому конструктор перед проектированием должен располагать кривой намагничивания модели из данного материала и сравнить ее (после пересчета к единичному дросселю) с универсальной характеристикой для тока управления, равного нулю. Пример расчета дросселя насыщения для регулирующего устройства приведен в следующем параграфе.

9.6. ПРИМЕРНЫЙ РАСЧЕТ МАГНИТНОГО УСИЛИТЕЛЯ

Проектируемый магнитный усилитель должен отвечать следующим требованиям:

- максимальная мощность нагрузки $P_2 = 180 \text{ вт}$,
- нагрузка активная $R_2 = 20 \text{ ом}$,
- максимальный ток управления $I_1 = 0,5 \text{ а}$,
- максимальная мощность управления $P_1 \leq 10 \text{ вт}$,
- зависимость между током управления и рабочим током должна быть линейной.

По заданным значениям можно непосредственно определить эффективное значение максимального рабочего тока

$$I_2 = \sqrt{\frac{P_2}{R_2}} = \sqrt{\frac{180}{20}} = 3 \text{ а}.$$

Для повышения быстродействия усилителя применяется схема последовательного соединения рабочих обмоток. В связи с тем, что требуемый коэффициент усиления по мощности относительно невелик, можно применять в качестве материала сердечников обычную трансформаторную сталь. По той же причине можно не применять обратную связь. Исходя из заданной мощности, выбирается тип пластин сердечника. В начале расчета принимается, что один реактор магнитного усилителя имеет приблизительно такие же размеры, как трансформатор той же мощности. Более точно определить размеры на этом этапе расчета еще невозможно, так как габариты магнитного усилителя зависят от многих факторов, например от линейности рабочей характеристики, необходимого быстродействия и т. п. При неправильно выбранной величине пластин эта ошибка выявляется в процессе дальнейшего расчета. В этом случае необходимо задаться другим типом пластин и повторить расчет.

Выбираем для проектируемого усилителя пластину, размеры которой приведены на рис. 9.11 (чехословацкие нор-

мы ЧСН ЭСЧ 186—1949 г.). По этим размерам определяется средняя длина магнитной силовой линии l и площадь окна пластины сердечника S_m

$$l = 23 \text{ см},$$

$$S_m = 11,5 \text{ см}^2.$$

По величине окна подсчитывается максимальное число ампервитков, которое возможно разместить в окне сердечника при выбранном коэффициенте заполнения окна k_p и допустимой плотности тока σ .

При расчете задаемся величинами:

- коэффициентом заполнения окна $k_p = 0,4$,
- допустимой плотностью тока в проводнике $\sigma = 2 \text{ а/мм}^2$,
- максимальным числом ампервитков $(NI)_{\text{макс}} = S_m \sigma \times k_p \cdot 10^2 = 11,5 \cdot 2 \cdot 0,4 \cdot 10^2 = 920 \text{ а} \cdot \text{в}.$

МДС рабочей обмотки принимаем равной МДС обмотки управления. Отсюда можно определить МДС рабочей обмотки

$$N_2 I_{2\text{макс}} = \frac{(NI)_{\text{макс}}}{2} = \frac{920}{2} = 460 \text{ а} \cdot \text{в}.$$

При данной максимальной величине рабочего тока число витков рабочей обмотки равно

$$N_2 = \frac{N_2 I_2}{I_{2\text{макс}}} = \frac{460}{3} = 153.$$

При дальнейшем расчете используются универсальные кривые, построенные для выбранного материала сердечников. В качестве такого материала выбираем трансформаторную сталь марки ТН1,2/0,5 (нормы ЧСН ЭСЧ 61—1950). Универсальные кривые для этой стали приведены на рис. 9.8. Значения единичного рабочего тока, отложенные на оси абсцисс, пересчитываются в действительные значения умножением единичного тока на переводное соотношение, равное

$$\frac{l}{N_2} = \frac{23}{153} = 0,15.$$

Точно так же пересчитываются и величины тока управления. Максимальные величины рабочего тока и магнитодвижущей силы обмотки управления определяют рабочую

область характеристики дросселя насыщения. Границы области изображены на рис. 9.12 и обозначены жирной чертой. Затем определяется нагрузочная характеристика.

Выбор этой характеристики зависит от требований, предъявляемых к магнитному усилителю. Полностью используются обе обмотки в том случае, если нагрузочная кривая проходит через точку пересечения прямой и кривой, ограничивающей рабочую область (точка А). Выбор характеристики может также зависеть от величины минималь-

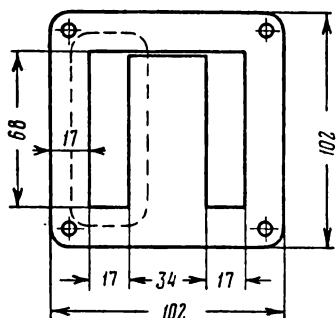


Рис. 9.11. Эскиз пластины сердечника.

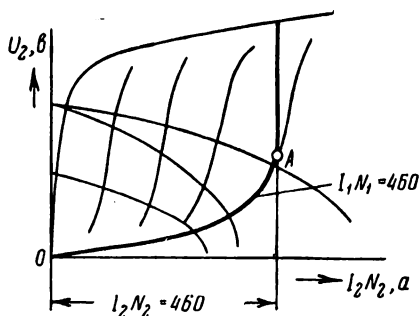


Рис. 9.12. Универсальные характеристики с выделенной рабочей областью.

ного рабочего тока, заданной линейности характеристик и других факторов.

Основным требованием, предъявляемым к проектируемому усилителю, является линейность его характеристик. В этом случае нагрузочная кривая должна быть выбрана таким образом, чтобы образованные пересечением с универсальными кривыми проекции ее отрезков на ось токов имели бы приблизительно равную величину. Этому условию отвечает нагрузочная кривая, соответствующая единичной величине нагрузочного сопротивления (рис. 9.8),

$$[R_2] = 0,6 \cdot 10^{-3} \text{ ом.}$$

При помощи переводных соотношений по значению нагрузочного сопротивления определяется сечение сердечника (величину R_2 принимаем на $10^0\%$ больше, что учитывает сопротивление рабочей обмотки усилителя)

$$S = \frac{R_2}{2} \cdot \frac{l}{[R_2] N_2^2} = \frac{1,1 \cdot 20 \cdot 23}{2 \cdot 0,6 \cdot 10^{-3} \cdot 152^2} = 18,2 \text{ см}^2,$$

Величина питающего напряжения определяется путем пересчета единичного напряжения $[U]$, равного ординате точки пересечения нагрузочной кривой с осью напряжения (рис. 9.8) $[U] = 2 \cdot 10^{-2}$ и, следовательно,

$$U = 2[U] \cdot S \cdot N_2 = 2,2 \cdot 10^{-2} \cdot 18,2 \cdot 153 = 110,5 \text{ в.}$$

По нагрузочной кривой и максимальной величине рабочего тока определяется величина необходимой МДС обмотки управления. Так как $[I_2] = \frac{I_2 N_2}{l} = \frac{460}{23} = 20 \text{ а/см}$,

то в соответствии с универсальными кривыми $[I_1] \approx \approx 19 \text{ а/см}$ и МДС обмотки управления равна $l[I_1] = = 23 \cdot 19 = 437 \text{ ас}$, а число витков этой обмотки

$$N_1 = \frac{N_1 I_1}{I_1} = \frac{l[I_1]}{I_1} = \frac{437}{0,5} = 874.$$

Затем производится проверка величины активного сопротивления обмоток, величины мощности управления и действительной площади поперечного сечения обеих обмоток. Одновременно можно построить рабочую характеристику магнитного усилителя. Активное сопротивление обмотки управления r_1 рассчитывается обычным способом по удельному сопротивлению и сечению провода, средней длине витка и суммарному для обоих реакторов числу витков (в расчете принято, что на каждом сердечнике расположена отдельная обмотка управления). Диаметр провода обмотки управления принимаем равным 0,5 мм, среднюю длину витка обмотки управления 0,21 м. Тогда

$$r_1 = \frac{2 \cdot 874 \cdot 0,21}{57 \cdot 0,785 \cdot 0,5^2} = 32,8 \text{ ом.}$$

Активное сопротивление рабочей обмотки r_2 определяется таким же способом. Принимая среднюю длину витка, равной 0,27 м и диаметр проводника 1,6 мм, получаем

$$r_2 = \frac{2 \cdot 153 \cdot 0,27}{57 \cdot 0,785 \cdot 1,6^2} = 0,72 \text{ ом.}$$

Как видно из расчета, r_2 составляет меньше 10% сопротивления нагрузки R_2 , поэтому пересчет проводить не требуется.

По величине активного сопротивления обмотки управления определяются величина напряжения управления и величина мощности управления

$$U_1 = r_1 I_1 = 32,8 \cdot 0,5 = 16,4 \text{ в},$$

$$P_1 = U_1 I_1 = 16,4 \cdot 0,5 = 8,2 \text{ вт}.$$

Если определенная таким образом мощность управления была бы больше, чем заданная исходными условиями расчета, то нужно было бы выбрать более толстый обмоточный провод. В этом случае следовало бы проверить возможность размещения этой обмотки. Рабочая характеристика усилителя стро-

ится так, как было указано при описании универсальных кривых. Полученная в результате расчетов рабочая характеристика приведена на рис. 9.13.

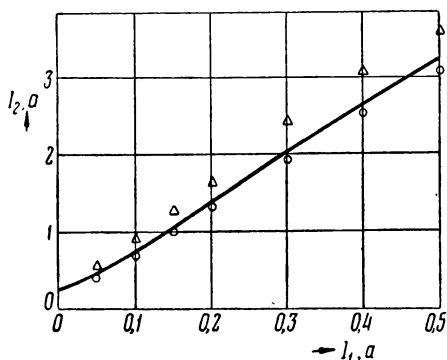


Рис. 9.13. Расчетная рабочая характеристика и экспериментальные данные, показанные точками.

Δ — эффективные значения; \bigcirc — средние значения, умноженные на 1,11.

9.7. ПРИМЕРНЫЙ РАСЧЕТ ВРЕМЕНИ РЕАГИРОВАНИЯ

Ниже приведен пример определения времени реагирования магнитного усилителя, расчет которого был изложен в предыдущем

параграфе. Как уже было указано в § 9.5, при рассмотрении универсальных характеристик, для расчетов времени реагирования строится зависимость постоянной составляющей потока от значений тока управления. График строится в единичных значениях. На рис. 9.14 приведена эта зависимость для проектируемого усилителя. Эта зависимость не настолько линейна, чтобы ее можно было заменить одной прямой. Поэтому вся кривая разбивается на три участка. Первый участок соответствует значениям тока в обмотке управления в пределах от 0 до 30%, второй от 30 до 60%, третий от 60 до 95%. На этих участках характеристики выражаются прямыми, угол наклона которых определяет эффективную индуктивность еди-

ничного магнитного усилителя на соответствующих участках. Единичные эффективные индуктивности равны

$$[L_{30}] = \frac{3,9 \cdot 10^{-5}}{6} = 0,65 \cdot 10^{-5} \text{ гн/см},$$

$$[L_{60}] = 0,317 \cdot 10^{-5} \text{ гн/см},$$

$$[L_{95}] = 0,3 \cdot 10^{-5} \text{ гн/см}.$$

Единичные значения пересчитываются по переводным формулам в действительные значения для проектируемого усилителя

$$L_{30} = \frac{2SN_1^2}{l} [L_{30}] = \frac{2 \cdot 18 \cdot 2,874^2}{23} \cdot 0,65 \cdot 10^{-5} = 7,85 \text{ гн},$$

$$L_{60} = 3,83 \text{ гн},$$

$$L_{95} = 3,61 \text{ гн}.$$

Величина активного сопротивления цепи управления складывается из сопротивления обмоток управления обоих реакторов, равного $r_1 = 32,8 \text{ ом}$, и из внутреннего сопротивления источника сигналов управления. Принимая по-

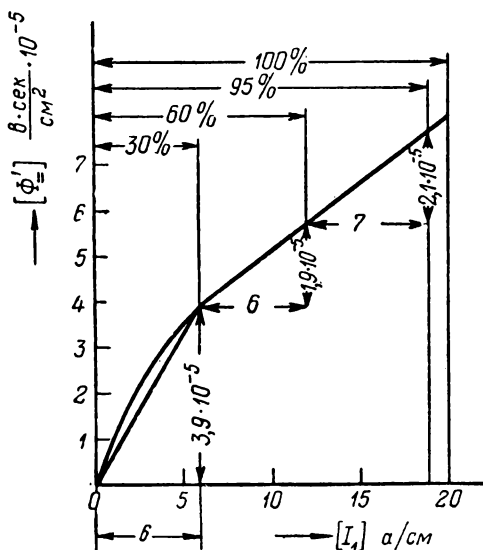


Рис. 9.14. Зависимость единичной постоянной составляющей магнитного потока от единичного тока намагничивания.

следнее равным 10 ом, получим общее сопротивление цепи управления равным

$$R_1 = 32,8 + 10 \approx 43 \text{ ом.}$$

При расчете сопротивления цепи управления нужно иметь в виду, что изменение тока управления часто производится путем изменения сопротивления цепи управления, и в этом случае величина этого сопротивления не является постоянной.

По известным величинам сопротивления и индуктивности можно определить значения постоянных времени на отдельных участках:

$$\tau_{30} = \frac{L_{30}}{R_1} = \frac{7,85}{43} = 0,182 \text{ сек,}$$

$$\tau_{60} = 0,089 \text{ сек,}$$

$$\tau_{95} = 0,084 \text{ сек.}$$

По этим значениям определяется полное время реагирования магнитного усилителя путем суммирования определенных долей постоянных времени на отдельных участках. Коэффициенты k_r , на которые умножаются постоянные времени отдельных участков при данном разделении отрезков кривой (на 30, 60 и 95%), постоянны и имеют следующие значения:

$$k_{r30} = 0,357,$$

$$k_{r60} = 0,559,$$

$$k_{r95} = 2,07.$$

Эти коэффициенты выражают относительную длительность переходных процессов на каждом участке. Полное время реагирования составляет

$$t = \tau_{30} k_{r30} + \tau_{60} k_{r60} + \tau_{95} k_{r95} = 0,182 \cdot 0,357 + 0,089 \cdot 0,559 + \\ + 0,084 \cdot 2,07 = 0,287 \text{ сек.}$$

Таким образом определяется время, в течение которого ток управления достигает 95% от установившегося значения. При линейной зависимости между током управления и рабочим током этот период у рабочего тока такой же. При нелинейной зависимости время изменения рабочего

тока можно установить в соответствии с рабочей характеристикой. Характеристика и осциллограмма времени реагирования усилителя, изготовленного в соответствии с произведенным расчетом, представлены на рис. 9.13 и 9.15.

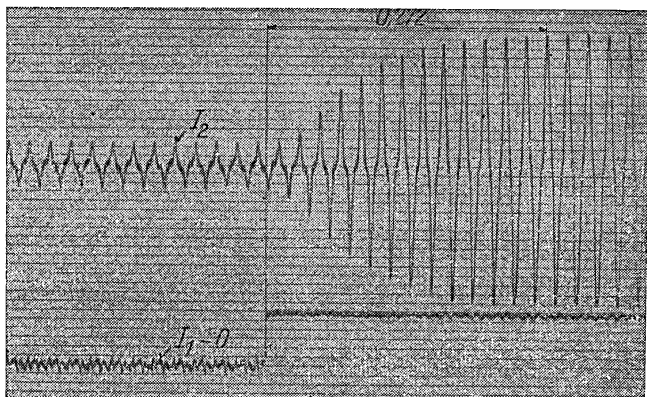


Рис. 9.15. Осциллограмма переходного процесса рассчитанного магнитного усилителя.

9.8. НАГРЕВ МАГНИТНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Если механически применить приведенные ранее соотношения, касающиеся единичного дросселя насыщения, к расчету больших магнитных усилителей, то нагрев их обмоток достигнет недопустимых величин. В настоящем параграфе рассматривается влияние нагрева магнитных усилителей на выбор их параметров. Если считать, что при насыщении индуктивность обмоток усилителя равна нулю, то мощность в цепи нагрузки может быть выражена формулой

$$P = \frac{U_2^2}{(R_2 + r)^2} R_2 k_t^2, \quad (1)$$

где r — активное сопротивление обмоток дросселя насыщения (т. е. при последовательном соединении r обозначает сумму активных сопротивлений рабочих обмоток обоих дросселей, а при параллельном соединении — половину сопротивления одной из этих обмоток),

k_t — коэффициент формы кривой,

Как известно, максимальная/выходная мощность получается при условии, что

$$R_2 = r \quad (2)$$

и, следовательно,

$$P_{\text{макс}} = \frac{U_2^2}{4r} k_t^2 \quad (3)$$

При изменении первоначальных линейных размеров магнитных усилителей (величины d) питающее напряжение при неизменных обмотках можно изменить в соответствии с соотношением

$$U_2 = k_e d^2. \quad (4)$$

В этом уравнении коэффициент k_e является величиной постоянной. Линейные размеры сердечника входят в уравнение (4) во второй степени, так как сечение сердечника пропорционально квадрату линейных размеров. Если при этом число витков рабочей обмотки осталось без изменения, то при увеличении окна сердечника можно изменить первоначальное сечение проводника. Сопротивление рабочей обмотки уменьшится, а так как длина обмотки входит в выражение для сопротивления в первой степени, то

$$r = \frac{k_r}{d}, \quad (5)$$

где коэффициент k_r также является постоянной величиной.

Пользуясь этим соотношением, можно найти зависимость между выходной мощностью и линейными размерами дросселя насыщения, принимая при этом, что сопротивление нагрузки соответствует условию максимальной выходной мощности, т. е.

$$r = R_2.$$

Подставляя в уравнение (3) значения U_2 из (4) и r из (5), находим

$$P_{\text{макс}} = \frac{k_e^2 k_t^2}{4k_r} d^5. \quad (6)$$

Из этого равенства следует, что максимальная выходная мощность пропорциональна пятой степени линейных размеров. Это соотношение применимо в случае малых магнитных усилителей мощностью до 10 *ва*, когда для достижения максимальной выходной мощности возможно выбрать сопротивление нагрузки, равное внутреннему сопро-

тивлению магнитного усилителя. При этом потери в меди равны выходной мощности (мощности нагрузки), т. е. дроссель насыщения работает с коэффициентом полезного действия, не превышающим 50%.

При таких соотношениях в больших дросселях возник бы недопустимый нагрев обмоток, величину которого можно приблизительно определить из следующих соображений (в расчете приняты во внимание только рабочие обмотки).

Потери в меди определяются по формуле

$$P_{Cu} = I_2^2 r k_t^2 ; \quad (7)$$

так как из условия максимальной выходной мощности $R_2 = r$, то потери в меди будут

$$P_{Cu} = \frac{k_e^2 k_t^2}{4k_r} d^5. \quad (8)$$

Температура перегрева обмоток усилителя пропорциональна потерям в них, т. е.

$$\nu \equiv \frac{P_{Cu}}{F}, \quad (9)$$

где F — поверхность рабочей обмотки, величина которой пропорциональна квадрату линейных размеров, т. е.

$$F \equiv d^2. \quad (10)$$

Из уравнений (8) и (10) следует, что

$$\nu \equiv d^3. \quad (11)$$

Из этого видно, что перегрев при максимальной отдаваемой мощности пропорционален кубу линейных размеров. Этим и объясняется, почему сопротивления нагрузки подбираются по сопротивлению усилителя только в случае малых магнитных усилителей. Для усилителей на большие мощности нужно выбирать $R_2 > r$.

Если обозначить

$$R_2 = nr, \quad (12)$$

где n можно назвать коэффициентом согласования сопротивления нагрузки, то уравнение (1) после преобразования примет вид

$$P = \frac{U_2^2}{4r} \frac{4n}{(n+1)^2}. \quad (13)$$

Подставив значения U_2 и r в уравнение (13), получим

$$P = \frac{k_e^2 k_t^2}{4k_r} \frac{4n}{(1+n)^2} d^5. \quad (14)$$

В этом случае уравнение (8) примет вид

$$P_{cu} = \frac{k_e^2 k_t^2}{4k_r} \frac{4}{(1+n)^2} d^5, \quad (15)$$

а уравнение (11) будет иметь вид

$$\nu = k_\nu \frac{4}{(1+n)^2} d^3, \quad (16)$$

где k_ν — постоянная величина.

Если известен линейный размер d_1 , соответствующий при $r = R_2$ наивысшему допускаемому перегреву

$$\nu = k_\nu d_1^3, \quad (17)$$

то можно установить минимально допустимую величину коэффициента согласования $n = \frac{R_2}{r}$, при котором перегрев достигает такого же значения, что и при другой величине линейного размера. Из уравнений (16) и (17) вытекает следующая зависимость между коэффициентом согласования и линейными размерами:

$$n = 2 \left(\frac{d}{d_1} \right)^{3/2} - 1. \quad (18)$$

При помощи уравнений (6), (14) и (18) можно показать, что между мощностью дросселя насыщения P , соответствующей линейному размеру d и несогласованной нагрузке ($n > 1$), и мощностью P_1 , соответствующей линейному размеру d_1 и согласованной нагрузке ($n = 1$), существует следующее соотношение:

$$\frac{P}{P_1} = \left(\frac{d}{d_1} \right)^2 \left[2 \left(\frac{d}{d_1} \right)^{3/2} - 1 \right]. \quad (19)$$

При $d \gg d_1$ показатель степени у отношения $\frac{d}{d_1}$ приближается к 3,5 [вместо 5 по уравнению (14) в случае, когда ограничение по нагреву отсутствует]. Таким образом, учет нагрева существенно снижает максимальную

допустимую выходную мощность больших дросселей насыщения.

Приведенные выше соотношения являются ориентировочными. Существенное влияние оказывает также индуктивность рассеивания, ограничивающая значение тока в рабочих обмотках.

ЛИТЕРАТУРА

1. H. F. Storm. Magnetic amplifiers. Wiley & Sons, New York, 1955.
2. Johnson, Merrell, Alley. Universal curves for DC controllable reactors. Trans. AIEE, 1949.
3. G. Atkinson. A theoretical and experimental study of the series-connected magnetic amplifier. Proc. IEE, 1949.
4. М. А. Розенблат. Методика расчета дроссельного магнитного усилителя. Изв. АН СССР, 1947, № 4.
5. А. М. Рывкин. Амплитудный метод расчета дросселей насыщения. „Электричество“, 1950, № 8, стр. 57.

ГЛАВА ДЕСЯТАЯ

СПЕЦИАЛЬНЫЕ СХЕМЫ

Ранее были кратко изложены принципы действия основных схем магнитных усилителей. Практически эти схемы часто применяются в различных комбинациях, а в некоторых случаях создаются и новые схемы, отвечающие тем или иным специфическим требованиям. В настоящей главе рассматриваются основные типы таких схем. В большинстве случаев принцип действия и характеристики любой специальной схемы можно легко получить, основываясь на принципах действия классических схем, рассмотренных в предыдущих главах. В тех же случаях, когда установить эти принципы действия и характеристики таким путем затруднительно, кратко рассматривается принцип действия специальной схемы.

10.1. ДВУХТАКТНЫЕ СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ МАГНИТНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Как видно из характеристик магнитных усилителей (рис. 4.7, 4.46, 4.47 и др.), при нулевом значении МДС обмотки управления ток в рабочей обмотке (на выходе усилителя) не равен нулю. В этом случае он имеет определенное минимальное значение, величина которого зависит от крутизны кривой намагничивания материала сердечников усилителя. При изменении направления тока в обмотке управления полярность или фаза тока в нагрузке не изменяется.

Если требуется, чтобы рабочая характеристика усилителя проходила через начало координат или чтобы при изменении полярности МДС управления изменялось направление тока в нагрузке при выходе на постоянном токе или его фаза при выходе на переменном токе, применяются так называемые двухтактные схемы. Такие схемы пред-

ставляют собой два магнитных усилителя, которые встречно включены на одну общую или две отдельные нагрузки. Эти усилители обычно имеют общие цепи управления.

При общей нагрузке и выходе на переменном токе применяется схема, приведенная на рис. 10.1,а. В этой схеме

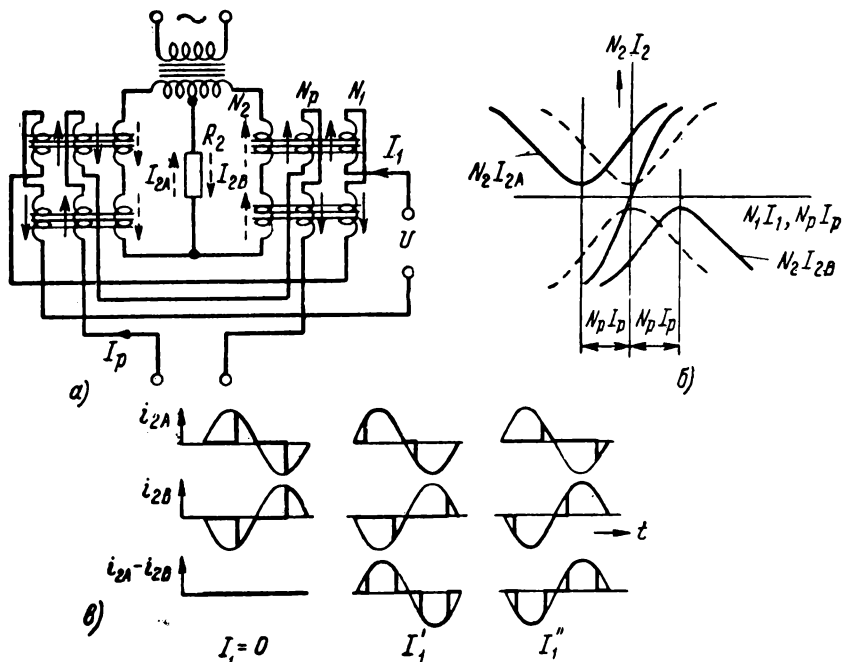


Рис. 10.1. Схема двухтактного магнитного усилителя с общей нагрузкой на переменном токе (а), результирующая характеристика двухтактной схемы включения (б) и кривые рабочих токов усилителей и тока нагрузки при разной величине тока управления (в).

ток нагрузки равен разности выходных токов двух магнитных усилителей. Если в схеме отсутствует смещение, то характеристики обоих магнитных усилителей расположены симметрично по отношению к оси МДС управления (пунктирная линия на рис. 10.1,б) и ток выхода будет равен нулю. Характеристики усилителей и результирующая характеристика, т. е. зависимость тока выхода от МДС управления при наличии смещения, показаны сплошными кривыми на рис. 10.1,б. Кривые токов в рабочих цепях усилителей и их разность показаны на рис. 10.1,в для МДС

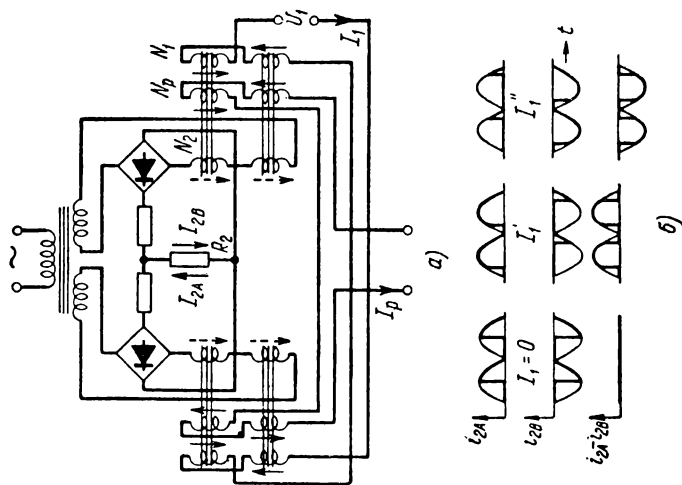


Рис. 10.2. Двухтактная схема с общей нагрузкой на постоянном токе (а) и кривые токов, протекающих в рабочих обмотках и в нагрузке при разн. величине тока управления (б).

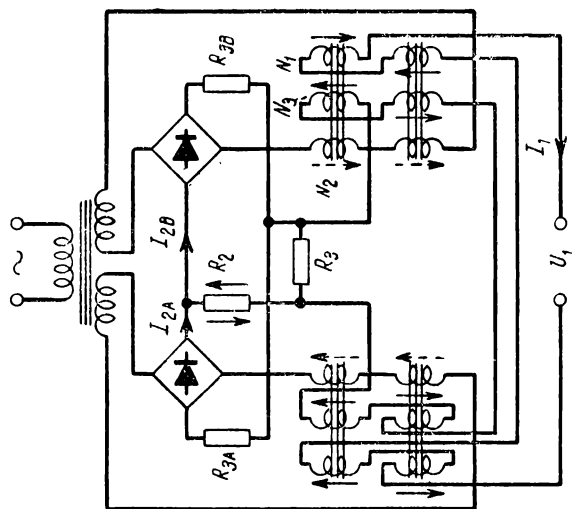


Рис. 10.3. Двухтактная схема с внешней обратной связью и общей нагрузкой на постоянном токе.

управления, равной нулю, и для двух значений МДС, отличающихся по знаку.

На рис. 10.2,а приведена двухтактная схема включения с выходом на постоянном токе, а на рис. 10.2,б — кривые токов в этой схеме для МДС управления, равной нулю, и двух значений МДС, отличающихся по знаку. Линейность характеристик двухтактных схем зависит от величины смещения, при помощи которого выбирается рабочий участок характеристик усилителей. Двухтактные схемы с внешней обратной связью приведены на рис. 10.3 для нагрузки на

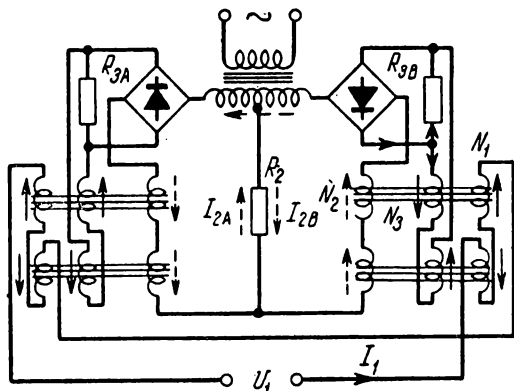
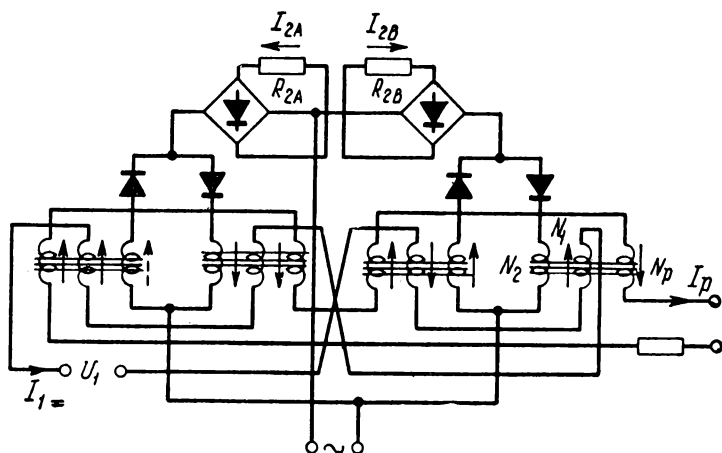


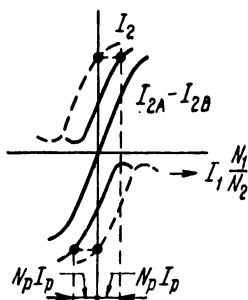
Рис. 10.4. Двухтактная схема с внешней обратной связью и общей нагрузкой на переменном токе.

постоянном токе и на рис. 10.4 для нагрузки на переменном токе. Параллельно обмотке обратной связи часто присоединяют переменные сопротивления R_3 на схеме рис. 10.3, R_{3A} и R_{3B} — на рис. 10.4, с помощью которых производится балансировка схемы при отсутствии сигналов управления и выбор рабочих точек на нагрузочных характеристиках. В схемах с обратной связью можно не применять смещение, так как настройка усилителей может быть произведена при помощи указанных сопротивлений. На рис. 10.5,а показана двухтактная схема с внутренней обратной связью и отдельными нагрузками. Такими нагрузками могут быть, например, обмотки возбуждения электрических машин. Эта схема часто применяется для управления электромашинными усилителями, которые выполняются с несколькими обмотками возбуждения. В таких схемах результирующая МДС возбуждения определяется

разностью МДС обмоток возбуждения, т. е. разностью выходных токов обоих магнитных усилителей (кривые рис. 10.5,б). Для получения необходимой характеристики усилителя в этом случае предусмотрена обмотка смещения,



а)



б)

Рис. 10.5. Двухтактная схема с внутренней обратной связью и разделенной нагрузкой на постоянном токе (а), характеристики усилителей и результирующая характеристика двухтактной схемы (б).

обеспечивающая сдвиг характеристик обоих усилителей относительно друг друга (пунктирные кривые на рис. 10.5,б).

В двухтактной схеме, приведенной на рис. 10.6,б, уменьшено число выпрямителей по сравнению с вышеприведенной схемой. Принципиальная схема включения усилителя с внутренней обратной связью, который используется в схеме рис. 10.6,б, рассматривалась в гл. 2. Эта схема также приведена на рис. 10.6,а. Описанные двухтактные схемы с выходом на постоянном токе невыгодны, так как имеют очень низкий коэффициент полезного действия (около 14%). Это объясняется тем, что значительная часть выходной мощности магнитных усилителей теряется в балласт-

ных сопротивлений. Повышение коэффициента полезного действия получается при применении схемы, приведенной на рис. 10.7. В этом случае четыре магнитных усилителя соединены по мостовой схеме, каждый магнитный усилитель питается от отдельного (электрически изолированного от остальных) источника переменного напряжения, чаще всего от отдельных вторичных обмоток (1Т—4Т) общего сетевого трансформатора. Кроме сопротивления нагрузки, в цепь магнитных усилителей включается балластное сопротивление R_6 , примерно равное сопротивлению нагрузки.

В зависимости от необходимого направления тока в цепи нагрузки должны быть подмагничены либо магнитные усилители 1 и 2, либо магнитные усилители 3 и 4. Если, например, подмагничены усилители 1 и 2, то ток за-

мыкается по следующей цепи: начало обмотки 1Т (на схеме отмечено точкой), рабочая обмотка и выпрямитель 1В усилителя 1, балластное сопротивление R_6 , выпрямитель 2В и рабочая обмотка усилителя 2, обмотка 2Т, выпрямитель 3В усилителя 2, сопротивление нагрузки R_2 , выпрямитель 4В усилителя 1, конец обмотки 1Т. При полностью подмагниченных усилителях 1 и 2 рабочие обмотки усилителей 3 и 4 током не обтекаются, так как выпрямители, включенные в цепи этих обмоток, закрыты за счет падения напряжения в цепи нагрузки и на балластном сопротивлении. При подмагничивании усилителей 3 и 4 процессы протекают аналогично, но направление тока в нагрузке изменяется. Практически схема

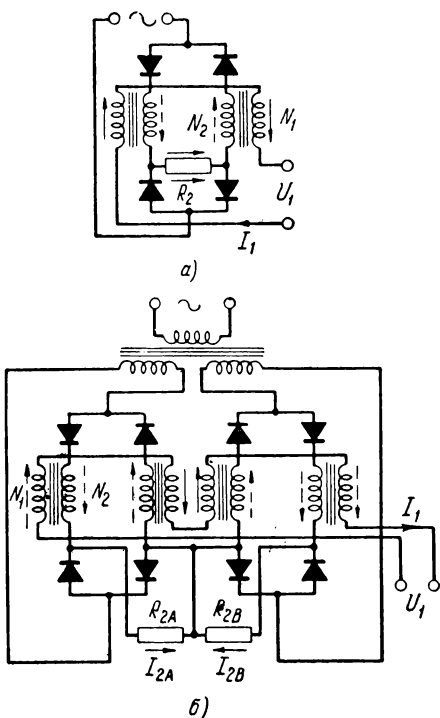


Рис. 10.6. Схема включения амплитата (а) и двухтактная схема с использованием амплитата (б).

рис. 10.7 может быть выполнена на двух магнитных усилителях, каждый из которых имеет двойное количество рабочих обмоток. Так, например, на сердечниках одного из

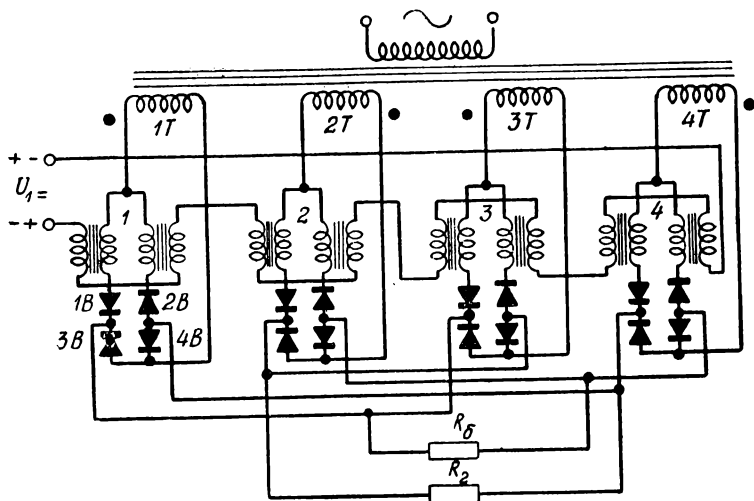


Рис. 10.7. Двухтактная мостовая схема с выходом на постоянном токе:

R_1 — сопротивление нагрузки; R_6 — балластное сопротивление.

усилителей могут быть размещены обмотки 1 и 2, на сердечниках другого — обмотки 3 и 4.

Теоретически коэффициент полезного действия описанной схемы равен 50%, практически возможная величина к. п. д. составляет около 40%.

10.2. СХЕМЫ С РЕГУЛИРУЕМЫМ КОЭФФИЦИЕНТОМ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ

Необходимое значение коэффициента обратной связи можно получить путем соответствующего выбора витков обмотки внешней обратной связи. Необходимость в изменении коэффициента обратной связи в двухтактных схемах возникает, например, при балансировке (установке нуля).

В схемах с внешней обратной связью значение коэффициента обратной связи можно изменять, как это было показано выше, при помощи переменного сопротивления R_3 (рис. 10.3 и 10.4), шунтирующего обмотку обратной связи.

Способ регулирования коэффициента внутренней обратной связи очевиден. Интенсивность внутренней обратной связи зависит от обратного тока выпрямительных элементов. При увеличении обратного тока (например, при включении сопротивления параллельно выпрямительным элементам) обратная связь уменьшается. Этот способ, по существу, ухудшает свойства усилителя, поэтому его можно применять только для незначительного выравнивания рас-

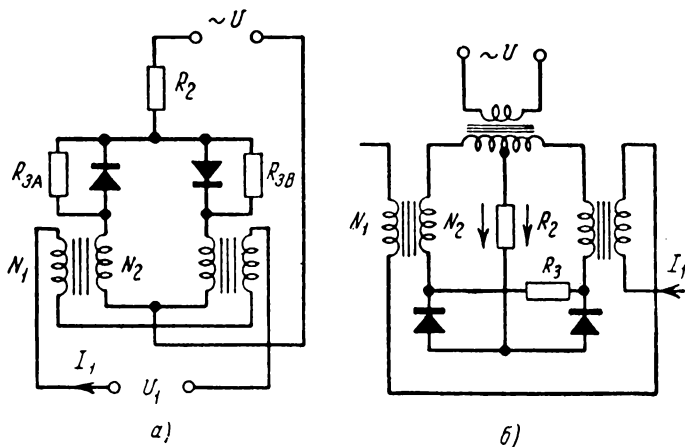


Рис. 10.8. Схема амплистата (а) и усилителя по схеме со средней точкой (б) с регулировкой обратной связи в сторону ее понижения.

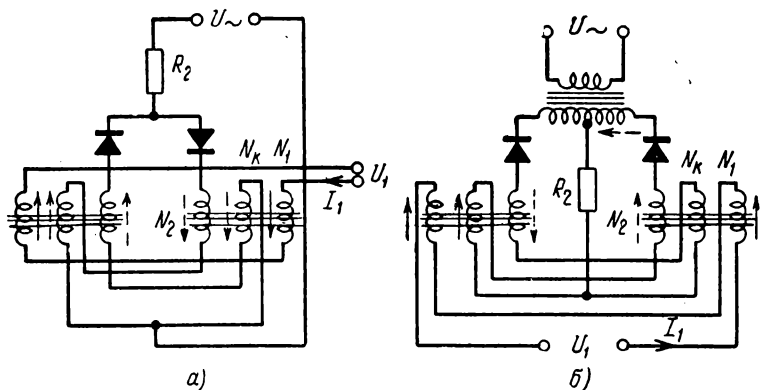


Рис. 10.9. Схема амплистата (а) и усилителя по схеме со средней точкой (б) с регулировкой обратной связи в сторону ее увеличения.

хождений характеристик усилителей в двухтактной схеме. Соответствующие схемы с выходом на постоянном и переменном токе представлены на рис. 10.8.

Для повышения коэффициента внутренней обратной связи (например, для компенсации обратного тока выпрямительных элементов следует предусмотреть на каждом реакторе компенсационные витки N_k (рис. 10.9). Рабочий ток, протекающий по этим виткам, создает МДС, направленную навстречу МДС, создаваемой обратным током в рабочей обмотке. Число компенсационных витков обычно невелико, оно составляет несколько процентов от полного числа рабочих витков.

10.3. ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ В ЦЕПИ УПРАВЛЕНИЯ

Как показано выше, величина постоянной времени всех типов магнитных усилителей зависит от степени усиления напряжения A_n . Эта зависимость выражается соотношением

$$\tau = \frac{A_n N_1}{K_m f N_2}$$

где коэффициент K_m — постоянная величина, зависящая

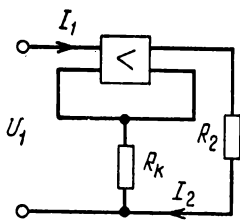


Рис. 10.10. Блок-схема звена с обратной связью по напряжению.

от схемы включения усилителя.

Как видно из приведенной выше зависимости, уменьшение постоянной времени может быть достигнуто путем уменьшения коэффициента усиления, например путем введения отрицательной обратной связи. Блок-схема такого включения представлена на рис. 10.10, а на рис. 10.11

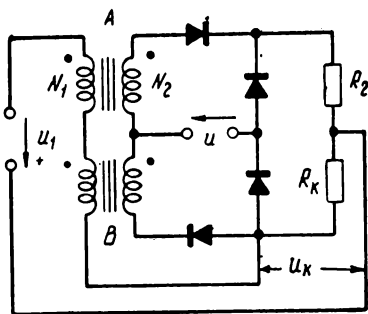


Рис. 10.11. Схема амплитаста с отрицательной обратной связью по напряжению в цепи управления для уменьшения времени реагирования.

приведена схема амплистата с дополнительной внешней обратной связью, введенной в цепь управления. Если вследствие действия обратной связи величина $A_n \frac{N_1}{N_2}$ уменьшается на единицу, время реагирования усилителя уменьшается на половину периода напряжения питания. Соотношения в схемах с обратной связью в цепи управления будут подробнее рассмотрены в § 10.4.

10.4. БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИЕ (ПОЛУВОЛНОВЫЕ) МАГНИТНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

В рассмотренных схемах связь между управляющей и рабочей цепями ограничивалась соответствующим соединением обмоток усилителя или включением в цепь управления большого импеданса. Связь между рабочей и управляющей цепями может быть также устранена при помощи выпрямителя, который коммутируется от источника вспомогательного напряжения, введенного в цепь управления. В этом случае время реагирования усилителя равно половине периода.

Простейший усилитель, выполненный по быстродействующей схеме, показан на рис. 10.12. Как видно из рисунка, рабочая цепь такого усилителя ничем не отличается от рабочей цепи магнитного усилителя с внутренней обратной связью (сравнить с рис. 2.36). Цепь управления состоит из обмотки N_1 и выпрямителя V_1 и питается от двух источников: управляющего напряжения u_1 постоянного тока и вспомогательного напряжения U'_\sim переменного тока.

Вспомогательное напряжение находится в фазе с напряжением, питающим рабочую цепь, и по величине равно питающему напряжению, пересчитанному относительно чисел витков

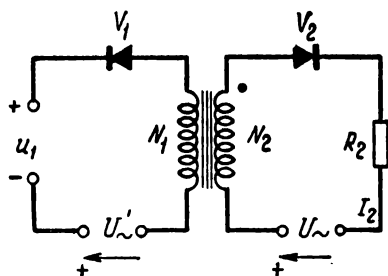


Рис. 10.12. Схема включения однополупериодного быстродействующего магнитного усилителя.

$$u' = \frac{N_1}{N_2} u. \quad (1)$$

Предположим, что кривая намагничивания материала сердечника выражается прямоугольной петлей гистерезиса.

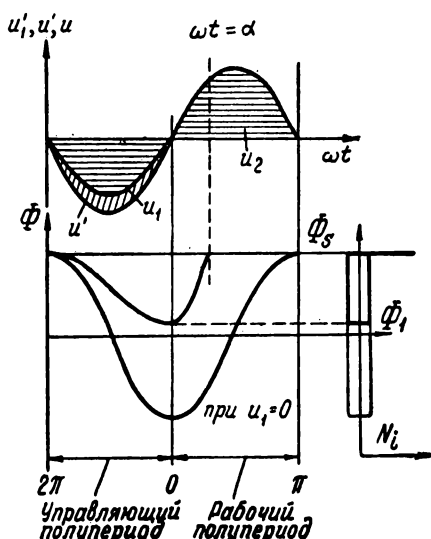


Рис. 10.13. Кривые напряжения тока и магнитного потока в усилителе по схеме рис. 10.12.

в рабочей половине периода меньше потока насыщения, т. е. $\Phi_1 < \Phi_s$, сердечник не насыщен, напряжение на рабочих обмотках равно напряжению питания (пренебрегая падением напряжения от тока намагничивания) и магнитный поток увеличивается до состояния насыщения $\Phi_1 = \Phi_s$, которое наступит в момент времени $\omega t = \alpha$.

Следовательно,

$$\Phi_s = \Phi_1 + \frac{1}{\omega N_2} \int_0^{\alpha} u dt, \quad (2)$$

а так как

$$u = U_{\text{макс}} \sin \omega t$$

и учитывая, что среднее значение питающего напряжения

$$U_{\text{ср}} = \frac{2}{\pi} U_{\text{макс}},$$

Примем далее, что положительные значения МДС сердечника вызываются током, проходящим по рабочей цепи выпрямителя V_1 в проводящем направлении, а направление проводимости выпрямителя V_2 соответствует отрицательным значениям МДС.

Назовем ту половину периода, в которой проводящим является выпрямитель V_2 , рабочей половиной периода, а другую, в которой проводит выпрямитель V_1 —управляющей половиной периода (рис. 10.13).

В рабочей половине периода возможны два состояния. Если величина магнитного потока в начале

после интегрирования и преобразований находим

$$\Phi_s = \Phi_1 + \frac{U_{cp}}{4N_2 f} (1 - \cos \alpha). \quad (3)$$

От момента времени $\omega t = \alpha$ до конца рабочей половины периода сердечник будет насыщен. Если пренебречь падением напряжения в цепи рабочей обмотки насыщенного реактора, то напряжение на нагрузке в этом интервале следует считать равным полному напряжению питания. Следовательно, среднее значение напряжения на нагрузке равно

$$U_2 = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} u d(\omega t) = \frac{U_{cp}}{4} (1 + \cos \alpha). \quad (4)$$

При изменении полярности питающего напряжения в начале управляющей половины периода выпрямитель V_2 становится непроводящим. Пока мгновенное значение управляющего напряжения u_1 меньше, чем мгновенное значение вспомогательного напряжения u'_1 , выпрямитель V_1 открыт и магнитный поток уменьшается, достигая в конце управляющей половины периода значения Φ_1 .

Таким образом,

$$\Phi_1 = \Phi_s - \frac{1}{\omega N_1} \int_{\pi}^{2\pi} (u' - u_1) d(\omega t). \quad (5)$$

Подставив значение Φ_1 из (5) в (3), находим

$$-\frac{1}{\omega N_1} \int_{\pi}^{2\pi} (u' - u_1) d(\omega t) + \frac{U_{cp}}{4N_2 f} (1 - \cos \alpha) = 0. \quad (6)$$

Заменив в (6) $\cos \alpha$ согласно (4) выразим напряжение на нагрузке в виде

$$U_2 = -\frac{N_2}{N_1} \frac{1}{2\pi} \int_{\pi}^{2\pi} (u' - u_1) d(\omega t) + \frac{U_{cp}}{2}. \quad (7)$$

Подставив в (7) значение вспомогательного напряжения u' из (1), получим

$$U_2 = \frac{N_2}{N_1} \frac{1}{2\pi} \int_{\pi}^{2\pi} u_1 d(\omega t). \quad (8)$$

Из уравнения (8) следует, что среднее значение напряжения на нагрузке пропорционально средней за управляющий полупериод величине управляющего напряжения.

Если в течение некоторой части управляющего полупериода управляющее напряжение будет по абсолютной величине больше, чем вспомогательное напряжение, то в течение этого времени выпрямитель V_1 будет заперт и значение магнитного потока остается постоянным. Поэтому выражения (5) и (7) действительны только для той части периода, в течение которой $u' > u_1$, а уравнение (8) не справедливо вообще.

Строгий анализ показывает, что зависимость между средними значениями напряжения на нагрузке и управляющим напряжением является нелинейной. Так, например, при управлении напряжением постоянного тока указанная зависимость может быть выражена в виде

$$U_2 = \frac{N_2}{N_1} \frac{u}{2} \left(1 - \sqrt{1 - \frac{4}{\pi} k^2} - \frac{2}{\pi} k \arcsin \frac{2k}{\pi} + k \right), \quad (9)$$

где $k = \frac{U_1}{U'}$ — отношение между управляющим напряжением и средним значением вспомогательного напряжения.

Зависимость между U_2 и k , рассчитанная по формуле (9), показана на рис. 10.14.

Этим же уравнением выражается и характеристика магнитного усилителя, включенного по схеме рис. 10.15, где управление производится изменением сопротивления R_1 , включенного в цепь управления. Падение напряжения на сопротивлении R_1 в этом случае играет такую же роль, как и управляющее напряжение в схеме рис. 10.12. Поэтому для схемы рис. 10.15 величина k должна быть принята равной

$$k = \frac{I_{\text{магн}} R_1}{U'},$$

где $I_{\text{магн}}$ — среднее значение тока намагничивания, протекающего через обмотку управления в управляющем полупериоде.

Поскольку действие рабочей и управляющей обмоток во времени никогда не совпадает, можно две обмотки заменить одной, как это показано на рис. 10.16 и 10.17. Схема рис. 10.16 аналогична схеме рис. 10.12, а схема

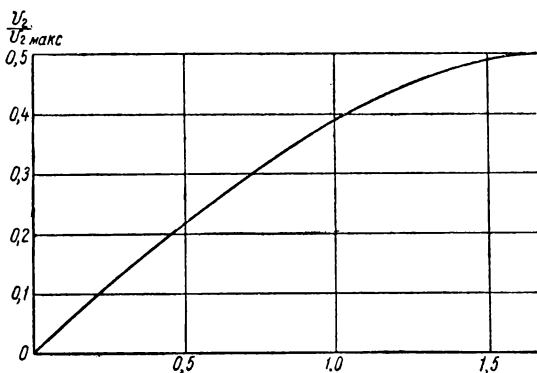


Рис. 10.14. Рабочая характеристика магнитного усилителя рис. 10.12.

рис. 10.17 — схеме рис. 10.15. На рис. 10.17 сопротивление цепи управления включено параллельно выпрямителю, а управляющий ток протекает по нагрузке и компенсирует ток намагничивания в рабочей половине периода.

Следует подчеркнуть, что во всех приведенных схемах ток управления протекает в направлении, обратном направлению управляющего напряжения, в связи с чем в источнике управляющего напряжения выделяется некоторая мощность. Эта мощность создается источником вспомогательного напряжения U' или в схемах типа рис. 10.16 напряжением питания U . Поэтому необходимо, чтобы источник сигнала управления был способен потреблять эту мощность или чтобы были другие цепи, в которых эта мощность может быть выделена. Это особенно важно тогда, когда источником управления является выпрямитель.

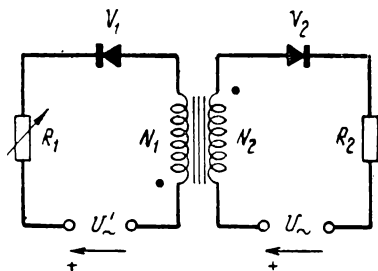


Рис. 10.15. Схема включения однополупериодного быстродействующего магнитного усилителя с управлением при помощи сопротивления R_1 , включенного в цепь управления.

В этом случае применяются схемы, подобные показанной на рис. 10.18.

Как видно из рис. 10.18, в схеме используется развязывающее сопротивление R' и два источника вспомогатель-

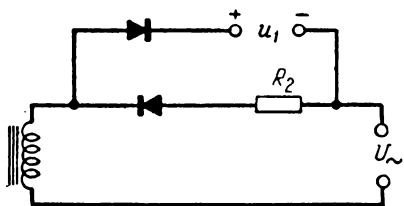


Рис. 10.16. Схема включения однополупериодного быстродействующего магнитного усилителя с совмещенными рабочей обмоткой и обмоткой управления

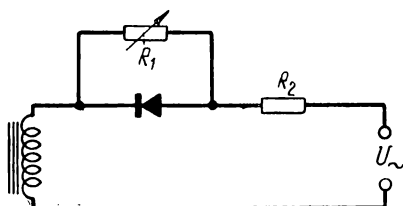


Рис. 10.17. Схема включения однополупериодного быстродействующего магнитного усилителя с совмещенными рабочей обмоткой и обмоткой управления, но при управлении изменением сопротивления R_1 .

ных напряжений U' и U'' . Это позволяет уменьшить ток в цепи источника сигнала управления до величины, равной разности между током намагничивания и током i'' в сопротивлении R' . При питании цепи управления переменным

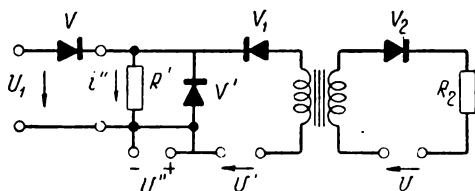


Рис 10.18. Схема включения быстродействующего магнитного усилителя с двумя вспомогательными напряжениями переменного тока.

током схема рис. 10.18 чувствительна не только к величине тока, но и к его фазе.

Управление полуволновыми усилителями напряжением переменного тока имеет свои особенности. Во время управляющей половины периода усилитель работает так же, как при управлении выпрямленным напряжением. В рабочей половине периода, пока сердечник не насыщен, сумма вспомогательного и управляющего напряжений в течение

части этого интервала меньше, чем напряжение, трансформированное в управляющую обмотку из рабочей цепи. Поэтому вентиль V_1 в цепи управления остается открытым в определенной части рабочего полупериода и по этой цепи может протекать ток. В результате этого возрастает среднее значение величины тока управления, а усиление по мощности падает. В управляющую цепь поэтому часто включают дополнительное сопротивление, которое ограничивает этот ток. Дополнительное сопротивление не следует

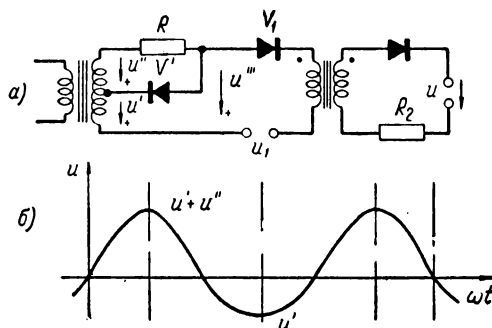


Рис. 10.19. Схема включения (а) и кривая напряжения (б) быстродействующего магнитного усилителя с несимметричным вспомогательным напряжением.

увеличивать произвольно, так как при этом возрастает падение напряжения от тока намагничивания, в связи с чем снижается усиление по напряжению и по мощности.

Другой способ (рис. 10.19,а) состоит в том, что напряжение, подводимое от вспомогательного источника имеет несимметричную форму (рис. 10.19,б). Последняя выбирается такой, чтобы выпрямитель V_1 был заперт в течение всей рабочей половины периода.

Основываясь на изложенном, можно создать и более сложные схемы. Так, например, из двух однополупериодных схем рис. 10.12 можно получить усилитель с двухполупериодным выходом, схема которого представлена на рис. 10.20. Управление усилителя может осуществляться напряжением постоянного тока либо напряжением переменного тока, выпрямленным по двухполупериодной схеме. В последнем случае характеристика усилителя является линейной.

Усилители этого типа могут быть также выполнены по мостовым схемам. Однофазная мостовая схема представлена на рис. 10.21 и трехфазная — на рис. 10.22. Трехфазный усилитель с выходом на постоянном токе может быть

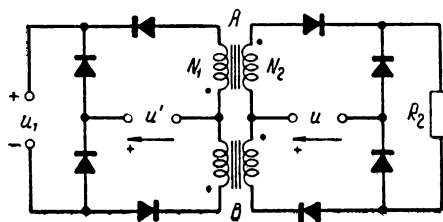


Рис. 10.20. Схема включения двухполупериодного быстродействующего магнитного усилителя.

также выполнен по схеме с нулевым проводом. Такая схема показана на рис. 10.23.

Значительный интерес представляют схемы, фазы первых гармоник выходного напряжения которых зависят от полярности напряжения управления. Такая схема показана

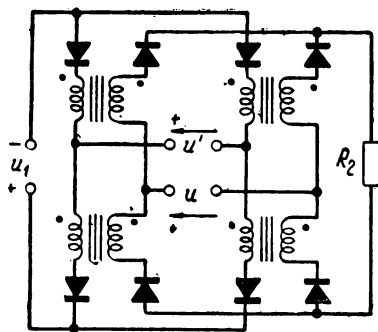


Рис. 10.21. Схема включения однофазного мостового быстродействующего усилителя.

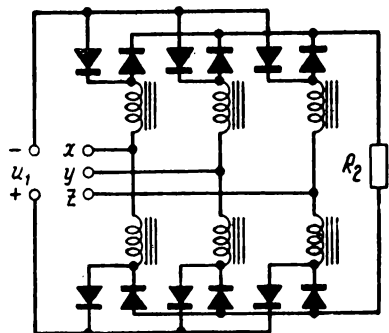


Рис. 10.22. Схема включения трехфазного мостового быстродействующего усилителя.

на рис. 10.24. Усилитель по этой схеме состоит из двух однополупериодных усилителей, присоединенных параллельно к нагрузке. Напряжения питания обоих усилителей находятся в противофазе и поэтому, когда одна, например, верхняя часть схемы работает в положительной половине периода, то другая работает в отрицательной половине периода. Вспомогательное напряжение u' приблизительно

равно половине напряжения питания U и выбрано таким образом, что при отсутствии напряжения в цепи управления каждый из реакторов насыщается при $\omega t = \pi/2$ (кривая напряжения на нагрузке для этого режима показана на рис. 10.2,б). Напряжение цепи управления, а также вспомогательное напряжение включены так, что при положительном управляющем напряжении оно во время положительной половины периода складывается с вспомогательным напряжением, а в отрицательной половине периода вычитается из него. Поэтому в последующей отрицательной половине периода напряжение на выходе будет меньше, а в положительной — больше, как это изображено на рис. 10.25,б. Если полярность управляющего напряжения изменится на обрат-

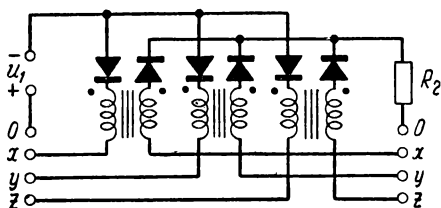


Рис. 10.23. Схема включения трехфазного быстродействующего усилителя с нулевой точкой.

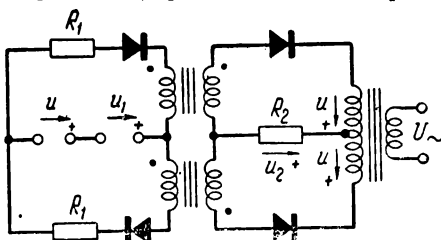


Рис. 10.24. Схема включения быстродействующего усилителя, фаза тока на выходе которого зависит от полярности напряжения, приложенного к цепи управления.

ную, то выходное напряжение в положительной половине периода будет меньше, а в отрицательной — больше. Это изображено на рис. 10.25,в. Поэтому такая схема имеет выходное напряжение, первая гармоника которого изменяет фазу на 180° в зависимости от полярности управляющего напряжения, а среднее значение первой гармоники

зависит от величины управляющего напряжения.

Аналогичную схему возможно выполнить и для случая управления напряжением переменного тока (рис. 10.26). В этом случае необходимо иметь отдельные источники вспомогательных напряжений, сфазированных для каждой части схемы таким образом, чтобы в одной, например в верхней части, оно прибавлялось к управляющему напряжению, а в другой — вычиталось из него.

Таким образом, фаза напряжения на выходе зависит от

фазы управляющего напряжения. Кривая выходного напряжения такая же, как и на рис. 10.25. Так как при управлении напряжением переменного тока в течение части периода сумма вспомогательного и управляющего напряжений меньше, чем напряжение, наведенное из рабочей цепи, то для улучшения характеристик в цепь управления целесообразно включить ограничивающее сопротивление либо применить несимметричные источники вспомогательных напряжений, как это было описано выше для схем рис. 10.18 и 10.19. Схемы, построенные подобным образом, приведены на рис. 10.27 и 10.28.

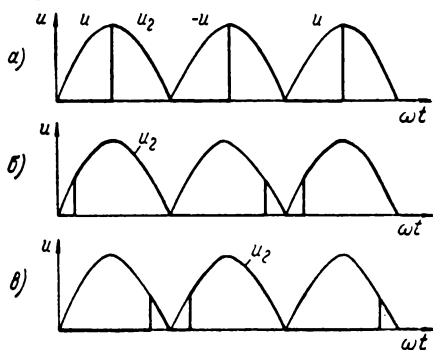


Рис. 10.25. Кривые напряжений в схеме рис. 10.24:

а — при управляющем напряжении, равном нулю, *б* — при положительном управляющем напряжении, *в* — при отрицательном управляющем напряжении.

Схема рис. 10.27 может управляться как постоянным, так и переменным током. При управлении постоянным током на выходе усилителя создается однополупериодный постоянный ток, полярность которого зависит

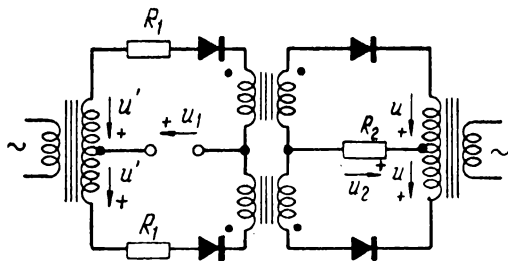


Рис. 10.26. Схема, аналогичная показанной на рис. 10.24, но с управлением напряжением переменного тока. Фаза напряжения на выходе зависит от фазы управляющего напряжения.

от полярности напряжения управления. При управлении напряжением переменного тока, фаза которого совпадает с фазой вспомогательного напряжения, ток на выходе усилителя равен нулю. При противоположных фазах управ-

ляющего и вспомогательного напряжений в цепи нагрузки протекает переменный ток. Таким образом, при управлении переменным током схема рис. 10.27 является нереверсивной с выходом на переменном токе.

На рис. 10.28 изображена схема, использующая несимметричный источник питающего напряжения. В этой схеме при управлении переменным током, полярность выход-

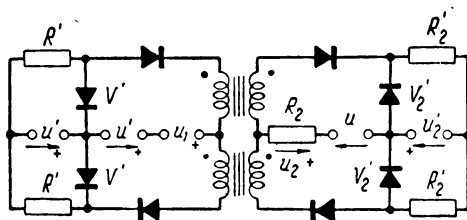


Рис. 10.27. Схема двухтактного быстродействующего магнитного усилителя. Полярность напряжения на выходе зависит от полярности входного напряжения.

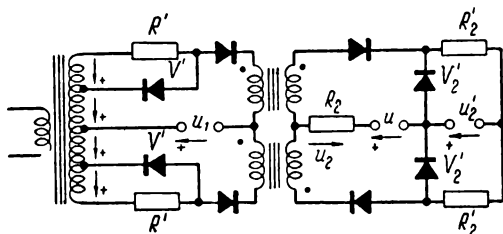


Рис. 10.28. Схема двухтактного быстродействующего магнитного усилителя. Полярность напряжения на выходе зависит от фазы напряжения на входе.

ного тока зависит от фазы управляющего напряжения. При управлении постоянным током, одной полярности будет соответствовать переменный ток на выходе, а при обратной полярности выходной ток будет равен нулю.

Используя два усилителя, имеющих схемы, аналогичные показанной на рис. 10.27, можно получить схему с реверсивным выходом на постоянном или на переменном токе. Такая схема приведена на рис. 10.29.

В этой схеме при управлении переменным током через нагрузку протекает переменный ток, фаза которого зависит от фазы входного напряжения.

При управлении постоянным током через нагрузку протекает двухполупериодный постоянный ток, полярность которого зависит от полярности напряжения, приложенного к цепи управления.

Двухтактный магнитный усилитель также может быть выполнен по схеме, приведенной на рис. 10.30. Эта схема, как и схема рис. 10.29, управляется переменным и постоянным током. При управлении переменным током через на-

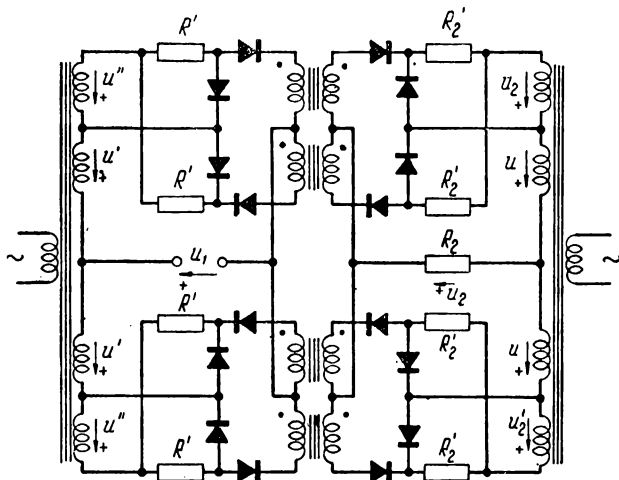


Рис. 10.29. Схема двухтактного быстродействующего магнитного усилителя, который управляется как постоянным, так и переменным током. При управлении постоянным током полярность выходного напряжения зависит от полярности управляющего напряжения.

грузку протекает реверсивный двухполупериодный постоянный ток. При управлении постоянным током в нагрузке протекает переменный ток, фаза которого зависит от полярности управляющего напряжения. Так как в сопротивлениях R_2' расходуется мощность, в два раза превосходящая мощность в нагрузке, то без учета потерь в рабочих обмотках и в выпрямителях коэффициент полезного действия равен 33%.

Таким образом, усилители рис. 10.29 и 10.30 имеют к. п. д., примерно вдвое больший, чем схемы с балластными сопротивлениями на выходе (рис. 10.2 и 10.3). Сложность схем рис. 10.29 и 10.30, таким образом, окупается их повышенной экономичностью.

При рассмотрении работы магнитных усилителей, предполагалось, что сердечники усилителей выполнены из материала с прямоугольной петлей гистерезиса (рис. 10.13), т. е. с относительным остаточным намагничиванием, равным

$$\frac{B_r}{B_s} = 1.$$

Если применяется материал с $\frac{B_r}{B_s} < 1$, то использование магнитного усилителя уменьшается. Это объясняется тем, что в течение интервала насыщения индукция в сердечнике уменьшается, достигая в конце этого интервала

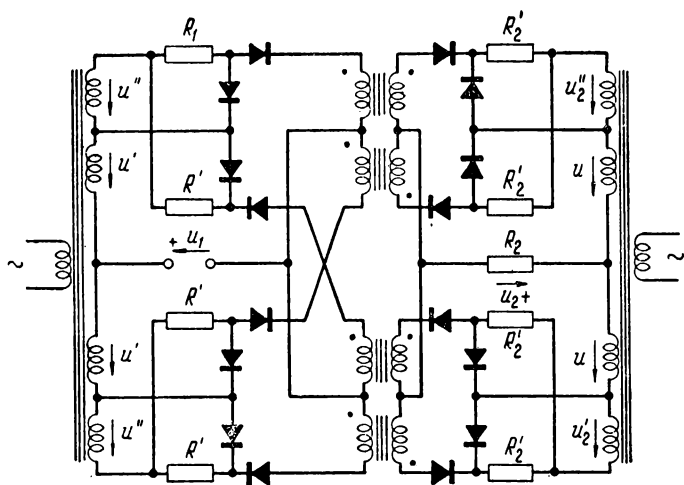


Рис. 10.30. Схема двухтактного быстродействующего магнитного усилителя, который управляется как постоянным, так и переменным током. При управлении постоянным током фаза напряжения на выходе зависит от полярности управляющего напряжения.

значения $B_r < B_s$; увеличить значение B_r при помощи управляющего напряжения нельзя, так как для этого необходимо намагничивать сердечник в управляющем полупериоде в таком же направлении, как и в рабочем полупериоде. Однако это невозможно, так как в управляющей цепи включен выпрямитель, который допускает намагничивание только в противоположном направлении. Для того чтобы использовать весь диапазон кривой намагничивания

используют еще одну обмотку управления, включенную таким образом, что она повышает индукцию в управляющем полупериоде, т. е. действует согласование с рабочей обмоткой. Усилитель, выполненный по этой схеме, представлен на рис. 10.31. Напряжение u'' и сопротивление R_1'' выбираются такими, чтобы при максимальном управляющем напряжении u_1' (т. е. таком, которое полностью компенсирует вспомогательное напряжение u' в течение управляю-

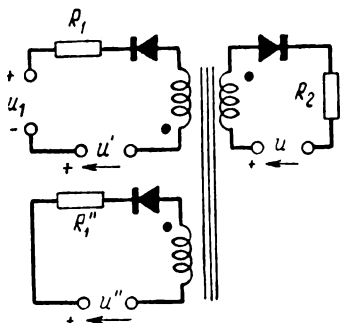


Рис. 10.31. Схема быстродействующего магнитного усилителя с вспомогательной обмоткой, позволяющей повысить использование сердечника усилителя при непрямоугольной петле кривой намагничивания.

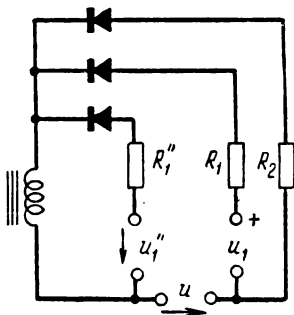


Рис. 10.32. Схема включения магнитного усилителя, аналогичная показанной на рис. 10.31, но с общей рабочей и управляющей обмотками.

щего полупериода) выходное напряжение было бы максимальным.

Подобно тому, как было показано при описании схемы рис. 10.15, и в данном случае можно управлять усилителем изменением сопротивлений R_1 и R_1'' .

Магнитный усилитель с общими рабочей и управляющей обмотками (подобно изображенному на рис. 10.16) приведен на рис. 10.32.

Дополнительные цепи управления можно применять и во всех ранее рассмотренных быстродействующих схемах, что дает возможность создать усилители этого типа с сердечниками из материалов с относительной величиной остаточного магнетизма $\frac{B_r}{B_s} < 1$. Это имеет значение главным

образом для усилителей большой мощности, где можно

в связи с этим применять менее качественные и, следовательно, более дешевые магнитные материалы.

Положительным качеством описанных выше схем является их незначительная инерционность; выходное напряжение запаздывает относительно входного на половину периода напряжения питания.

Недостатком схем этого типа является наличие выпрямителей в цепи управления. Поэтому нельзя использовать для управления малые величины управляющего напряжения, в особенности близкие к пороговому напряжению применяемых выпрямителей (0,2—0,5 в).

Однако возможно сохранить положительные особенности быстродействующих магнитных усилителей, не применяя выпрямителей в управляющей цепи. Для этого следует сохранить основную особенность усилителей, управляемых напряжением, заключающуюся в изменении состояния сердечников усилителя в управляющем полупериоде, вызывающее в следующем полупериоде изменение тока в рабочей цепи.

Такой режим работы можно обеспечить применением отрицательной связи по напряжению в цепи управления. Схема с отрицательной обратной связью была приведена на рис. 10.11. Сравнивая схемы, изображенные на рис. 10.11 и 10.20, видим, что они отличаются лишь устройством управляющей цепи. Рассмотрим работу такой схемы.

Если, например, сердечник A в начале рабочего полупериода не насыщен, в управляющую цепь трансформируется напряжение, равное приблизительно напряжению питания, пересчитанному в отношении чисел витков.

$$u'_{2A} = \frac{N_1}{N_2} u. \quad (10)$$

Так как напряжение на нагрузке в этом интервале времени равно нулю, то напряжение на управляющей обмотке другого реактора составляет

$$u_{1B} = u'_{2A} - u_1 = \frac{N_1}{N_2} u - u_1. \quad (11)$$

В этом интервале времени сердечник реактора B не насыщен. Состояние реактора соответствует управляющему полупериоду (так же, как в схеме, приведенной на рис. 10.20). Разница заключается в том, что вспомогательное напряжение u получается не от отдельного источника,

а из рабочей цепи через ненасыщенный реактор A . Как только сердечник реактора A насытится, напряжение u'_{2A} , индуктированное из рабочей цепи, станет равным нулю, но одновременно с этим в цепи управления появится напряжение обратной связи, равное

$$u_k = u \frac{R_k}{R_2 + R_k}.$$

Если сопротивление R_k выбрать таким образом, чтобы

$$\frac{N_1}{N_2} = \frac{R_k}{R_2 + R_k},$$

то при насыщении сердечника реактора A напряжение в цепи обмотки управления реактора B не изменится. Оно останется равным

$$u_{1B} = u_k - u_1 = \frac{N_1}{N_2} u - u_1.$$

Таким образом, напряжения на обмотках реактора зависят только от напряжения питания u и напряжения цепи управления u_1 , а выходное напряжение не оказывает непосредственного влияния на

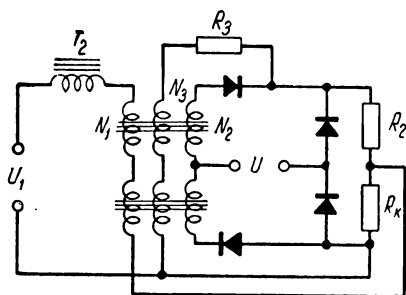


Рис. 10.33. Схема включения магнитного усилителя с электрической отрицательной обратной связью и магнитной положительной обратной связью.

цепь управления. При правильно выбранной отрицательной обратной связи магнитный усилитель, так же как и в схеме рис. 10.20, управляется напряжением, приложенным к обмотке управления, и имеет время реагирования, равное половине периода. Однако в рассматриваемой схеме (рис. 10.33) в цепи управления не используются выпрямители, и поэтому усилитель

возможно выполнить на управляющее напряжение весьма малой величины.

Для того чтобы ограничить влияние токов, наведенных в обмотках управления под влиянием потоков рас-

сеяния, неидентичности сердечников и других факторов, в цепь обмотки управления включен небольшой импеданс или активное сопротивление (рис. 10.33).

В схеме рис. 10.33 имеется также дополнительная внешняя обратная связь (обмотка N_3) с относительно неболь-

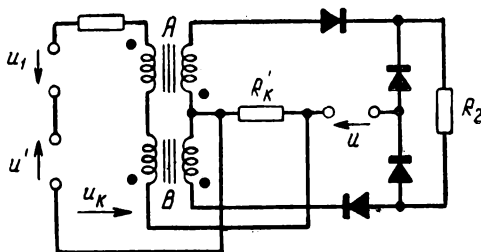


Рис. 10.34. Схема включения магнитного усилителя, аналогичная рис. 10.11, но с управлением напряжением переменного тока.

шим числом витков, которая позволяет увеличить усиление по току до весьма больших величин. Подобная схема для случая управления напряжением переменного тока показана на рис. 10.34. Напряжение, наведенное в обмотке управления ненасыщенного реактора в начале рабочего периода, так же как и в предыдущем случае, складывается с напряжением обратной связи. Поэтому в течение всего периода напряжение в цепи управления может быть выражено в виде

$$u_k + u'_{2A} = \frac{N_1}{N_2} u. \quad (12)$$

Так как в схеме рис. 10.31 относительная фазировка обмоток управления противоположна принятой в рассмотренной выше схеме 10.33, то напряжение $u_k + u_1$ действует в управляющем полупериоде в направлении насыщения и не может быть использовано для размагничивания сердечника второго реактора. Поэтому в цепь управления включен источник вспомогательного переменного напряжения, направленный навстречу напряжению, наведенному из рабочей цепи, и равный его удвоенной величине

$$u' = 2 \frac{N_1}{N_2} u. \quad (13)$$

При этом на обмотки реактора действует в управляющем полупериоде напряжение

$$u_{1B} = 2 \frac{N_1}{N_2} u - u_k - u'_{2A} - u_1 = \frac{N_1}{N_2} u - u_1. \quad (14)$$

Обратная связь, введенная в цепь управления путем ее электрического соединения с рабочей цепью, меняет не только усиление (что является свойством всех видов обратной связи), но также и входное сопротивление управляющей

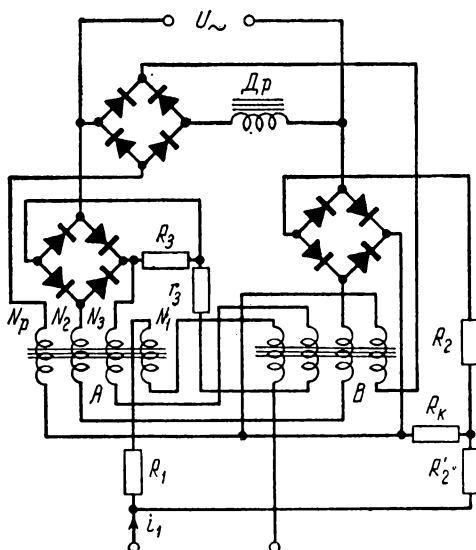


Рис. 10.35. Схема включения компенсатора для измерения малых токов.

цепи. Это особенно важно в схемах, предназначенных для измерения малых напряжений и токов, например, в автоматических компенсаторах. На рис. 10.35 приведена схема компенсатора, предназначенного для измерения малых величин тока. Входное сопротивление такого компенсатора во много раз (100—1000) меньше активного сопротивления управляющей обмотки. Это объясняется тем, что входной ток вызывает падение напряжения на сопротивлении R'_2 , которое компенсируется напряжением обратной связи, введенной во входную цепь с помощью сопротивления R_k . Внешняя положительная обратная связь регулируется при

помощи сопротивления R_3 , которое присоединяется параллельно к обмотке обратной связи и устанавливается таким, чтобы величина усиления была достаточно велика. Для установки значения выходного тока при отсутствии сигнала используются обмотки смещения N_p , которые питаются от вспомогательного источника напряжения через дроссель $Др$. Применение дросселя $Др$ значительно способствует полу-

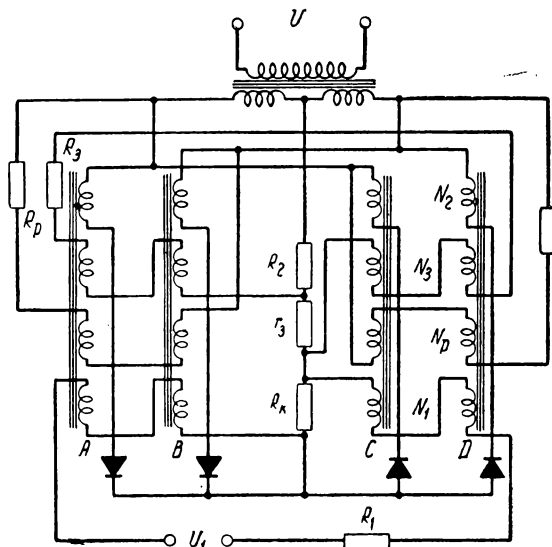


Рис. 10.36. Двухтактный магнитный усилитель для измерения напряжения (автоматический компенсатор напряжения).

чению независимости выходных величин усилителя от напряжения питания.

На таком же принципе может быть выполнен магнитный усилитель с входом по напряжению. На рис. 10.36 приведен такой усилитель, выполненный по более сложной двухтактной схеме, направление тока на выходе которого зависит от полярности входного сигнала. Для обеспечения весьма большого усиления в двухтактной схеме усилителя (рис. 10.36) предусмотрена небольшая внешняя положительная связь, которая настраивается сопротивлением R_3 . Для осуществления отрицательной обратной связи, а также для дополнительной положительной обратной связи используются падения напряжения на сопротивлениях R_k и r_3 . Сме-

щение производится переменным током, величина которого устанавливается сопротивлением R_p . Для питания нагрузки переменным током (как, например, для двухфазного асинхронного двигателя, одна из фаз которого включена через конденсатор C) применяется схема, приведенная на рис. 10.37. Здесь также применяются усилители с внутренней обратной

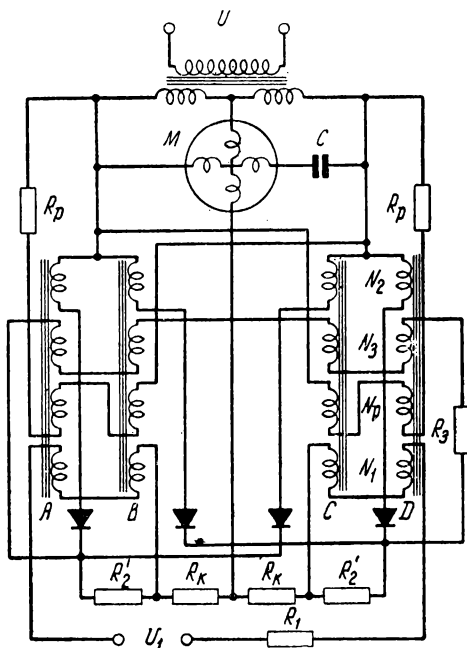


Рис. 10.37. Магнитный усилитель для управления двухфазным асинхронным двигателем.

связью и с небольшими дополнительными внешними обратными связями, настройка которых производится сопротивлением R_3 .

Известны также схемы, в которых для устранения обратного влияния рабочей цепи на цепь управления применяется режим работы, при котором некоторую часть периода насыщены одновременно оба сердечника. В этот период времени нарушается связь между рабочей и управляющей цепью и в начале следующей части периода магнитное состояние сердечников зависит только от сигналов,

приложенных к цепи управления. Этим часто достигается уменьшение времени реагирования.

Наиболее простая из таких схем приведена на рис. 10.38. Для объяснения действия схемы удобно рассматривать ее работу отдельно в управляющих и рабочих полупериодах. Рассмотрим сначала работу усилителя, когда сигналы управления отсутствуют. При помощи обмоток смещения N_3 в управляющем полупериоде размагничиваются оба сердечника. Напряжение питания выбирается так, чтобы оба сердечника насыщались в следующем за этим рабочем полупериоде (рис. 10.39, а). Поскольку нагрузка включается между симметричными половинами рабочих обмоток обоих реакторов, по ней ток не протекает. Сопротивление R_2' служит для ограничения рабочего тока дросселей после их насыщения.

Если к управляющей обмотке подключен источник напряжения, магнитные потоки в обоих сердечниках изменяются в управляющем полупериоде неодинаково и поэтому в следующем за этим рабочем полупериоде один из сердечников насытится раньше, чем другой. В момент насыщения одного из сердечников (например, А) по нагрузке начнет протекать ток, который (если не принимать в расчет сопротивления обмоток и прямое сопротивление выпрямительных элементов) определяется напряжением питания u и суммой сопротивлений $R_2 + R_2'$. При этом к обеим половинам обмоток реактора В приложено напряжение, равное падению напряжения на сопротивлениях R_2 и R_2' . Если насыщение одного реактора не должно влиять на состояние другого реактора, то падение напряжения на сопротивлении R_2' в рабочем интервале должно быть равно напряжению на половинах обмоток реакторов перед насыщением. Если пренебречь падением напряжения на сопротивлениях R_2 и

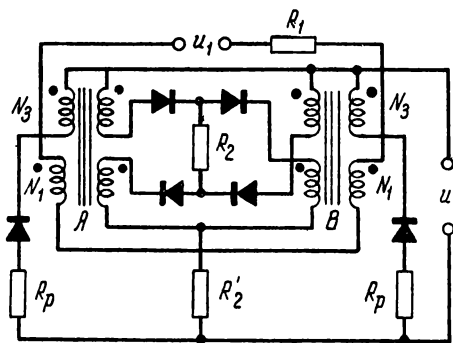


Рис. 10.38. Двухтактный однополупериодный усилитель. Развязка рабочей цепи и цепи управления достигается одновременным насыщением обоих сердечников.

R_2' от токов намагничивания, то это напряжение будет равно половине напряжения питания $\frac{u}{2}$, так как обе половины обмотки одинаковы и включены последовательно. Из этого вытекает, что сопротивления R_2 и R_2' должны быть одинаковыми. Как только насытится второй реактор, ток нагрузки упадет до нуля, а значение тока в рабочих обмотках будет ограничиваться вспомогательным сопротивлением R_2' . Форма кривой выходного тока для этого случая приведена на рис. 10.39,б.

Если изменить полярность управляющего напряжения, то сердечник реактора B в рабочем полупериоде насытится раньше и ток, который будет протекать по нагрузке, вплоть до насыщения сердечника реактора A , будет иметь обратное направление (рис. 10.39). При этом на режим работы реактора насыщение реактора B влияния не оказывает, так как напряжение питания делится пополам между сопротивлениями R_2 и R_2' , и на насыщенном реакторе A снова будет половина напряжения питания.

В рассматриваемой схеме может быть использовано управляющее напряжение как постоянного, так и переменного тока, важно только, чтобы напряжение, приложенное к обмотке управления, в управляющем полупериоде имело определенную полярность. Как видно из кривых, приведенных на рис. 10.39, при изменении полярности управляющего напряжения

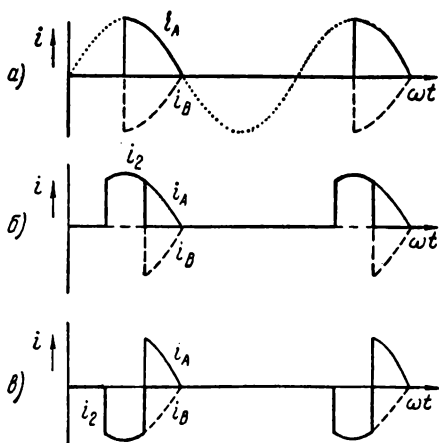


Рис. 10.39. Кривые напряжений и токов для схемы рис. 10.38.

изменяется полярность выходного напряжения и одновременно изменяется на 180° фаза первой гармоники этого напряжения.

Положительным свойством этой схемы наряду с малым временем реагирования (половина периода) является возможность простого соединения магнитных усилителей в каскады. Схемы многокаскадных магнит-

ных усилителей составляются таким образом, чтобы рабочие полупериоды отдельных каскадов чередовались. Так, например, если один каскад находится в управляющем полупериоде, то предшествующий ему каскад должен находиться в рабочем полупериоде.

Для управления двухфазными индукционными двигателями находит также применение схема рис. 10.40. Выходной трансформатор этой схемы питается от двух однополупериодных усилителей, подключенных навстречу и рабо-

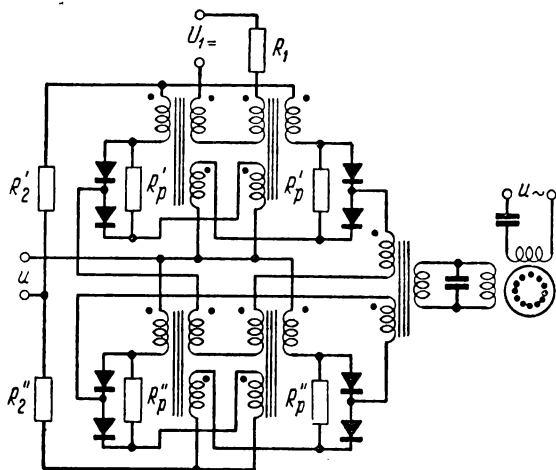


Рис. 10.40. Схема двухтактного магнитного усилителя для управления двухфазным индукционным двигателем. Управление схемой производится постоянным током.

тающих в различные полупериоды. Это позволяет компенсировать постоянную составляющую потока в сердечнике выходного трансформатора, что улучшает его использование. На вторичной обмотке трансформатора получается выходное напряжение переменного тока, фаза которого изменяется при изменении полярности сигнала управления. Установка рабочей точки производится изменением сопротивлений R_p , включенных параллельно выпрямителям.

Время реагирования схемы рис. 10.40 находится в пределах от половины до целого периода напряжения питания. Если сигналы управления являются напряжениями переменного тока (или выпрямленными по двухполупериодной схеме), то целесообразно применять схему, пока-

занную на рис. 10.41. В этой схеме для компенсации напряжения, индуктированного в управляющей цепи, применена обратная отрицательная связь по напряжению, введенная через вторичную обмотку разделительного трансформатора. Время реагирования схемы рис. 10.41 составляет половину периода напряжения питания так же, как и в схеме рис. 10.40. Установка рабочей точки осуществляется регулировкой сопротивлений R_p . Эти сопротивления выбираются такими, чтобы без управляющего напряжения реакторы насыщались в половине рабочего полупериода. При этом рабочий полупериод реакторов A и B наступает тогда, когда реакторы C и D находятся в управляющем полупериоде и наоборот.

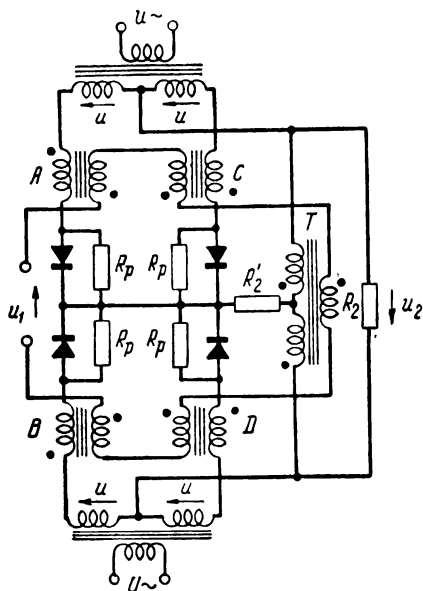


Рис. 10.41. Схема того же назначения, что и на рис. 10.40. Управление схемой производится переменным током.

Величина сопротивления R_2' может быть определена следующим образом.

Если управляющее напряжение не равно нулю, в управляющем полупериоде, например, сердечник A размагничивается меньше, чем сердечник B . Поэтому в следующем рабочем полупериоде сердечник A насыщается раньше, чем B . После этого на рабочей обмотке реактора B напряжение будет равно

$$u_{pB} = u + u_{R_2'} - \frac{u_2}{2}. \quad (15)$$

Для того чтобы момент насыщения реактора A не оказывал влияния на момент насыщения реактора B необходимо, чтобы выполнялось соотношение

$$u_{R'_2} - \frac{u_2}{2} = 0. \quad (16)$$

Так как

$$u_{R'_2} = R'_2 i'_p = \frac{u_2}{2} = \frac{R_2 i_2}{2}, \quad (17)$$

то

$$i'_2 = 2i_2 \quad (18)$$

и, следовательно,

$$R'_2 = \frac{R_2}{4}. \quad (19)$$

Положительным свойством рассмотренной схемы является стабильность нуля рабочей характеристики.

10.5. УМЕНЬШЕНИЕ ТОКА ХОЛОСТОГО ХОДА

Во всех рассмотренных до сих пор магнитных усилителях при отсутствии МДС, создаваемой обмоткой управления, по рабочей обмотке проходит определенный ток холостого хода. Во многих случаях (например, при включении обмотки реле на входе следующего магнитного усилителя) величина этого тока должна быть ограничена определенным значением, а иногда наличие такого тока недопустимо. Как было указано выше, влияние этого тока в симметричных двухтактных схемах можно компенсировать, но данный способ во многих случаях является слишком сложным и невыгодным. Часто можно провести компенсацию тока холостого хода непосредственно на нагрузке, например, если у реле, включенного в качестве нагрузки, имеются две обмотки. Тогда по второй обмотке пропускается ток, компенсирующий ток холостого хода магнитного усилителя (рис. 10.42,а).

Другая схема компенсации тока холостого хода при помощи двух дросселей насыщения, присоединенных к трансформатору со средним выводом, приведена на рис. 10.42,б. Один из дросселей не имеет обмотки управления и представляет собой компенсирующий элемент. Такое

же решение дает и схема, приведенная на рис. 10.42,в. Эта схема хорошо работает в тех случаях, когда ток намагничивания сетевого трансформатора минимален. На рис. 10.42,г представлен еще один вариант решения этой задачи.

Уменьшение тока холостого хода в магнитных усилителях с внутренней обратной связью можно осуществить,

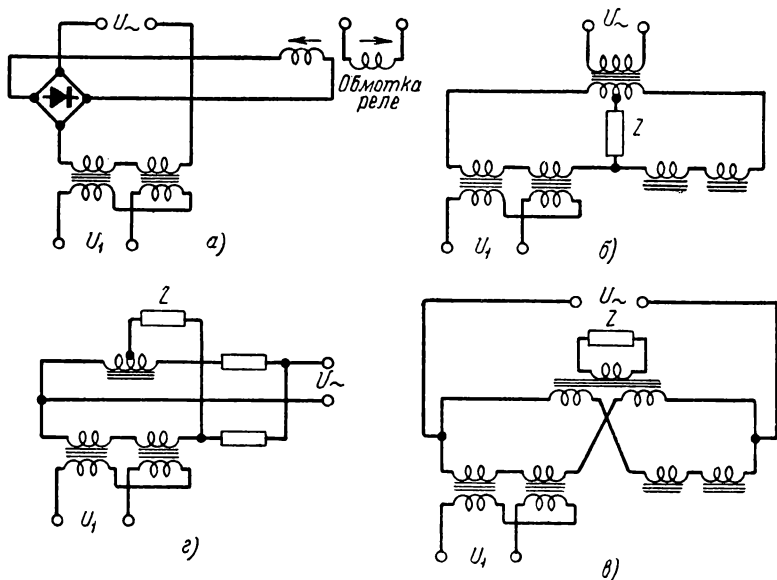


Рис. 10.42. Схема компенсации тока холостого хода:
а — компенсация в нагрузке; б и в — при помощи дополнительных магнитных усилителей; г — при помощи мостовой схемы.

если энергия намагничивания сердечника будет поступать, минуя цепь нагрузки.

На рис. 10.43 показаны три такие схемы. Величина напряжения, которое используется для намагничивания, должна быть достаточно большой, чтобы в цепь намагничивания можно было включить сравнительно высокий импеданс Z . Большая величина импеданса необходима для того, чтобы нормальная работа магнитного усилителя не была нарушена. Если число намагничивающих и рабочих витков одинаково, то отношение величин напряжения намагничивания к напряжению рабочей цепи должно лежать в пределах от 3 до 10. В намагничивающую цепь, можно

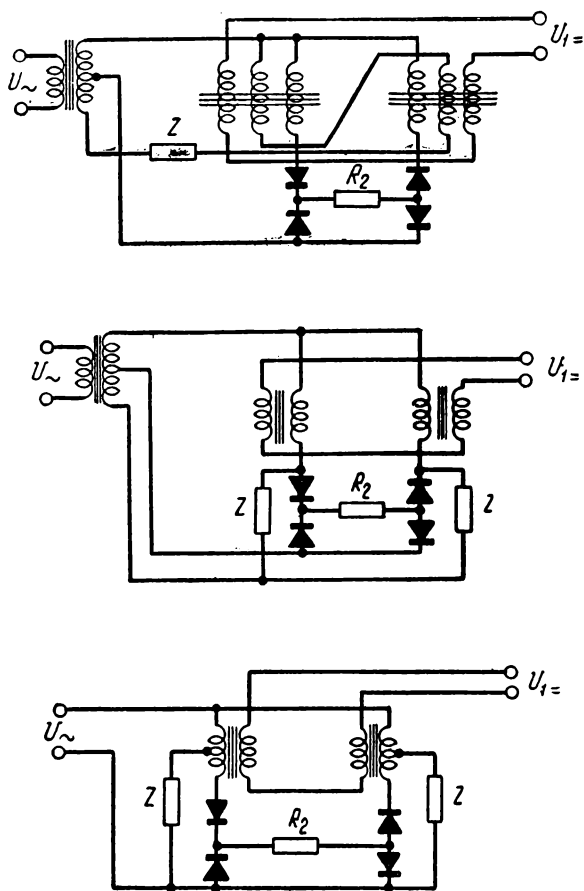


Рис. 10.43. Схемы магнитных усилителей, у которых ток намагничивания не протекает по нагрузке.

включить активное сопротивление, но рациональнее применять емкости или индуктивности.

На рис. 10.44 показано, как изменяется характеристика амплитата при компенсации тока холостого хода путем использования описанных выше схем.

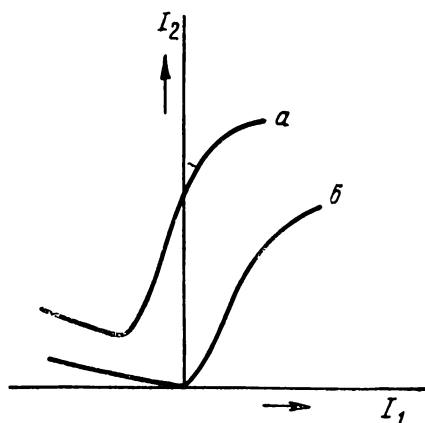


Рис. 10.44. Характеристики магнитных усилителей при соединении по схемам, приведенным на рис. 10.43:

a — обычная рабочая характеристика; *б* — характеристика усилителя с компенсированным током холостого хода.

первая гармоника питающего напряжения. В некоторых случаях применение таких схем позволяет уменьшить размеры дросселей насыщения, так как рабочий и управляющий токи действуют навстречу и поэтому эффективное значение тока в обмотках уменьшается.

Однофазная схема включения с совмещенными обмотками приведена на рис. 10.45. Как видно из рисунка, магнитный усилитель состоит из четырех реакторов *A*, *B*, *C* и *D*, каждый из которых имеет одну обмотку. Рабочий ток протекает в определенные моменты времени по обмоткам реакторов *B* и *C* в том же на-

10.6. МАГНИТНЫЕ УСИЛИТЕЛИ С СОВМЕЩЕННЫМИ ОБМОТКАМИ

Выше рассматривались схемы магнитных усилителей с отдельными обмотками рабочей цепи и обмотками цепи управления. Возможны также схемы, в которых рабочий ток и ток управления протекают по одним и тем же обмоткам. При этом сохраняется основное свойство дросселей насыщения: в цепи управления не индуктируется

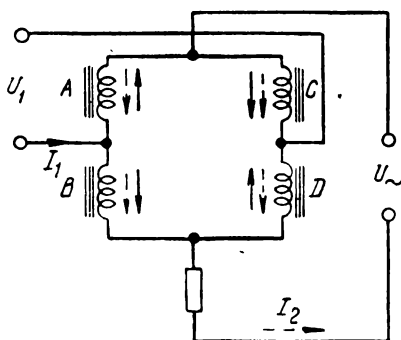


Рис. 10.45. Схема однофазного магнитного усилителя с совмещенными обмотками.

направлении, что и ток управления, а по обмоткам A и D — в противоположном направлении. При этом условия работы реакторов A и D (B и C) аналогичны. По отношению к рабочей цепи, реакторы A и B (C и D) ведут себя так же, как дроссель насыщения с последовательным включением обмоток. При этом два таких дросселя насыщения (A, B и C, D) включены параллельно и по отношению к питающей сети и к нагрузке ведут себя как дроссель насыщения с последовательным включением ра-

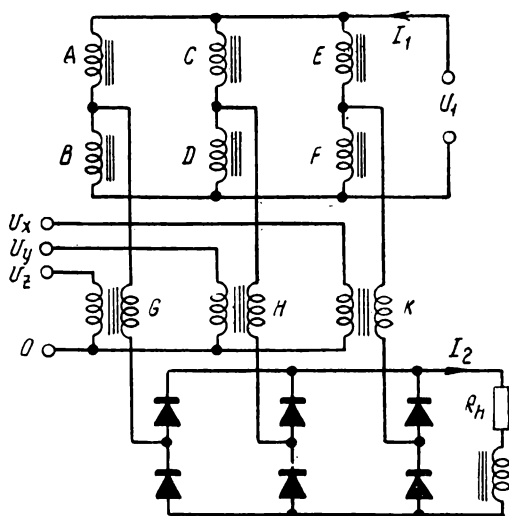


Рис. 10.46. Схема трехфазного магнитного усилителя с совмещенными обмотками.

бочих обмоток и обмоткой управления, число витков которой $N_1 = N_2$.

По сравнению с обычным дросселем насыщения с последовательным включением обмоток в рассматриваемой схеме имеется такое же распределение напряжений, но в каждой из цепей протекает половина рабочего тока. В ту половину периода, когда данный реактор насыщен, по его обмотке протекает половина тока управления и половина рабочего тока, что в сумме дает ток, равный рабочему току. В течение той половины периода, когда реактор не насыщен, МДС рабочего тока компенсируется МДС управления и результирующий ток равен нулю.

При объеме сердечника, равном объему сердечника эквивалентного дросселя с последовательным включением обмоток, в рассматриваемой схеме экономия меди составляет приблизительно 50%.

Одна из многофазных схем с совмещенными обмотками и выходом на постоянном токе показана на рис. 10.46. Приведенная на этом рисунке трехфазная схема состоит из шести реакторов (A, B, C, D, E и F), питающих трансформаторов (G, H и K) и выпрямителей, включенных по мостовой схеме. Ток в цепи нагрузки и ток управления связаны следующим соотношением:

$$I_2 = \frac{2}{3} I_1.$$

10.7. МОДУЛЯТОРЫ С МАГНИТНЫМИ УСИЛИТЕЛЯМИ

Схемы с магнитными усилителями могут быть также использованы и в качестве модуляторов. Последние имеют широкое применение в измерительной технике, в промышленной электронике и в различных сервомеханизмах. Ос-

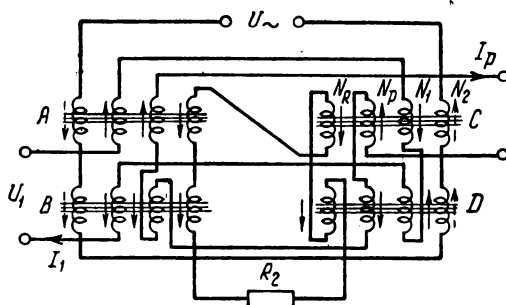


Рис. 10.47. Схема магнитного модулятора основной гармоники.

новным требованием, предъявляемым к модуляторам, является стабильность нуля, иногда требуется усиление тока или напряжения.

Схема модулятора основной гармоники, которая работает при малом переменном намагничивании, приведена на рис. 10.47. Модулятор состоит из четырех трансформато-

ров A, B, C и D , подмагничиваемых постоянным током, первичные обмотки которых соединены последовательно и присоединены к источнику переменного напряжения U . На нагрузке действует разность напряжений между вторичными обмотками A, B и C, D . Обмотки управления N_1 и смещения N_p , которые обтекаются постоянным током, включаются таким образом, что наведенные в них э. д. с. первой гармоники компенсируются.

В трансформаторах A и B МДС обмоток управления действует согласно с МДС обмоток смещения, а в трансформаторах C и D указанные МДС действуют встречно. Поэтому при увеличении тока управления суммарное напряжение на рабочих обмотках сердечников A и B снижается, а на сердечниках D и C повышается. При изменении полярности тока управления направление МДС управления реакторов A, B и C, D меняется на обратное и соответственно изменяется фаза тока в нагрузке.

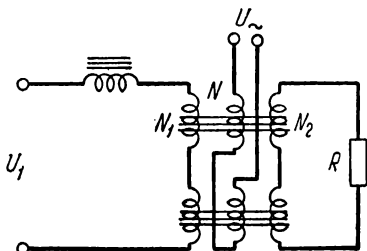


Рис. 10.48. Схема магнитного модулятора с выходом на четных гармониках.

В основном, схемы модуляторов, работающих с большим переменным намагничиванием, представляют собой двухтактные схемы с выходом на переменном токе.

На рис. 10.48 приведена схема магнитного модулятора другого типа. В этой схеме применен обычный дроссель насыщения с последовательным соединением обмоток и с большим импедансом в цепи управления, отличающийся тем, что сопротивление нагрузки включено не в цепь питающего напряжения, а в цепь отдельной обмотки N_2 , электрически не соединенной с остальными обмотками. Назначение этой обмотки в обоих реакторах такое же, как обмотки управления. При отсутствии тока в обмотке управления N_1 в цепи рабочей обмотки N_2 напряжения не возникает. При включении тока в обмотку управления рабочие участки кривых намагничивания обоих реакторов сдвигаются в разные стороны и в цепи нагрузки возникает напряжение, основная частота которого равна двойной частоте питающей сети. Величина тока, протекающего по нагрузке, зависит от величины сопротивления нагрузки, а его кривая складывается из отрезков синусоид. Фаза

(0 или 180°) тока нагрузки зависит от полярности тока управления.

Возможны и другие варианты схемы модуляторов (рис. 10.49).

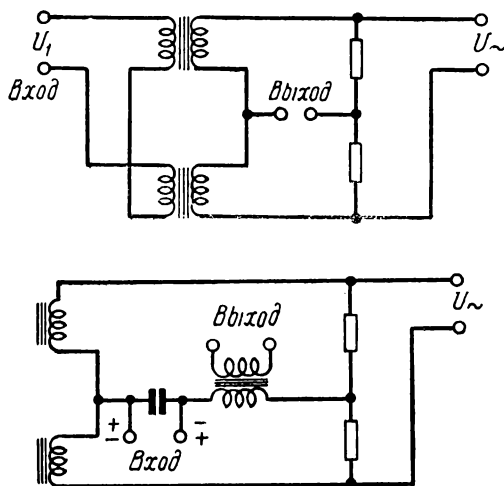


Рис. 10.49. Две схемы включения модуляторов с выходом на четных гармониках.

10.8. СХЕМЫ МАГНИТНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ С ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ ПО ЧЕТНЫМ ГАРМОНИКАМ

Недостатком обычных схем с обратной связью является сравнительно большая величина рабочего тока при отсутствии тока в обмотке управления. Уменьшения тока холостого хода можно достигнуть при помощи обмотки смещения, по которой протекает постоянный ток, но получение и стабилизация этого тока часто затруднительны. При включении усилителя по схеме, приведенной на рис. 10.50, можно обеспечить такую же величину тока холостого хода, как и в магнитном усилителе без внутренней обратной связи. В этой схеме в цепь обмотки обратной связи, которая электрически не соединена с рабочей обмоткой, включен выпрямитель. Условием эффективности этой обратной связи является наличие большого импеданса в цепи управления. В рассматриваемой схеме в обмотке обратной связи индуцируется напряжение, частота которого в 2 раза больше, чем частота питания. Так как в цепь управления

включен выпрямитель, то в этой цепи может протекать только постоянный ток, полярность которого определяется проводящим направлением этого выпрямителя. Таким образом, в зависимости от полярности включения выпрямителя можно получить положительную или отрицательную обратную связь.

В обычном усилителе постоянная составляющая создаётся внешним источником питания, в цепь которого включен выпрямитель. Цепью управления в этом случае добавляется только небольшая часть МДС подмагничивания, зависящая от импеданса цепи обратной связи, прямого сопротивления выпрямительного элемента и крутизны кривой намагничивания.

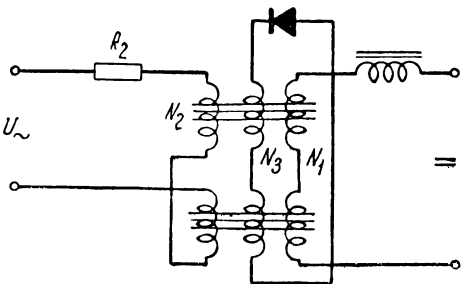


Рис. 10.50. Схема магнитного усилителя с обратной связью на четных гармониках.

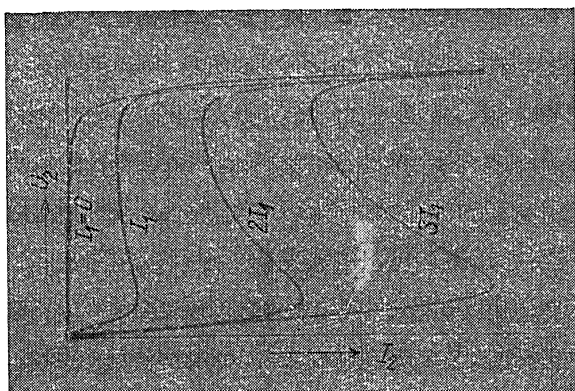


Рис. 10.51. Рабочие характеристики магнитного усилителя с обратной связью на четных гармониках.

При использовании четных гармоник для создания отрицательной обратной связи значительно уменьшается коэффициент усиления тока. Вольтамперные характеристики усилителя с обратной связью на четных гармониках при-

ведены на рис. 10.51; из рисунка следует, что рабочий ток при повышении напряжения питания на определенных участках уменьшается. Таким образом, дроссель насыщения в этой схеме представляет собой отрицательный импеданс, который можно использовать для стабилизации тока или напряжения. Другим применением обратной связи на четных гармониках является спрямление рабочих характеристик магнитного усилителя, сердечники которого изготовлены из материала с малой крутизной кривой намагничивания (трансформаторная сталь). Изменение этих характеристик изображено на рис. 10.52. При такой схеме можно

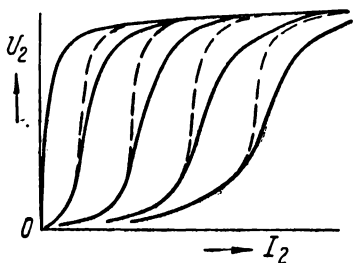


Рис. 10.52. Выпрямление рабочих характеристик при помощи обратной связи на четных гармониках.

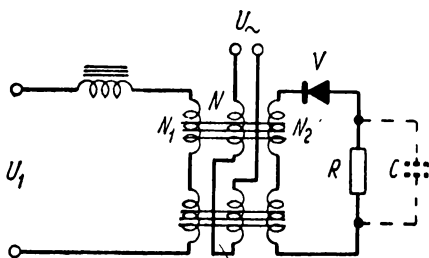


Рис. 10.53. Схема с обратной связью на четных гармониках с активным сопротивлением (R) в цепи обратной связи.

обеспечить независимость величины рабочего тока от колебаний питающего напряжения в значительном диапазоне при применении магнитных материалов невысокого качества.

Применяется также модификация схем с обратной связью на четных гармониках, которая отличается включением некоторой нагрузки R в цепь обратной связи (рис. 10.53). Эта схема обеспечивает большую стабильность в области слабых сигналов. Для улучшения формы выходного сигнала параллельно нагрузке присоединяется конденсатор C . Эти схемы применяются для усиления напряжения при измерениях, выполняемых с помощью термоэлектрических элементов или тензометрических датчиков. Недостатком подобных схем является большое время реагирования, величина которого зависит, в первую очередь, от величины эффективного импеданса цепи обратной связи, в которой замыкаются индуктированные токи.

10.9. ВЛИЯНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ИСТОЧНИКА СИГНАЛОВ УПРАВЛЕНИЯ

При рассмотрении принципа действия разных схем магнитных усилителей мы исходили из предположения, что цепь управления питается от источника постоянного тока. При многочисленных практических применениях магнитных усилителей это предположение часто не соответствует действительности. Характер процесса зависит от схемы магнитного усилителя и импеданса цепи управления; только учитывая эти факторы можно определить, как изменится характеристика, например, при применении управляющего тока пульсирующего характера.

Самый распространенный случай имеет место, когда обмотка управления магнитного усилителя питается от выпрямительного моста. Обычно в этом случае магнитный усилитель работает так же, как и при питании от источника постоянного тока, величина которого равна среднему значению выпрямленного тока управления. Если цепь управления не связана магнитно с какой-либо цепью с малым импедансом, то в цепи управления индуцируется напряжение, имеющее двойную частоту источника питания. Поскольку со стороны обмотки управления выпрямительный мост действует подобно вентилю, то это напряжение вызывает в цепи управления пульсирующий постоянный ток, при этом возникает обратная (положительная) связь на четных гармониках, которая существенно изменяет характеристики магнитного усилителя. Более подробное описание этого вида обратной связи было приведено в предыдущем параграфе. Влияние такой обратной связи можно ограничить путем присоединения конденсатора параллельно обмотке управления или параллельным включением рабочих обмоток. Для этой цели также можно использовать и другие обмотки управления, замкнув их накоротко. Однако все эти способы значительно увеличивают время реагирования.

Для того чтобы исключить влияние постоянной составляющей токов, наведенных в цепи управления, применяет-

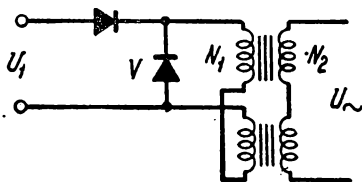


Рис. 10.54. Схема с нулевым вентилем. Включение нулевого вентиля V в цепь управления.

ся также схема, известная под названием «схемы с нулевым вентилем» (рис. 10.54). Нулевой вентиль присоединяется параллельно обмотке управления и в те моменты времени, когда ток в цепи управления прерывается, например, записывается электронная лампа в цепи управления, через этот вентиль создается замкнутый контур, необходимый для поддержания тока в обмотке управления.

10.10. УСИЛИТЕЛИ ДЛЯ МАЛЫХ ВХОДНЫХ СИГНАЛОВ

Магнитные усилители часто применяются для усиления очень малых входных сигналов порядка нескольких микровольт. Для усиления сигналов, имеющих такой низкий уровень, электронные усилители не годятся, так как уровень собственных шумов электронной лампы превосходит уровень входных сигналов.

Магнитные усилители, применяемые для усиления таких малых сигналов, обычно представляют собой только входные элементы последующих каскадов усиления, электронных или магнитных. Сердечники таких усилителей имеют очень небольшие размеры. Например, тороидальные сердечники могут иметь наружный диаметр около 10 мм. Здесь возможно применение какой-либо из ранее рассмотренных схем.

Часто требуется большая стабильность характеристики в областях, близких к нулевому сигналу. В обычных схемах выполнение этого требования затруднительно из-за неустойчивости выпрямительных элементов. В этих случаях можно применить схему, изображенную на рис. 10.53. Чтобы ограничить в этой схеме влияние неустойчивости выпрямителей, целесообразно использовать повышенное напряжение питания (до трехкратного от критической величины и больше). Сердечники усилителя нужно подбирать с одинаковыми кривыми намагничивания. Когда МДС в обмотке управления отсутствует, то в цепи нагрузки обоих сердечников индуктируются напряжения, одинаковые по величине, но противоположной полярности, разность которых равна нулю. При незначительной МДС в обмотке управления один из сердечников насыщается несколько раньше другого, следовательно, нарушается равновесие напряжения в цепи нагрузки, в результате чего в ней возникает ток. В цепи управления этой схемы должен быть большой импеданс. Ток проходит только в цепи нагрузки, где он выпрямляется выпрямителем V и сглаживается конденсатором C . При наличии выпрямителя в цепи

нагрузки ток нагрузки действует как положительная обратная связь по четным гармоникам и увеличивает коэффициент усиления.

Стабильность нуля такой схемы достаточно велика, так как выпрямитель здесь действует только очень короткий период времени и выпрямляет только разность переменных напряжений, которая не зависит от свойств выпрямителя. Этим способом можно усиливать сигналы порядка 10^{-12} вт. В усилителях для автоматических компенсаторов требуется, чтобы полярность на выходе зависела от полярности на входе. Для этого можно применить некоторые из двухтактных схем, которые мы уже рассматривали ранее. Но и в этих случаях возникают затруднения при обеспечении стабильности нуля. Поэтому целесообразно применять описанные ранее магнитные модуляторы (главным образом с выходом на четных гармониках), к которым подключается электронный усилитель с фазовым дискриминатором. Если электронный усилитель реагирует только на четные гармоники, то можно усиливать входные сигналы мощностью порядка 10^{-16} вт.

ЛИТЕРАТУРА

1. G. M. Attura. Magnetic Amplifier with reset control. *Electronics*, 1953, v. 26, c. 6.
2. P. W. Barnhart. A New full wave magnetic amplifier output stage. *Trans. AIEE*, 1955, Sv. 74.
3. А. И. Демьянчик. Быстродействующие магнитные усилители для следящих систем с двигателями переменного тока. „Автоматика и телемеханика“, 1956, № 3.
4. W. A. Geyger. A new type of magnetic servo amplifier. *Trans. AIEE*, 1952, v. 71.
5. W. A. Geyger. Magnetic amplifier of the self balancing potentiometer type. *El. Engineering*, 1953, № 1, p. 383.
6. C. B. House. Flux-preset high-speed magnetic amplifier. *Trans. AIEE*, 1953, v. 72.
7. C. B. House. Full-wave reversible-polarity half-cycle response magnetic amplifiers. *Trans. AIEE*, 1955, v. 74.
8. S. W. Kallander. A fast response magnetic servo amplifier. *Trans. AIEE*, 1955, v. 74.
9. I. Krausek, B. Dudus. Teorie nových magnetických zesilovaců odevzou kratší jedné periody Slaboproudý obzor, Praha, 1955, Str. 302—310.
10. H. W. Lord. Magnetic amplifier circuits with full-wave output and half-wave control signals. *Trans. AIEE*, 1954, v. 74.
11. C. W. Lufcy, A. E. Schmid, P. W. Barnhart. An Improved magnetic servo amplifier. *Trans. AIEE*, 1952, v. 71.
12. A. E. Maine. High speed magnetic amplifier and some new developments. *Elektronik Engineering*, 1954, v. 26, № 5.
13. A. E. Maine. Three-phase high-speed magnetic amplifier. *El. Engineering*, 1954, v. 26, № 5.

14. И. Б. Негневицкий и Р. А. Липман. К теории однополупериодного магнитного усилителя. Автоматика и телемеханика, ч. I, 1957, № 4; ч. II, 1957, № 5.
15. A. R. Ramey. On the mechanics of magnetic amplifier operation. Trans. AIEE, 1951, v. 70.
16. A. R. Ramey. On the control of magnetic amplifiers. Trans. AIEE, 1951, v. 70.
17. A. R. Ramey. Magnetic amplifiers circuits and applications, Trans. AIEE, 1953, p. 791.
18. D. J. Scorgie. Fast response with magnetic amplifiers. Trans. AIEE, 1953, v. 72.
19. R. Feinberg. A review of transducer principles and applications. Proc. IEE, 1950.
20. W. A. Robe. Magnetic converter DC amplifier. Electronics, 1953, Dec.
21. W. A. Geyger. Magnetic amplifiers of the balance detector type. Electr. Engineering, May 1950.
22. F. Hinger. Magnetic amplifiers. Methuen and Co., London, 1953.
23. W. A. Geyger. A new type of magnetic-servo amplifier. Trans. AIEE, 1952.
24. J. G. Milnes. Types of Magnetic amplifiers. Trans. AIEE, 1952, July.
25. A. S. Bitzgerald. Compensating for the quiescent current in multispace magnetic amplifiers. Trans. AIEE, 1952, Jan.
26. М. А. Боярченко, Н. П. Васильева. Быстродействующие магнитные усилители, Госэнергоиздат, 1957.

ГЛАВА ОДИННАДЦАТАЯ

ПРАКТИЧЕСКОЕ ПРИМЕНЕНИЕ МАГНИТНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

В настоящее время выпускаются магнитные усилители мощностью от 0,1 *вт* до нескольких десятков киловатт.

В зависимости от того, какие электрические характеристики необходимо получить, применяются различные схемы включения магнитных усилителей. В настоящее время преимущественное распространение получили магнитные усилители с внутренней обратной связью (амплистаты).

В объеме данной книги не представляется возможным рассмотреть с достаточной полнотой все применения магнитных усилителей. Поэтому ниже приведены только некоторые, наиболее характерные их применения.

11.1. ИЗМЕРЕНИЕ ПОСТОЯННЫХ ТОКОВ И НАПРЯЖЕНИЙ

Для измерения переменных токов и напряжений значительной величины обычно применяются измерительные трансформаторы тока и напряжения. Они дают возможность просто и экономично (практически без потерь) превращать большие токи и высокие напряжения в более доступные и удобные для измерения величины и позволяют изолировать цепь прибора от цепи, в которой производятся измерения.

При измерении постоянного тока можно применить дроссель насыщения, включенный по схеме, представленной на рис. 11.1,а. При измерении напряжения постоянного тока применяется схема, показанная на рис. 11.1,б. В основе этого способа измерения лежит известное положение, согласно которому средняя величина рабочего тока равна току управления, пересчитанному относительно чисел витков соответствующих обмоток. Это соотно-

шение даже с учетом влияния небольших отклонений, вызванных током намагничивания, не зависит от величины напряжения питания и его частоты, сопротивления рабочей цепи и действительно как при последовательном, так и

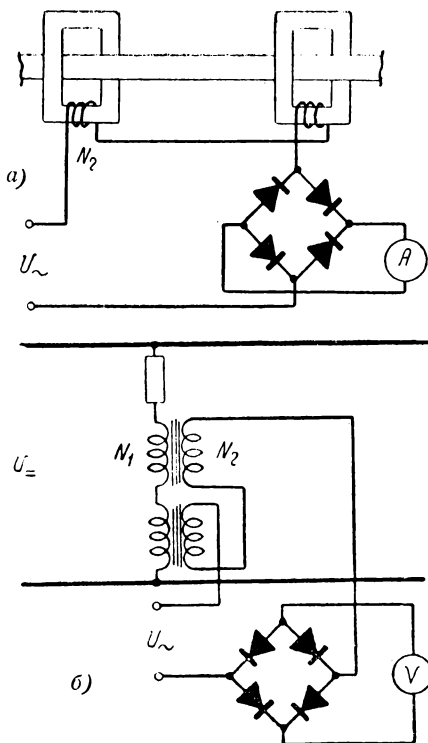


Рис. 11.1. Схемы включения дросселя насыщения:

a — для измерения постоянного тока большой величины; *б* — для измерения напряжения постоянного тока.

при параллельном соединении рабочих обмоток магнитного усилителя без обратной связи; практически чаще применяется последовательное соединение, обеспечивающее большее быстродействие.

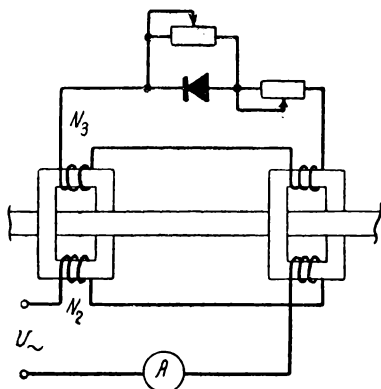
При измерении выход дросселя насыщения присоединяется к измерительному прибору, который может быть прибором переменного тока либо, при включении в рабочую цепь выпрямителей, — прибором постоянного тока. Не следует забывать, что на выходе форма кривой переменного тока не синусоидальна, поэтому следует применять измерительные приборы, показывающие среднее значение измеряемого переменного тока. Точность показаний измерительных трансформаторов постоянного тока зависит

от величины отношения тока намагничивания к току, протекающему по рабочей цепи при максимальной величине измеряемого тока. Чем меньше ток намагничивания, тем точность измерения выше. Следовательно, в рассматриваемом случае, особенно для измерений малых величин тока, должны применяться усилители с сердечниками, изготовленными из магнитных материалов высокого качества.

Если необходимо исключить влияние изменения напря-

жения источника питания трансформатора тока на показания прибора, а также там, где возможны большие колебания напряжения питания, применяется компенсация наклона рабочих характеристик одновременного намагничи-

Рис. 11.2. Измерительный трансформатор постоянного тока с отрицательной обратной связью.



вания при помощи отрицательной обратной связи на четных гармониках. Схема соединения измерительного трансформатора этого типа представлена на рис. 11.2. Фотография измерительного трансформатора постоянного тока на ток 1500 а и мощность 40 ва приведена на рис. 11.3.

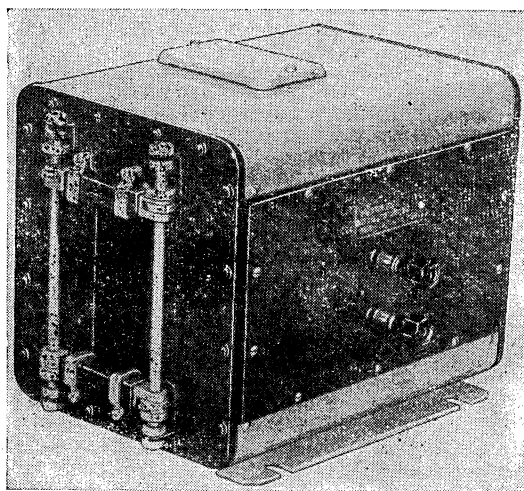


Рис. 11.3. Фотография измерительного трансформатора постоянного тока на 1500 а, 40 ва.

11.2. ИЗМЕРЕНИЕ СЛАБЫХ ТОКОВ И НАПРЯЖЕНИЙ

Высокая стабильность и большие коэффициенты усиления магнитных усилителей позволяют применять их для измерений постоянного напряжения или тока очень малых величин. При применении магнитных усилителей легче обеспечить постоянство нуля, чем при применении электронных усилителей. В измерительных схемах часто применяются схемы с внутренней обратной связью, причем для

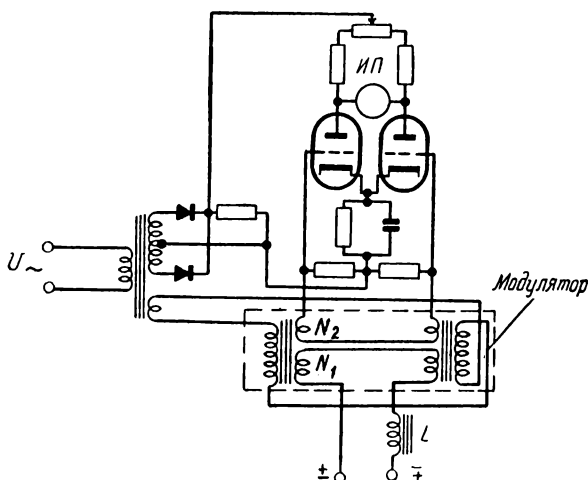


Рис. 11.4. Схема магнитного модулятора с выходным электронным усилителем для измерения небольших напряжений постоянного тока.

увеличения стабильности используется отрицательная внешняя обратная связь. Примеры таких схем были приведены на рис. 10.10 и 10.11. Для усиления очень малых напряжений, где требуется, в первую очередь, высокая степень постоянства нуля, применяются магнитные модуляторы, также рассмотренные в гл. 10. Эти модуляторы часто включаются совместно с электронными усилителями, которые обеспечивают необходимое усиление выходного напряжения модуляторов. После усиления напряжение подводится к фазовому дискриминатору. Такая схема включения модулятора приведена на рис. 11.4. Измеряемое напряжение через индуктивность L подключается к обмотке управления модулятора. Выходные обмотки модулятора N_2 включены так же, как обмотки управления, и поэтому выходное на-

пряжение модулятора содержит только четные гармоники. Выход модулятора подключен к сеткам двух электронных ламп, анодные цепи которых питаются двухполупериодным выпрямленным напряжением без фильтрации; частота пульсаций анодного напряжения, таким образом, также вдвое больше частоты питающей сети. Эта схема представляет собой фазовый дискриминатор, на выходе которого включен измерительный прибор. При изменении полярности измеряемого напряжения изменяется фаза на выходе модулятора; на это изменение фазы реагирует фазовый дискриминатор, образованный электронными лампами; при этом меняется направление тока в приборе, включенном на выходе схемы.

11.3. УПРАВЛЕНИЕ ОСВЕЩЕНИЕМ С ПОМОЩЬЮ МАГНИТНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Одним из первых применений магнитных усилителей явилось их использование для управления освещением, в частности, в театре и на сцене. Первые установки для регулирования освещения с применением магнитных усилителей были выполнены еще до первой мировой войны. Управление освещением производится просто и плавно, управляющая мощность невелика, управление легко можно осуществить на расстоянии, например, из помещения зрительного зала при помощи небольших регулирующих сопротивлений. Малая мощность, необходимая для управления, дает возможность легко управлять несколькими группами осветительных приборов одновременно.

На рис. 11.5 приведена простая схема регулятора освещения с магнитным усилителем с внутренней обратной связью. Этот способ применим и для регулирования освещения при использовании люминесцентных и дуговых ламп, у которых в отличие от обычных ламп накаливания при изменении напряжения спектральный состав света не изменяется. Большим достоинством регуляторов с магнитными усилителями для люминесцентных ламп является то, что

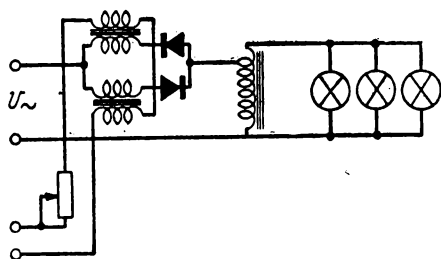


Рис. 11.5. Регулятор освещения с магнитным усилителем.

максимальное значение тока (несмотря на значительное изменение в процессе регулирования средней величины) в довольно широком диапазоне остается приблизительно неизменным. Люминесцентная лампа горит большую или меньшую долю периода и соответственно меняется среднее значение ее светового потока.

Благодаря практически неограниченному сроку службы магнитные усилители могут заменить рубильники и контакторы, при помощи которых включаются и отключаются отдельные группы осветителей. При введении в схему запаздывающих элементов можно обеспечить периодическое изменение числа включенных групп без применения контактных элементов (реле, контакторов и т. п.).

11.4. РЕГУЛИРОВАНИЕ СКОРОСТИ ВРАЩЕНИЯ ДВИГАТЕЛЕЙ

Регулирование скорости вращения двигателя постоянного тока может быть осуществлено изменением величины напряжения на якоре или в тех случаях, когда не требуется изменения скорости вращения в широких пределах, из-

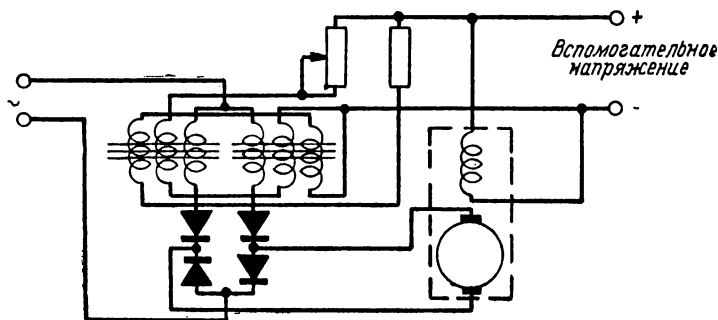


Рис. 11.6. Схема управления скоростью вращения двигателя постоянного тока.

менением тока возбуждения. Схема регулирования скорости вращения двигателя постоянного тока с применением магнитного усилителя в цепи якоря показана на рис. 11.6.

Для регулирования небольших коллекторных универсальных двигателей применяется магнитный усилитель с выходом на переменном токе. Такая система управления скоростью вращения оказывается дешевле системы управления с трансформатором, и более экономична, чем управление реостатом. Этот способ управления часто применяется для регулирования скорости вращения двигателей на-

моточных станков, двигателей зубообрабатывающих машин и т. п. Схема, показанная на рис. 11.7, ограничивает повышение скорости вращения серийного двигателя при сбросе на-

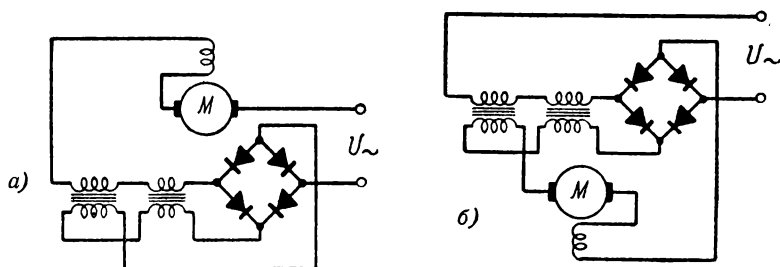


Рис. 11.7. Схема ограничения скорости вращения двигателя с последовательным возбуждением при сбросе нагрузки:
а — для двигателя постоянного тока; б — для универсального двигателя.

грузки. Действие ее основано на том, что ток в обмотке управления пропорционален току двигателя. При уменьшении нагрузки уменьшается ток управления, увеличивается

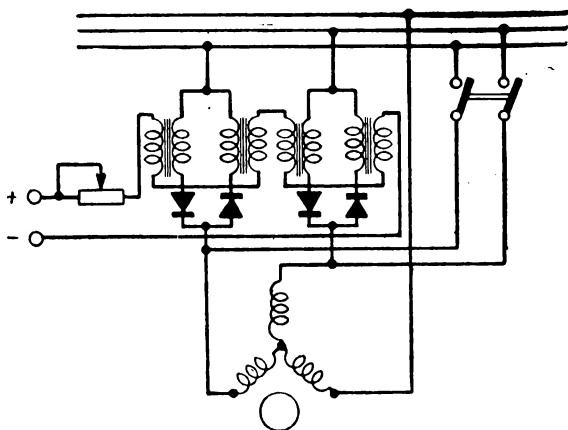


Рис. 11.8. Схема управления пуском асинхронного двигателя.

падение напряжения на рабочих обмотках дросселя и соответственно уменьшается напряжение на якоре, что делает невозможным увеличение скорости вращения.

Магнитные усилители применяются также и для ограничения скорости разгона асинхронных двигателей. Так,

например, в прядильных машинах быстрый разгон может привести к обрыву волокон; применение магнитных усилителей предотвращает возможность такой аварии. Схема управления пуском асинхронного двигателя представлена на рис. 11.8. После окончания пуска рабочие обмотки магнитных усилителей шунтируются рубильником или контактором. В результате этого снижаются потери в нормальном эксплуатационном режиме и магнитные усилители для работы в этом режиме могут быть выбраны с меньшей номинальной мощностью, так как они включены только в течение сравнительно короткого времени пуска.

11.5. РЕГУЛИРОВАНИЕ МОЩНЫХ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ

Магнитные усилители позволяют весьма экономично регулировать потребление энергии крупными потребителями. Такими, например, являются электропечи, где установленная мощность часто превышает 1 000 квт. При помощи магнитных усилителей обеспечивается и бесперебойное регулирование мощности в отношении 1 : 1000. Магнитные усилители обычно включаются как дроссели насыщения без обратной связи по трехфазным или однофазным схемам. Коэффициент усиления мощности больших дросселей насыщения даже без обратной связи достаточно велик, его величина достигает значений порядка 100. Если возможно подобрать выпрямители соответствующих размеров, то предпочтительнее применить для уменьшения габаритов дросселей насыщения и повышения коэффициента усиления мощности амплитасты. Однако в случае их применения несколько увеличиваются потери за счет добавочных потерь в выпрямителях. Увеличение потерь проявляется в основном при применении селеновых выпрямителей. В случае применения германиевых выпрямителей добавочные потери настолько незначительны, что коэффициент полезного действия установок с амплитастами практически такой же, как и при применении магнитного усилителя без обратной связи.

11.6. УПРАВЛЕНИЕ ВЫПРЯМИТЕЛЯМИ

В схемах с внутренней обратной связью выпрямители являются такими же основными элементами, как и другие детали магнитного усилителя. Если такой усилитель имеет выход на постоянном токе, то его можно рассматривать как выпрямитель, управляемый последовательно включен-

ными дросселями насыщения. Напряжение этого выпрямителя зависит от тока управления дросселей, как это видно из семейства нагрузочных характеристик, приведенных на рис. 11.9.

Включение дросселей насыщения в анодные цепи выпрямителей большой мощности, например ртутных выпрямителей, оказывает благоприятное влияние на их работу, так как при этом увеличиваются время снижения тока перед погасанием дуги на отдельных анодах, а также продолжительность периода горения дуги, уменьшается распыление анода, снижается опасность повторного зажигания и уменьшаются величины токов короткого замыкания.

При управлении выпрямителем большой мощности существенное значение приобретает величина коэффициента мощности, значение которого определяется глубиной регулирования выходного напряжения. Чем больше глубина регулирования, тем $\cos \phi$ ниже.

Регулирование мощности на выпрямленном токе при помощи дросселей насыщения также осуществляется за счет понижения коэффициента мощности на стороне переменного тока.

Отсюда следует, что проектирование установок с дросселями насыщения должно производиться таким образом, чтобы при максимальном подмагничивании дросселей падение напряжения на рабочих обмотках было бы сравнительно невелико. Поэтому управление дросселями в цепи ртутных выпрямителей особенно выгодно в тех случаях, когда диапазон регулирования относительно мал, например от 70 до 100% номинального напряжения. В этом случае анодные дроссели относительно невелики по своим размерам и время их реагирования мало, так как большую часть периода дроссели насыщены, и эффективная индуктивность цепи управления мала.

Магнитные усилители применяются также для управления моментом зажигания управляемых ионных выпрямителей

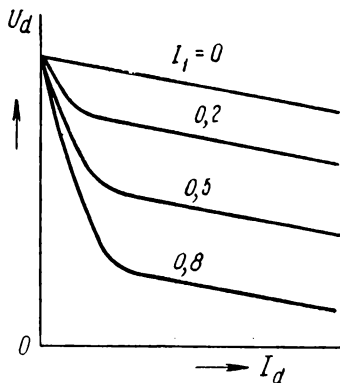


Рис. 11.9. Нагрузочные характеристики выпрямителя, управляемого при помощи дросселей насыщения при различных значениях токов управления.

лей (тиратронов, ртутных выпрямителей с сетками и игнитронов). Управляющий импульс подводится к управляющему электроду (к сетке или поджигателю в случае игнитрона).

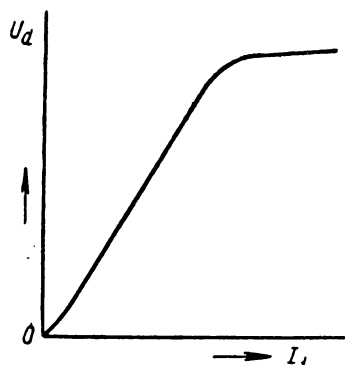


Рис. 11.10. Характеристика управляемого выпрямителя при питании сеток от магнитного фазорегулятора.

Положительный импульс, сдвинутый по фазе определенным образом относительно анодного напряжения, отпирает сетку или производит зажигание в тот момент, когда мгновенное значение напряжения импульса достигает величины напряжения зажигания.

В схемах для регулирования фазы и величины импульса, управляющего сеточными цепями силовых выпрямителей, в настоящее время обычно применяются магнитные усилители. Примерная характеристика такой схемы приве-

дена на рис. 11.10. Более подробно такие схемы будут рассмотрены в следующем параграфе. Заметим только, что силовые выпрямители с применением магнитных усилителей в сеточных цепях (магнитный фазорегулятор) находят широкое применение для управления электроприводами и различными системами регулирования.

11.7. МАГНИТНЫЕ ФАЗОРЕГУЛЯТОРЫ

Как уже отмечалось в § 4.1, от величины магнитодвижущей силы управления зависит не только величина рабочего тока, но и момент насыщения сердечника дросселя. Это позволяет выполнить схему, в которой при изменении тока управления изменяется момент времени, когда ток нагрузки проходит через нуль, т. е. изменяется фаза рабочего тока. На рис. 11.11 представлена схема однофазного фазорегулятора. Как видно из рисунка, выходное напряжение снимается между средней точкой трансформатора питания и точкой соединения дросселя насыщения с активным сопротивлением. Кривые выходных напряжений этого фазорегулятора представлены на рис. 11.12. В многофазных системах часто применяют более сложные схемы. Путем сложения однофазных напряжений можно получить форму кривой выходного напряжения в виде импульса заданной

ширины. Например, для управления шестифазным выпрямителем ширина импульса должна быть не менее одной шестой части периода. Схема для получения таких импульсов представлена на рис. 11.13. В этой схеме при помощи дросселей насыщения $D_1 D_6$ производится вычитание двух

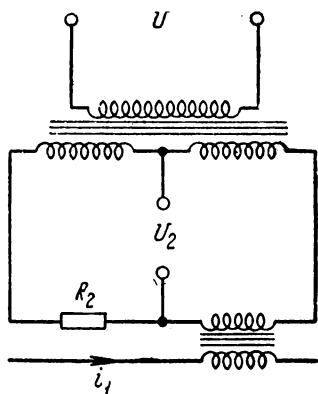


Рис. 11.11. Схема включения однофазного магнитного фазорегулятора.

напряжений, сдвинутых на $1/6$ часть периода. Таким образом, возникает импульс необходимой ширины, который сдвигается с помощью тока управления приблизительно на $1/6$ периода. При большем сдвиге (при очень малом или очень большом токе управления) происходит деформация импульсов. На рис. 11.14 представлены кривые результирующего напряжения при нескольких значениях тока управления.

Дроссели насыщения применяются также для получения узких импульсов, необходимых для управления некоторыми схемами. В этом случае дроссель насыщения включается последовательно с катушкой Dp , имеющей большую индуктивность (рис. 11.15). Напряжение U выбирается намного

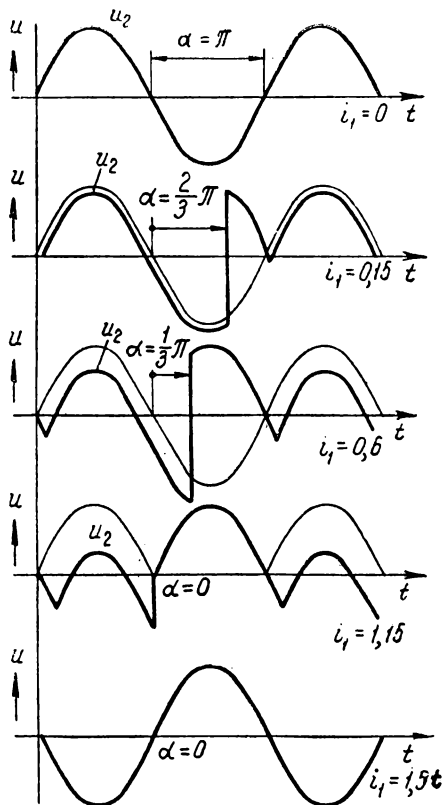


Рис. 11.12. Кривые напряжений фазорегулятора (схема рис. 11.11).

выше, чем напряжение насыщения дросселя (в 5—10 раз). Величина тока в рабочей обмотке определяется реактивным сопротивлением катушки Dp . Кривая этого тока приведена на рис. 11.16,а. Его амплитудное значение намного больше величины тока насыщения I_s дросселя Dp . В течение той

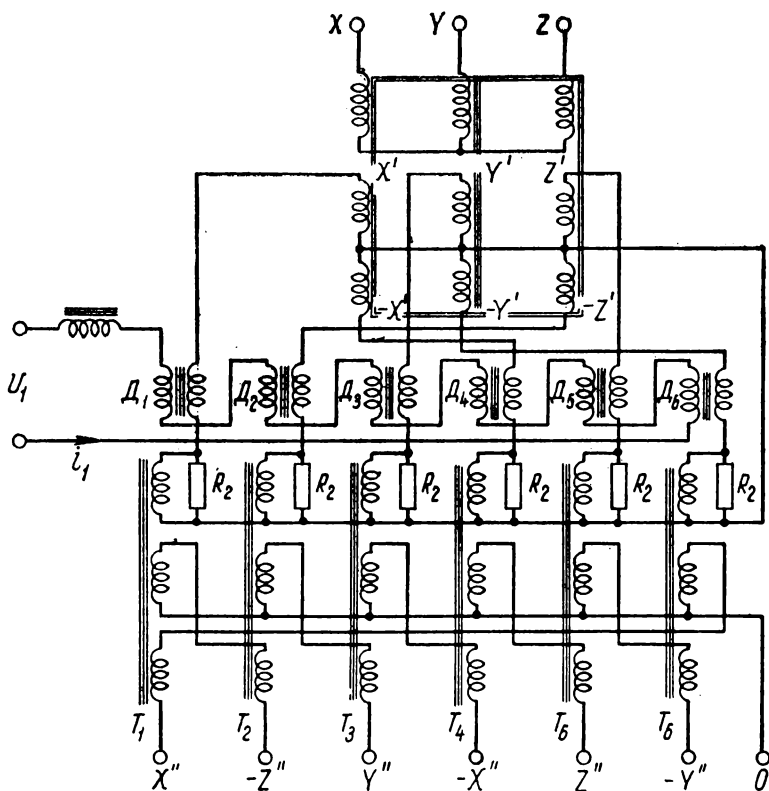


Рис. 11.13. Шестифазный фазорегулятор с дросселями насыщения.

части периода, в которую $i_2 > I_s$, напряжение на дросселе равно нулю. При этом равно нулю и выходное напряжение U_2 . Когда ток дросселя станет меньше тока насыщения I_s , на дросселе возникает относительно высокое напряжение, так как в этой части периода его индуктивность весьма велика. Кривая выходного напряжения представлена на рис. 11.16,б. При подмагничивании обмотки управления

дросселя током I_1 момент перехода из насыщенного состояния дросселя в ненасыщенное изменяется. Этот переход происходит при значении рабочего тока $i_2 = I_s - I_1$.

При изменении значений тока управления сдвигается момент возникновения импульса (рис. 11.17). Вместо по-

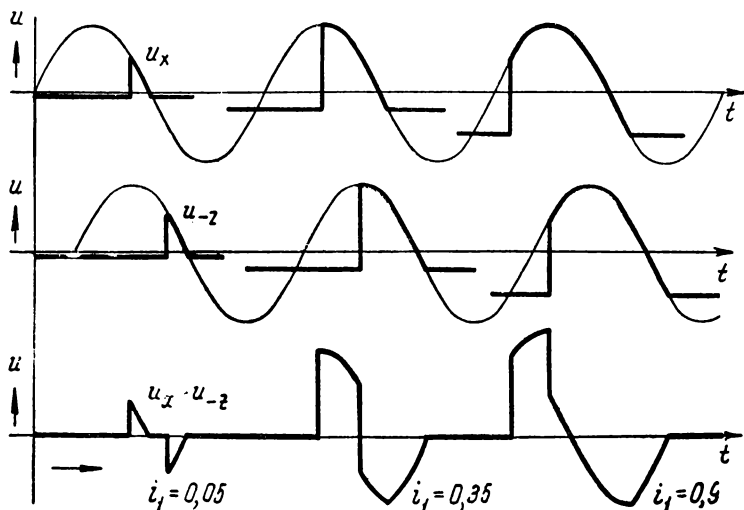


Рис. 11.14. Кривые выходного напряжения шестифазного фазорегулятора, включенного по схеме, приведенной на рис. 11.13.

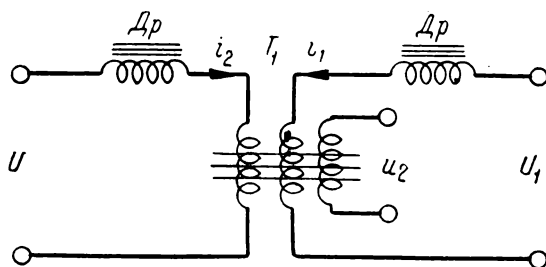


Рис. 11.15. Схема для получения узкого импульса с регулируемой фазой.

следовательного соединения большой индуктивности и дросселя насыщения можно для той же цели применить так называемый пик-трансформатор. В пик-трансформаторе обмотки, соответствующие по своему назначению включенной последовательно индуктивности (Dr на рис. 11.15),

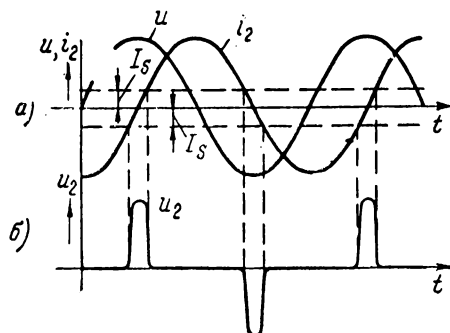


Рис. 11.16. Характеристика схемы
рис. 11.15:

a — кривые напряжения питания U и тока i_2 в первичной обмотке; b — кривая индуцированного импульсного напряжения во вторичной обмотке.

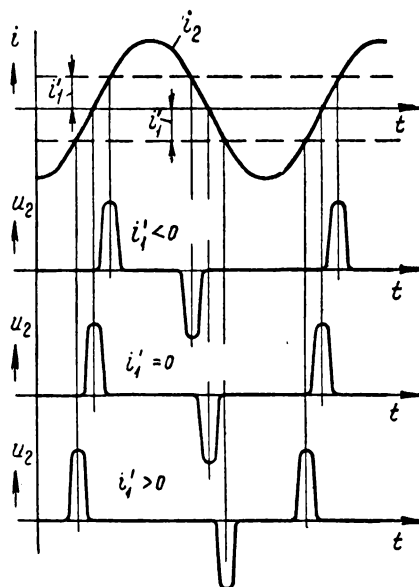


Рис. 11.17. Характеристики схемы
рис. 11.15 при разных значениях тока
управления i_1 .

смонтированы на одной части сердечника, собранной из обычной трансформаторной стали, а выходная обмотка, с которой снимаются импульсы, намотана на стержень, изготовленный из материала с очень большой магнитной проницаемостью.

11.8. СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПЯЖЕНИЯ

Магнитные усилители применяются также для стабилизации напряжения при значительных его колебаниях в сети. Стабилизаторы применяются в тех случаях, когда колебания напряжения сети мешают нормальному действию электрических, измерительных или других приборов. В отличие от более дешевых феррорезонансных стабилизаторов стабилизаторы с магнитными усилителями хорошо поддер-

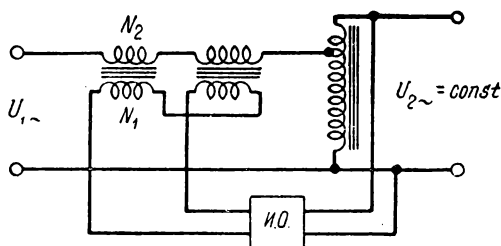


Рис. 11.18. Схема стабилизатора напряжения переменного тока. ИО — измерительный орган.

живают постоянство напряжения и при колебаниях частоты сети, а также независимо от характера нагрузки.

Схемы стабилизатора напряжения с магнитным усилителем представлены на рис. 11.18 и 11.19. Обе схемы практически равноценны. Нагрузка в виде индуктивности, включенная на выходе схемы рис. 11.19, предназначена для обеспечения надежности регулирования выходного напряжения при очень малых выходных токах. В схемах рис. 11.18 и 11.19 магнитный усилитель может быть выполнен с внутренней или внешней обратной связью. Управление магнитным усилителем производится от каскада предварительного усиления (электронного или магнитного). В качестве измерительного органа (на рис. 11.18 обозначен ИО) используются газоразрядные стабилизаторы или измерительные диоды.

Принципиальная схема включения измерительного диода представлена на рис. 11.20. Измерительный диод представляет собой вакуумный прибор, нить накала которого питается входным напряжением, т. е. тем напряжением, которое должно быть стабилизировано. Обычно это напряжение понижается при помощи промежуточного трансформатора. Коэффициент трансформации последнего выбирается таким образом, что в номинальном режиме нить накаливается слабо. Ток в цепи накала измерительного диода

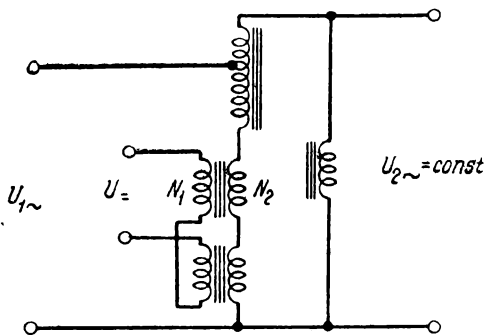


Рис. 11.19. Схема стабилизатора с последовательным дросселем насыщения.

изменяется пропорционально приблизительно четвертой степени напряжения.

Цепь управления усилителя предварительного усиления (на рис. 11.18 и 11.19 не показана) подключается к анодной цепи измерительного диода. На практике часто применяется мостовая схема включения диода, показанная на рис. 11.21. Достоинство измерительного диода заключается в том, что он реагирует на эффективное значение выходного напряжения стабилизатора.

В стабилизаторах применяются также газоразрядные стабилизирующие элементы. Они могут быть включены либо в мостовую схему, либо в схему, где падение напряжения на газоразрядных стабилизирующих элементах непосредственно сравнивается с напряжением сети, которое должно быть стабилизировано. Поэтому эти схемы реагируют на отклонение среднего или максимального значения напряжения. При выборе схемы измерительного устройства необходимо также иметь в виду, что измерительный диод обладает определенным запаздыванием, которое может вы-

звать неустойчивость стабилизатора или другой замкнутой системы регулирования, где он используется.

Кривая выходного напряжения стабилизатора с магнитным усилителем складывается из отдельных отрезков синусоид. Если на выходе нужно получить напряжение

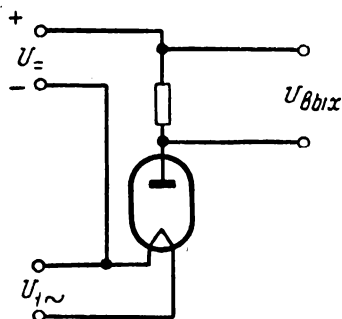


Рис. 11.20. Принципиальная схема включения измерительного диода.

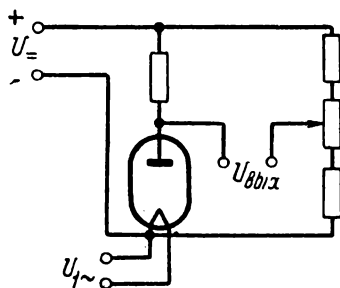


Рис. 11.21. Мостовая схема включения измерительного диода.

синусоидальной формы, то необходимо включать фильтры третьей, пятой и иногда даже седьмой гармоники.

Точность поддержания напряжения при помощи магнитных стабилизаторов, изготовляемых промышленностью,

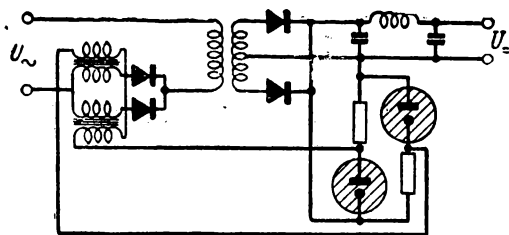


Рис. 11.22. Схема стабилизатора с выходом на постоянном токе.

составляет от $\pm 0,2$ до $\pm 1,5\%$ при колебаниях выходного напряжения в пределах от -15 до $+10\%$ от номинальной величины и изменениях нагрузки.

Магнитные усилители могут быть применены также и для стабилизации напряжения постоянного тока. Схема стабилизации напряжения с выходом на постоянном токе приведена на рис. 11.22. В этой схеме применен магнитный усилитель с внутренней обратной связью и выходом на пе-

ременном токе. Этот усилитель нагружен на выходной трансформатор, ко вторичной обмотке которого подключен выпрямитель по схеме со средней точкой и фильтр. Измерительным устройством служит мостовая схема, в два плеча которой включены стабилитроны, а в два других — активные сопротивления. К выходу этого моста подключена обмотка управления магнитного усилителя.

При конструировании стабилизаторов этого типа необходимо обратить внимание на то, чтобы запаздывание, вносимое магнитным усилителем, а также цепью фильтра не вызвало неустойчивости.

Все описанные выше магнитные стабилизаторы имеют сравнительно высокий коэффициент полезного действия, который лежит в пределах от 75 до 95%.

11.9. РЕГУЛИРОВАНИЕ НАПЯЖЕНИЯ ГЕНЕРАТОРОВ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Повышение эксплуатационной надежности регуляторов напряжения генераторов переменного тока различной мощности требует замены устаревших контактных регуляторов более совершенными бесконтактными.

Современные способы регулирования напряжения можно разделить на две группы.

К первой группе относятся способы, в которых величина тока возбуждения генератора складывается из двух составляющих. Первая составляющая пропорциональна току статора генератора, а вторая — напряжению на его клеммах *. Схемы, относящиеся к первой группе, носят название устройств для компаундирования и не являются замкнутыми системами регулирования. Для повышения точности устройств для компаундирования в них вводят магнитные усилители, которые осуществляют коррекцию тока возбуждения с учетом скорости вращения генератора, температуры его обмотки возбуждения, характера и величины нагрузки **.

Схема компаундирования с применением корректирующего устройства показана на рис. 11.23. Как видно из ри-

* Ток возбуждения в схемах первой группы обычно пропорционален геометрической сумме указанных двух составляющих. При активной нагрузке эти составляющие сдвинуты по фазе на 90° , а при индуктивной нагрузке совпадают по фазе. (Прим. ред.)

** В настоящее время также широко применяются схемы компаундирования с коррекцией по отклонению напряжения на выходе генератора. (Прим. ред.)

сунка, при помощи корректирующего устройства осуществляется подмагничивание трансформаторов тока и таким образом достигается необходимое изменение тока возбуждения генератора. В цепи подмагничивания трансформаторов тока часто используются в качестве промежуточных усилителей амплитасты.

Точность поддержания напряжения в схемах компаундирования составляет около $\pm 4\%$, а при использовании корректирующего устройства — до $\pm 2\%$. Необходимо за-

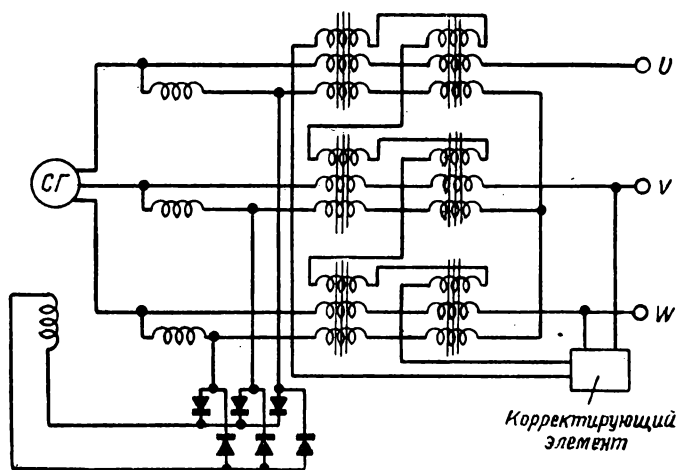


Рис. 11.23. Схема компаундирования генератора переменного тока с корректирующим элементом.

метить, что точность поддержания напряжения в описанной схеме в большей мере зависит от качества регулятора скорости вращения первичного двигателя генератора.

Если требуется более высокая точность поддержания напряжения, а также в тех случаях, когда возможны значительные изменения скорости вращения генератора, применяются регуляторы в виде замкнутой системы регулирования напряжения. В таких регуляторах обычно используются магнитные усилители. На рис. 11.24 представлена схема регулятора напряжения, выполненного с применением магнитных усилителей и предназначенного для генераторов малых и средних мощностей. В этой схеме обмотка возбуждения возбудителя присоединена к его якорю через последовательно включенные сопротивления R_1 и выпрямительный мост V_3 . Со стороны переменного тока мост

V_3 присоединен ко вторичной обмотке трансформатора T_2 . Первичная обмотка трансформатора T_2 питается напряжением генератора CG .

Выпрямитель V_4 питается от магнитного усилителя MU и создает падение напряжения на сопротивлении R_1 . Под влиянием падения напряжения на сопротивлении R_1 ток возбуждения уменьшается.

Под влиянием напряжения на выходе выпрямителя V_3 , наоборот, ток возбуждения увеличивается. Величина этого

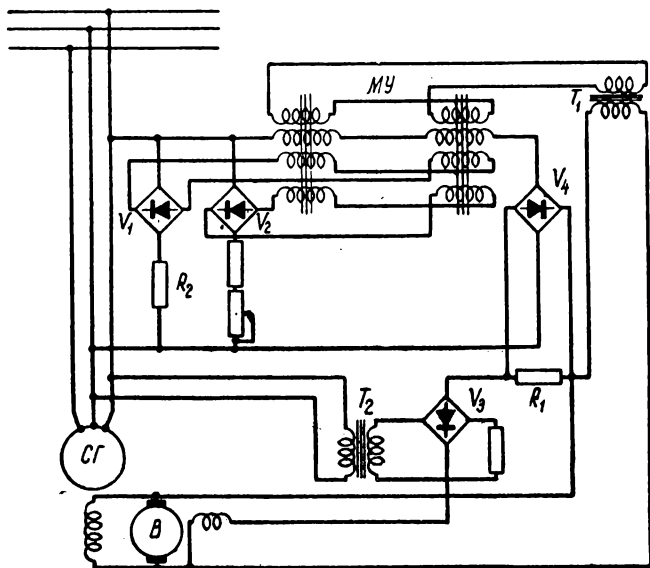


Рис. 11.24. Схема регулятора напряжения для генератора переменного тока.

напряжения достаточна для увеличения тока возбуждения возбудителя до потолочного значения (при котором магнитная система насыщена).

В номинальном режиме выходной ток магнитного усилителя MU создает на сопротивлении R_1 падение напряжения, под влиянием которого ток в цепи возбуждения возбудителя уменьшается до значения, соответствующего номинальному напряжению возбудителя.

Магнитный усилитель имеет три обмотки управления. Одна из них питается от напряжения генератора через выпрямительный мост V_1 и нелинейное сопротивление R_2 . Вторая обмотка управления включена встречно по отношению

к первой и питается через выпрямитель V_2 и линейное сопротивление. Третья обмотка управления совместно с так называемым демпфирующим трансформатором служит для обеспечения устойчивости регулятора.

Принцип действия регулятора поясняется кривыми рис. 11.25, где изображена зависимость токов в обмотках управления от величины напряжения генератора. Как видно из кривых, в точке, соответствующей напряжению U_{\sim} , токи в обмотках управления одинаковы и результирующая МДС этих обмоток равна нулю. При понижении напряжения превалирует ток в линейной цепи, при повышении, наоборот, — в нелинейной цепи. При этом изменяется ток на выходе магнитного усилителя, а следовательно, и ток возбуждения генератора. В результате этого напряжение на генераторе восстанавливается.

Регулирование напряжения другим способом показано на рис. 11.26. В этом случае используется магнитный усилитель с внутренней обратной связью и выходом на постоянном токе. Этот усилитель непосредственно питает обмотку возбуждения генератора. Магнитный усилитель имеет две раздельные обмотки управления. Одна из них питается непосредственно выпрямленным напряжением генератора. В тех случаях, где возможна значительная асимметрия в распределении нагрузки по фазам, применяют для питания указанной обмотки управления трехфазные выпрямители. Вторая обмотка управления питается от так называемого «магнитного эталона» тока, который обеспечивает неизменную величину тока при возможных изменениях напряжения генератора. Обмотки управления включены встречно и результирующая МДС управления пропорциональна разности токов в обмотках. В результате этого ток на выходе магнитного усилителя изменяется таким образом, что способствует поддержанию напряжения генератора неизменным. Принцип «магнитного эталона» тока описывается в § 11.16 настоящей главы.

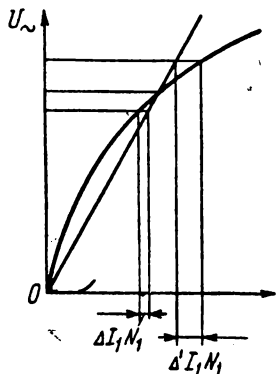


Рис. 11.25. Зависимость между напряжением генератора и токами в цепи управления магнитного усилителя регулятора (схема рис. 11.24).

К регуляторам напряжения крупных генераторов предъявляются весьма высокие требования. Одним из таких требований является быстродействие, необходимое для обеспечения достаточной устойчивости энергетической системы. Поэтому в регуляторах крупных генераторов применяются магнитные усилители с питанием от сети повышенной частоты (обычно 400—500 гц).

На рис. 11.27 приведена блок-схема такого регулятора. Генератор G и главный возбудитель B находятся на общем валу. Источником повышенной частоты (400 гц) является

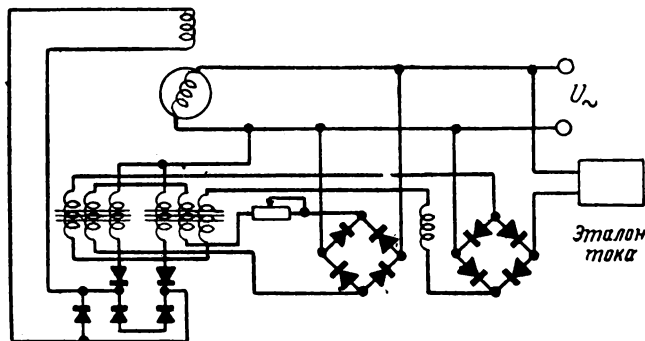


Рис. 11.26. Схема регулятора напряжения для генератора переменного тока с применением магнитного эталона тока.

вспомогательный генератор с возбуждением от постоянных магнитов. Вспомогательный генератор приводится во вращение асинхронным двигателем, который питается от сети собственных нужд. На валу вспомогательного генератора имеется маховик, который обеспечивает вращение генератора при кратковременных перерывах в питании асинхронного двигателя. Главный возбудитель имеет три обмотки возбуждения. Одна из них включена по схеме с самовозбуждением. Для регулирования тока в этой обмотке последовательно с ней включен шунтовый регулятор R_d . Этот регулятор также может быть использован и для ручного управления генератором (например, в случае неисправности автоматического регулятора). Другие две обмотки возбуждения главного возбудителя включены по дифференциальной схеме и питаются от мощного выходного усилителя, выполненного по двухтактной схеме. Первый каскад усиления также выполнен по двухтактной схеме и реаги-

рует на входной сигнал, пропорциональный разности между напряжением генератора и задающим напряжением. В качестве источника задающего напряжения обычно используется сеть 400 гц, напряжение которой в этом случае стабилизируется. В цепь управления первого каскада вводятся также демпфирующие сигналы и сигналы от устройства компаундирования. Усилители настраиваются таким образом, что в номинальном режиме токи в обмотках возбуж-

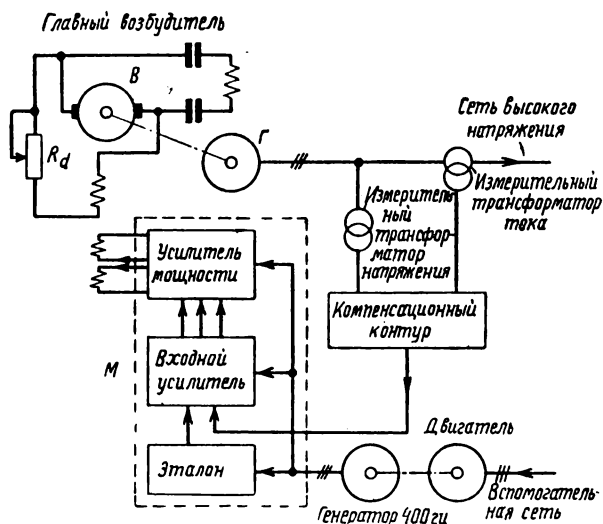


Рис. 11.27. Блок-схема регулятора напряжения для крупных генераторов переменного тока.

дения, включенных на выходе магнитного усилителя, равны и, следовательно, их МДС компенсируются, а возбуждение возбуждателя осуществляется за счет самовозбуждения.

Если напряжение генератора отклоняется от номинального, то в одной из обмоток ток увеличивается, а в другой уменьшается и возбуждатель получает дополнительную МДС, необходимую для восстановления напряжения генератора.

В рассматриваемой схеме за счет применения магнитных усилителей с питанием от сети повышенной частоты можно получить лучшее качество регулирования, чем в аналогичных схемах с применением вращающихся электромашинных усилителей. Регулятор легко может быть приспособлен к работе с генераторами различных типов и для эксплуатации в разнообразных условиях.

11.10. РЕГУЛИРОВАНИЕ НАПЯЖЕНИЯ ГЕНЕРАТОРОВ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Для регулирования напряжения генераторов постоянного тока могут быть применены регуляторы, использующие те же принципы, что и описанные выше регуляторы напряжения генераторов переменного тока. В этом случае задача облегчается тем, что отпадает необходимость в выпрямлении напряжения в цепи обмоток управления магнитных усилителей. Для повышения точности поддержания напряжения при применении магнитных усилителей, имеющих

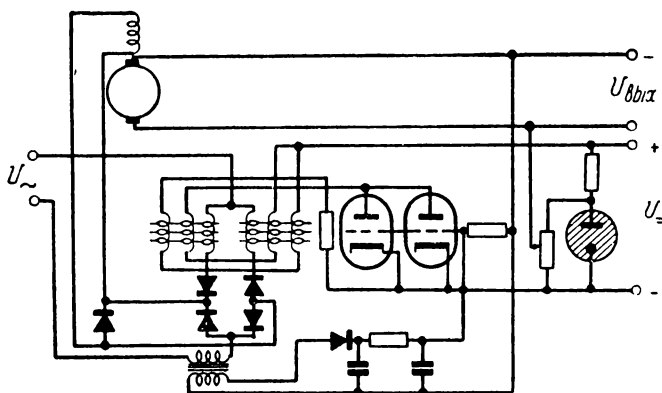


Рис. 11.28. Схема регулятора напряжения для генератора постоянного тока с применением магнитных усилителей и предварительным усилением сигналов управления электронным усилителем.

небольшой коэффициент усиления, а следовательно, и малую постоянную времени целесообразно управление магнитным усилителем осуществлять при помощи электронной лампы. Такая схема представлена на рис. 11.28. Для повышения ее эксплуатационной надежности включают параллельно две электронные лампы так, что при повреждении одной из них другая лампа обеспечивает нормальную работу регулятора. К сеткам электронных ламп подводится разность между напряжением на зажимах стабилитрона и напряжением генератора.

Для повышения точности регулирования применяется запаздывающая положительная обратная связь. Для этого во вторичной обмотке трансформатора тока, включенного в цепь питания магнитного усилителя, подключен выпря-

митель и фильтр RC , через который сеточная цепь ламп питается выпрямленным напряжением, пропорциональным току в рабочих обмотках усилителя. Запоздывающая обратная связь настраивается таким образом, чтобы в рабочей части характеристики усилитель работал с бесконечно большим усилением. В этом случае регулирование ведется по интегралу ошибки и может быть получена весьма высокая точность регулирования.

11.11. РЕГУЛЯТОРЫ СКОРОСТИ ВРАЩЕНИЯ ДВИГАТЕЛЕЙ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Для регулирования скорости вращения двигателей постоянного тока, как известно, применяются два способа. Там, где требуется регулирование в меньшем диапазоне и при невысоких требованиях к быстродействию, экономичнее применять регулирование изменением тока возбуждения двигателя. Схема такого регулятора приведена на

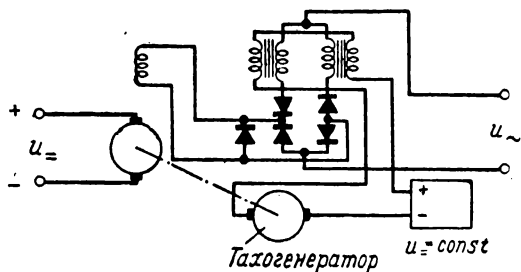


Рис. 11.29. Схема регулятора скорости вращения электродвигателя постоянного тока с включением магнитного усилителя в цепь возбуждения.

рис. 11.29. Якорь электродвигателя питается от источника постоянного тока, а магнитный усилитель с внутренней обратной связью и выходом на постоянном токе управляет током возбуждения.

Обмотка управления усилителя питается разностью напряжений тахогенератора и источника стабилизированного напряжения. Для обеспечения достаточной величины тока возбуждения при пуске двигателя иногда добавляется еще одна обмотка управления, в цепь которой включен центробежный выключатель, установленный на валу двигателя. При неподвижном двигателе обмотка управления присоединяется этим выключателем к источнику постоянного напря-

жения. Таким образом, обеспечивается полное подмагничивание магнитного усилителя и максимальное значение тока возбуждения в период пуска.

Если нужно получить большой диапазон регулирования скорости электродвигателя постоянного тока, то в этом случае производится регулирование путем изменения напряжения на якоре при помощи магнитного усилителя. В этом случае обмотки возбуждения двигателя питаются от вспомогательного источника постоянного тока с неизменным напряжением. Если требования к точности регулирования скорости не слишком высоки, то применять тахогенератора не требуется.

Как известно, э. д. с. якоря двигателя при постоянном возбуждении прямо пропорциональна скорости вращения. С другой стороны, э. д. с. меньше напряжения, приложенного к якору на величину падения напряжения в его обмотке.

Для того чтобы получить величину, пропорциональную э. д. с., а следовательно, и скорости вращения, необходимо падение напряжения в обмотке якоря компенсировать путем питания одной из обмоток управления магнитного усилителя напряжением, пропорциональным току якоря. Для этого (рис. 11.30) в цепь якоря включается сопротивление R_1 , к которому через цепочку предназначенную для обеспечения устойчивости, подключается обмотка управления.

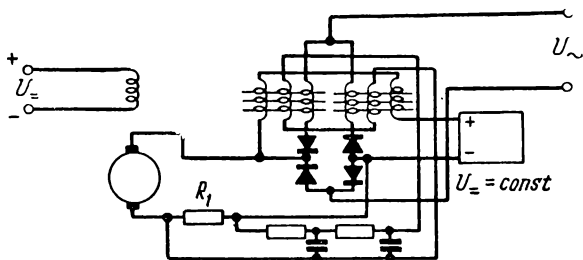


Рис. 11.30. Схема регулятора скорости вращения электродвигателя постоянного тока с включением магнитного усилителя в цепь якоря (схема без тахогенератора с компенсацией падения напряжения в якорной цепи).

Для повышения точности регулирования используются также схемы, в которых в цепь управления магнитного усилителя включается электронный усилитель, а в качестве

датчика скорости используется тахогенератор. Последний в случае применения в схеме электронных ламп может быть выбран небольшой мощности. В этом случае могут быть также уменьшены габаритные размеры потенциометра, который используется в качестве задатчика скорости.

На рис. 11.31 приводится фотография усилительного блока регулятора оборотов, выполненного с применением трехфазного магнитного усилителя и каскада предварительного усиления на электронных лампах.

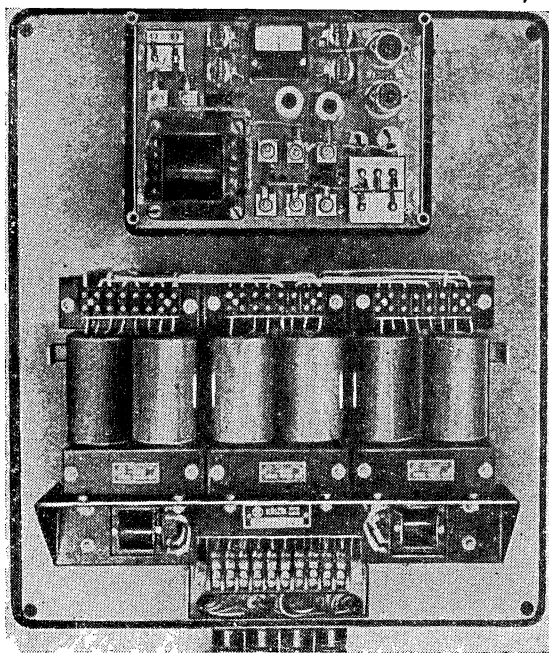


Рис. 11.31. Фотография усилительного блока регулятора скорости вращения электродвигателя постоянного тока.

В специальных электроприводах, например в приводах намоточных станков, задачей регулирования может являться поддержание постоянства скорости вращения и стабилизации момента двигателя или мощности на его валу. Одна из схем, обеспечивающих постоянную помощь на валу двигателя, приведена на рис. 11.32. Якорь двигателя постоянного тока питается от источника постоянного тока неизмен-

ного напряжения, а обмотка возбуждения двигателя присоединена к магнитному усилителю с выходом на постоянном токе.

Постоянную мощность двигатель отдает в том случае, если произведение тока на напряжение равно постоянной величине (пренебрегая потерями в якоре двигателя). При неизменном напряжении питания якоря для обеспечения постоянной мощности необходимо поддерживать постоянной величину тока в якоре. Для этого в схеме рис. 11.32

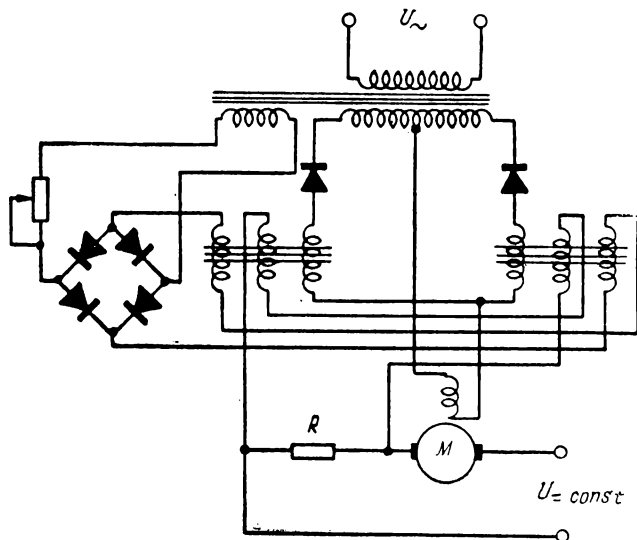


Рис. 11.32. Схема стабилизации мощности двигателя постоянного тока.

предусмотрена обратная отрицательная связь по току якоря. С этой целью одна из обмоток управления магнитного усилителя присоединена к сопротивлению R , включенному последовательно в цепь якоря. МДС управления магнитного усилителя в этой схеме пропорциональна разности тока в задающей обмотке (питается от выпрямителя) и тока в обмотке обратной связи.

При работе двигателя магнитный усилитель непрерывно воздействует на цепь возбуждения таким образом, что ток и мощность остаются постоянными, скорость вращения двигателя при этом, естественно, изменяется. Использование такого привода в станках для намотки бумаги, стальной ленты, проволоки и т. п. обеспечивает постоянное натяже-

ние наматываемой ленты независимо от диаметра наматочного барабана.

При помощи магнитного усилителя можно также осуществить регулирование однофазных коллекторных двигателей. Эти двигатели чаще всего выполняются с последовательным возбуждением. Датчиком скорости в этом случае является тахогенератор. Так как при регулировании коллекторных двигателей переменного тока используются магнитные усилители с выходом на переменном токе, то в этом случае не нужны выпрямители в силовых цепях, и в связи с этим стоимость всей установки уменьшается.

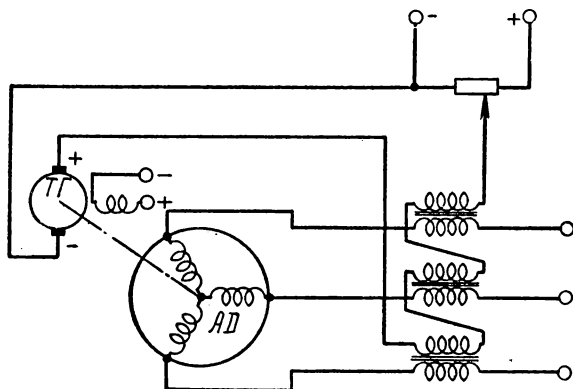


Рис. 11.33. Схема регулирования скорости вращения асинхронного двигателя (датчиком скорости является тахогенератор).

Возможно также использование магнитных усилителей для регулирования скорости асинхронных двигателей. Однако асинхронные двигатели не подходят для тех электроприводов, где требуется продолжительная работа при скорости вращения, значительно отличающейся от номинальной. Это особенно сильно сказывается в двигателях большой мощности, нагрев ротора которых, вызванный потерями скольжения, может достичь недопустимой величины. Для двигателей большой мощности также существенное значение имеет понижение к. п. д. при работе двигателя на малой скорости. Поэтому управление асинхронными двигателями при помощи магнитных усилителей применяется только при небольших мощностях или для таких электроприводов, где работа при пониженной скорости не является продолжительной. На рис. 11.33 приведена схема управле-

ния скоростью вращения трехфазного асинхронного двигателя.

Интересно применение магнитных усилителей для регулирования скорости вращения асинхронного двигателя, предназначенного для привода вентилятора охлаждения ртутных выпрямителей*. Заметим, что потери в них приблизительно пропорциональны току нагрузки. Магнитодвижущую силу обмотки управления создают несколько витков, по которым протекает ток выпрямителя (рис. 11.34).

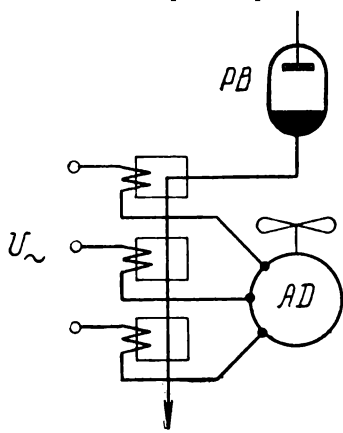


Рис. 11.34. Схема регулирования скоростью вращения двигателя вентилятора, охлаждающего колбу выпрямителя.

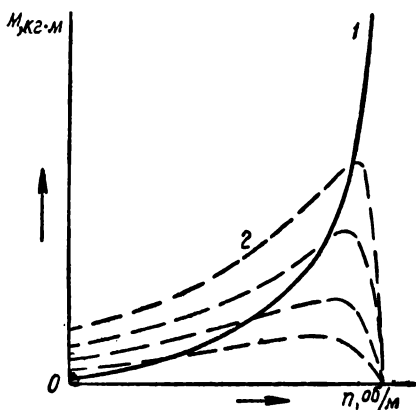


Рис. 11.35. Зависимость момента сопротивления вентилятора от его скорости вращения (кривая 1) и механическая характеристика двигателя при различных токах управления дросселя насыщения (кривая 2).

Такое регулирование применимо для вентилятора, момент сопротивления которого приблизительно пропорционален кубу числа оборотов. Регулирование при этом почти во всем диапазоне устойчиво даже на падающей части механической характеристики двигателя. Устойчивое значение скорости вращения в зависимости от величин тока управления устанавливается в точке пересечения характеристики вентилятора с механической характеристикой двигателя для данной величины тока управления (рис. 11.35).

* Для надежной работы ртутных выпрямителей необходимо поддерживать температуру их корпуса постоянной. Поэтому скорость вращения вентилятора, охлаждающего колбы выпрямителей целесообразно регулировать по закону, обеспечивающему постоянство температуры. Включение магнитных усилителей по схеме рис. 11.34 обеспечивает приблизительно постоянную температуру. (Прим. ред.)

11.12. СЛЕДЯЩИЕ СИСТЕМЫ

В последние годы расширилось применение магнитных усилителей в следящих системах различных типов.

Одной из наиболее распространенной группы следящих систем являются системы передачи положения. В этих системах для получения сигнала о положении механизма используются переменные сопротивления или индуктивные датчики, например сельсины.

Для следящих систем малых мощностей, которые применяются в регистрирующих и счетных устройствах, а также в качестве элементов регуляторов используются почти исключительно двухфазные индукционные двигатели. Их выходная мощность находится в пределах от 0,5 до 20 вт. Одним из основных требований, предъявляемых к двигателям этого типа, является малая величина момента инерции и максимальное значение пускового момента. В связи с этим индукционные двигатели преимущественно исполнялись в виде двигателей Феррариса с ротором, имеющим форму тонкостенного стакана. Так как производство таких двигателей связано с технологическими трудностями, в последнее время получили распространение асинхронные короткозамкнутые двигатели с малым диаметром ротора. Рациональной конструкцией и соответствующим выбором числа и наклона пазов можно добиться того, что механическая характеристика этих двигателей будет линейной. Для управления двухфазными двигателями обычно используются магнитные усилители, включенные в цепь одной из обмоток статора. Эта обмотка называется управляющей обмоткой.

Вторая обмотка статора питается напряжением переменного тока, сдвинутым по фазе относительно напряжения сети на 90° и носит название вспомогательной обмотки. Управление скоростью вращения производится двумя способами. Чаще всего при помощи магнитного усилителя регулируется величина напряжения на управляющей обмотке, а для реверсирования двигателя фаз этого напряжения изменяется на 180° .

Другой способ управления скоростью вращения состоит в том, что изменяется фаза напряжения, подведенного к управляющей обмотке двигателя при неизменной амплитуде этого напряжения. В случае, когда напряжения на управляющей и вспомогательной обмотках одинаковы и совпадают по фазе, двигатель не развивает крутящего момента, когда напряжения сдвинуты на 90° , момент

имеет максимальное значение. Этот способ управления двигателем менее выгоден, так как вследствие потерь в обмотках увеличивается нагрев двигателя.

Двухфазные индукционные двигатели обычно рассчитаны на питание от сети переменного тока с частотой 50, 400 или 500 гц.

Для сервомеханизмов, использующих описанные электродвигатели, было разработано большое число схем

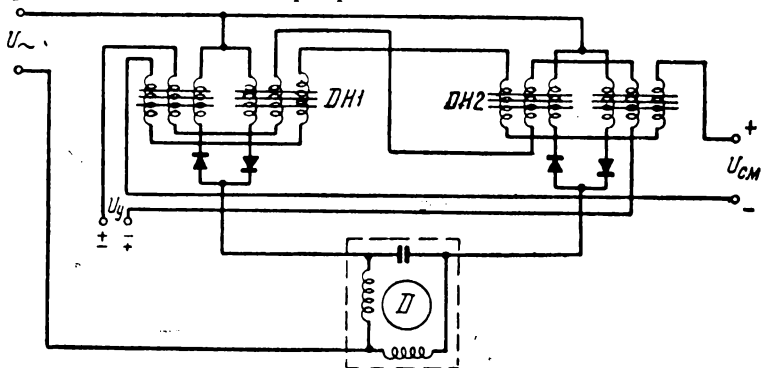


Рис. 11.36. Мостовая реверсивная схема для управления двухфазным асинхронным двигателем.

с однокаскадными и многокаскадными магнитными усилителями. В этих схемах обычно применяются быстродействующие магнитные усилители, так как в данном случае легче стабилизировать систему регулирования. На рис. 11.36 изображена мостовая схема усилителя, предназначенного для управления двухфазным двигателем. Как видно из рисунка, в схеме используются два амплистата с выходом на переменном токе. Необходимый сдвиг фазы достигается при помощи конденсатора. Преимущество этой схемы заключается в том, что в режиме холостого хода обмотки двигателя не обтекаются током и поэтому температура перегрева обмоток в этой схеме ниже, чем в других. На рис. 11.37 приведен другой возможный способ управления двухфазным двигателем. Вспомогательная обмотка (ВО) питается от напряжения неизменной величины через конденсатор C_p , а управляющая обмотка (ОУ) двигателя питается от магнитного усилителя.

На рис. 11.38 приведена более сложная схема с двухкаскадным магнитным усилителем. Выходной каскад магнитного усилителя питает управляющую обмотку двигателя

пульсирующим током. В выходном каскаде используются два однополупериодных магнитных усилителя, каждый из которых имеет две рабочие обмотки с равным числом витков. Управляющая обмотка двигателя включена между средними точками двух выпрямителей и через нее при вращении двигателя в одном направлении проходят положительные полуволны, а при вращении в противоположном направлении через эту обмотку проходят отрицательные полуволны тока. Входной магнитный усилитель включен аналогично. Его обмотка управления питается напряжением переменного тока с постоянной или переменной амплитудой, фаза которой может изменяться на 180° .

Для мощных сервомеханизмов, где не требуется особой скорости реагирования, можно применять обычный асинхронный двигатель. Схема приведена на рис. 11.39.

Датчиками положения являются сельсины I и II, включенные по трансформаторной схеме. Для усиления используется двухкаскадный магнитный усилитель. Выходной каскад состоит из четырех амплистатов с выходом на переменном токе. Одна фаза двигателя присоединена непосредственно к питающему напряжению, две другие подключены через амплистаты (по два на каждую фазу).

При вращении двигателя в одну сторону должны быть подмагничены, например, амплистаты *A* и *B*. В этом режиме по обмоткам амплистатов *C* и *D* будет протекать небольшой ток намагничивания. Для изменения направления вращения необходимо так изменить сигналы управления, чтобы были подмагничены амплистаты *C* и *D*, а амплистаты *A* и *B* перешли в режим, при котором в их обмотках протекают только токи намагничивания.

Для каждого направления вращения предусмотрен один магнитный усилитель предварительного усиления, выполненный по быстродействующей (полуволновой) схеме. Уси-

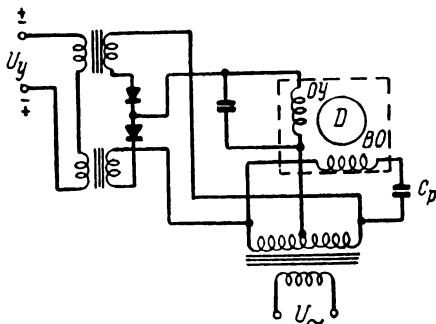


Рис. 11.37. Схема управления двухфазным асинхронным двигателем с раздельным включением управляющей (OY) и вспомогательной (BOI) обмоток двигателя.

лители этого типа реагируют на фазу управляющего напряжения и, таким образом, действуют как фазовый дискриминатор. На вход усилителей подается напряжение, пропорциональное разности угловых положений сельсинов, а также напряжение тахогенератора, необходимого для обеспечения устойчивости.

В зависимости от фазы сигнала управления усилители предварительного усиления подмагничивают ту или иную пару амплистатов (*A, B* или *C, D*) и асинхронный двига-

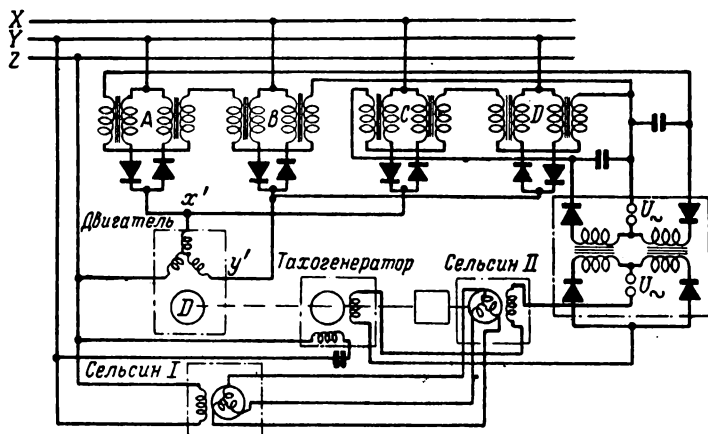


Рис. 11.39. Схема следящей системы с асинхронным двигателем и применением предварительного магнитного усилителя по быстродействующей схеме.

тель приходит во вращение. Вращение асинхронного двигателя прекращается, когда сельсин II отработает заданный угол. Фотография усилительного блока к следящей системе, выполненной по описанной схеме, приведена на рис. 11.40.

В сервомеханизмах мощностью от 500 вт и выше применяются двигатели постоянного тока, так как они имеют больший к. п. д. Это особенно важно в тех случаях, когда привод должен длительно работать на пониженных скоростях вращения. Схема сервопривода с двигателем постоянного тока приведена на рис. 11.41. Как видно из рисунка, в схеме используется двигатель постоянного тока с последовательным возбуждением. Его обмотка возбуждения состоит из двух включенных навстречу частей, каждая из которых питается от отдельного амплистата, выполненного по схеме со средней точкой. Питание обоих

амплистатов производится от одного общего трансформатора. Обмотки управления амплистатов соединены последовательно и питаются напряжением, равным разности на-

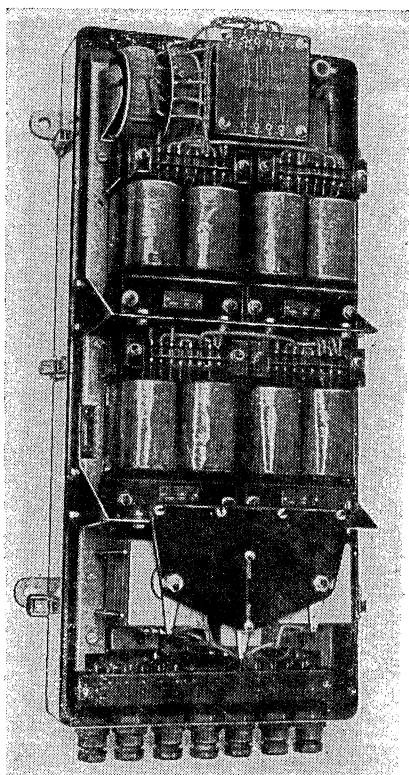


Рис. 11.40. Фотография усилительно-го блока к сервомеханизму (схема рис. 11.39).

пряжений двух потенциометров. Один из потенциометров является задающим, движок другого связан через соответствующие передачи с двигателем. Для стабилизации в цепь управления включен тахогенератор. Недостатком описанной системы является необходимость в двух выходных усилителях, каждый из которых рассчитан на полную мощность. Поэтому для двигателей большой мощности целесообразнее применять схему управления двигателем, приведенную на рис. 11.42. В этом случае якорь двигателя получает питание от одного магнитного усилителя, а изменение направления вращения осуществляется при помощи двух магнитных усилителей малой мощности, каждый из которых питает отдельную обмотку возбуждения. Обмотки управления выходного каскада и усилите-

лей цепи возбуждения включены последовательно и позволяют получить вращение двигателя в ту или другую сторону в зависимости от того, к какой паре входных зажимов (U_1' или U_1'') будет приложено напряжение управления.

В этой схеме параметры магнитных усилителей должны быть выбраны таким образом, чтобы обеспечивалось достаточно быстрое изменение тока возбуждения.

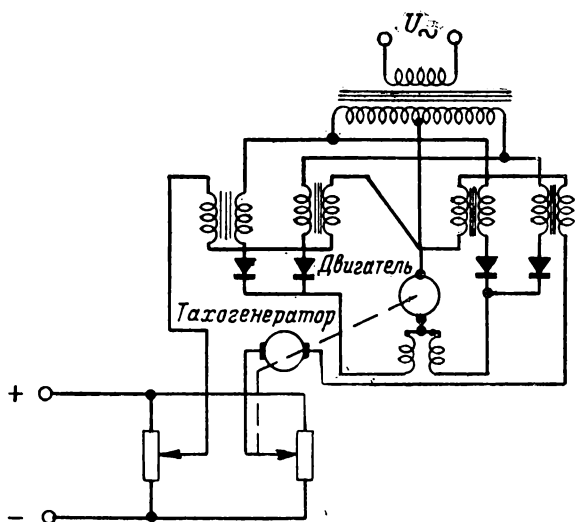


Рис. 11.41. Схема следящей системы с электродвигателем постоянного тока.

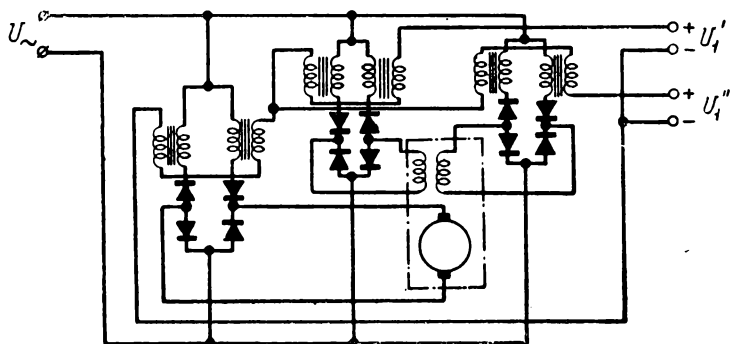


Рис. 11.42. Схема управления мощным электродвигателем постоянного тока с двухтактным магнитным усилителем в цепи возбуждения.

11.13. РЕГУЛИРОВАНИЕ ТЕМПЕРАТУРЫ

Для регулирования температуры различных типов промышленных печей (электрических или других типов) применяются регуляторы, основанные на различных принципах. Широкое применение имеют, например, электронные регуляторы. Недостатком этих регуляторов является их малая надежность в тяжелых условиях эксплуатации,

The diagram shows a four-phase thyristor converter. The primary of a transformer is connected to an AC source U_{\sim} . The secondary has four taps, each connected to a thyristor. The thyristors are connected in a bridge-like configuration. The output of the converter is connected to a load through a switch p . A feedback loop is formed by a resistor and a thyristor, connected to the output and the AC source. The output voltage is labeled $U = \text{const}$.

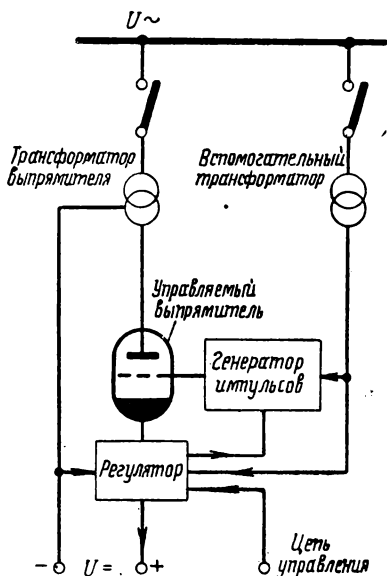
задатчика ($U = \text{const}$). На выходе усилителя включено реле (P), которое замыкает цепь силового выключателя (в электрических печах) или управляет сервоприводом вентилля, регулирующего, например, подачу горючего.

11.14. АВТОМАТИЧЕСКИЕ РЕГУЛЯТОРЫ ДЛЯ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ

424

нитного усилителя. На вход магнитного усилителя подается также задающий ток, значение которого определяет величину напряжения или тока на выходе. Разность между задающим сигналом и выходной величиной усиливается и после выпрямления воздействует на орган управления выпрямителя. Если выпрямитель имеет сеточное управление (блок-схема представлена на рис. 11.44), то этим органом обычно является генератор импульсов, в качестве которого часто используют пик-трансформатор или пик-дроссель.

Рис. 11.44. Блок-схема автоматического регулятора тока и напряжения выпрямителя с сеточным управлением.



На рис. 11.45 приведена схема автоматически действующего устройства для зарядки аккумуляторов, а его характеристики показаны на рис. 11.46.

Для установок меньших мощностей с выходом на постоянном токе иногда бывает более выгодным применить твердый выпрямитель, в цепь питания которого включен дроссель насыщения. Обмотки управления дросселя питаются постоянным током от вспомогательного стабилизированного источника. Как известно, в дросселе насыщения без обратной связи МДС рабочих обмоток и обмотки управления приблизительно равны и поэтому ток выхода определяется значением тока управления. Пример подобной схемы приведен на рис. 11.47.

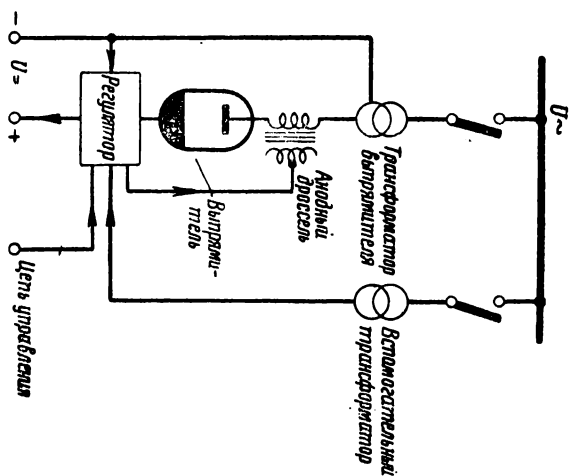


Рис. 11.45. Блок-схема автоматического регулятора тока и напряжения выпрямителя, управляемого дросселями в цепи анодов.

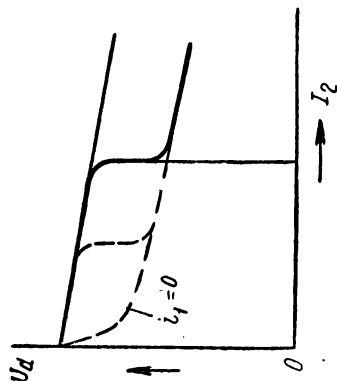


Рис. 11.46. Внешняя характеристика автоматического устройства (рис. 11.45) для зарядки аккумуляторных батарей.

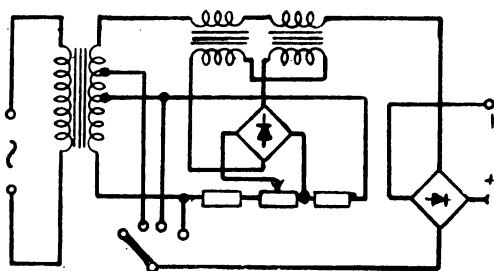


Рис. 11.47. Схема выпрямителя, предназначенного для зарядки батарей с автоматическим поддержанием величины зарядного тока.

11.15. ПРИМЕНЕНИЕ МАГНИТНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ В КАЧЕСТВЕ РЕЛЕ

В химически активных средах или в весьма пыльных помещениях наблюдаются нарушения работы контактов, и обычные реле в этих условиях имеют ограниченный срок службы. В этих случаях часто применяются магнитные усилители в релейном режиме (магнитные реле). Магнитные реле представляют собой магнитные усилители с обратной

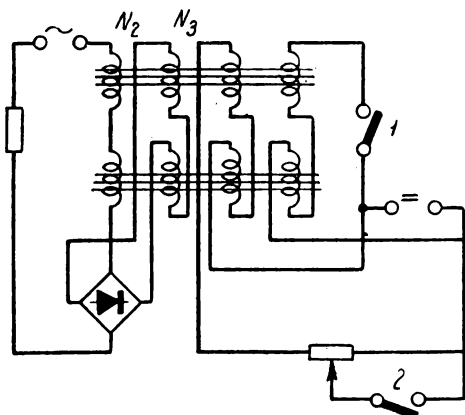


Рис. 11.48. Схема включения магнитного реле.

связью, превышающей критическую. Характеристика магнитного реле имеет два устойчивых положения. Магнитные реле выдерживают весьма значительное число включений и для них безопасны короткие замыкания и перегрузки, так как наибольший рабочий ток ограничивается только параметрами рабочей цепи и не зависит от величины тока управления.

Схема включения магнитного реле представлена на рис. 11.48. После включения выключателя 1 величина рабочего тока быстро возрастает до максимальной величины и при выключении выключателя 1 величина рабочего тока не изменяется. Для изменения рабочего тока следует при разомкнутом выключателе 1 замкнуть выключатель 2. Если необходимо иметь несколько рабочих цепей (что соответствует обычному реле, снабженному несколькими контактами), применяется схема, показанная на рис. 11.49. В каждой цепи имеется выходной дроссель насыщения. Все дрос-

сели управляются от одного релейного магнитного усилителя.

Магнитные усилители применяются также в качестве предварительных усилителей для обычных электромагнитных реле в тех случаях, где нужно электрически изолировать цепь управления от силовой цепи реле. Схема такого соединения аналогична схеме, приведенной на рис. 11.1, но в этом случае вместо измерительного прибора присоединено реле. В схемах защиты, а также в схемах специальных систем управления иногда требуются реле с высоким ко-

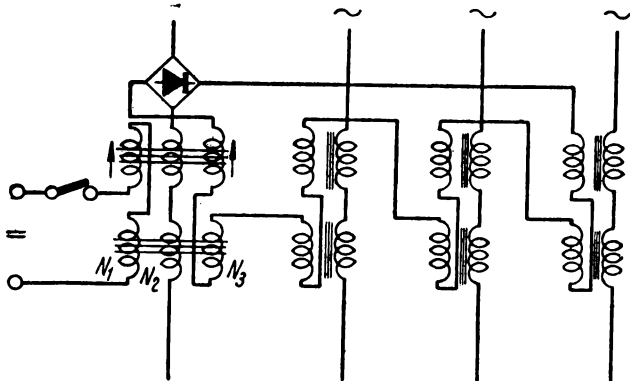


Рис. 11.49. Магнитное реле, предназначенное для управления несколькими рабочими цепями.

эффицентом возврата, т. е. такие реле, у которых отношение величины тока срабатывания к величине тока отпущения было бы близко к единице. Электромагнитные реле обладают невысоким коэффициентом возврата. Обычно коэффициент возврата этих реле составляет около 0,7. Высоким коэффициентом возврата обладают поляризованные реле, но они в большинстве случаев недостаточно надежны и применяются только для малых мощностей.

При применении магнитного усилителя, имеющего коэффициент обратной связи, равный единице (или несколько больше), возможно при включении его по схеме, приведенной на рис. 11.50, получить реле тока с высоким коэффициентом возврата. Рабочая точка устанавливается при помощи смещения $U_{\text{см}}$. При включении тока управления I_1 , МДС которого направлена встречно к МДС обмотки смещения и приблизительно равна ей, происходит срабатывание реле.

Достоинством магнитных реле является возможность значительных перегрузок обмоток управления. Возможность выполнения магнитных реле с такими параметрами объясняется тем, что мощность управления магнитных реле относительно невелика, а поперечное сечение проводника обмотки управления может быть достаточно велико по

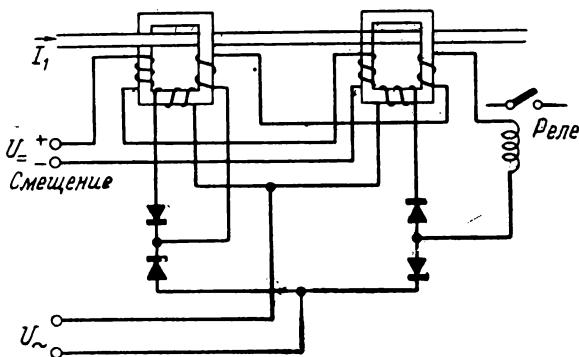


Рис. 11.50. Схема включения реле с магнитным усилителем, обеспечивающая высокий коэффициент возврата.

своим размерам. Такие реле применяются, например, для защиты линий электропередач, в схемах электроприводов и т. п. При значительных токах применяются проходные магнитные усилители, конструктивно аналогичные измерительным трансформаторам постоянного тока.

11.16. МАГНИТНЫЙ ЭТАЛОН ТОКА

В системах автоматического регулирования напряжения, тока, скорости вращения, температуры и тому подобных величин обычно бывает необходим источник тока для питания задающей обмотки. Этот источник тока должен быть в достаточной мере независим от колебаний напряжения и частоты питающей сети, температуры и других факторов.

В электронике для аналогичных целей применяются газоразрядные стабилизаторы. Ввиду незначительной мощности газоразрядных стабилизаторов их применение в схемах с магнитными усилителями является нежелательным.

В современных системах регулирования нежелательно также применение нелинейных сопротивлений, которые хотя и позволяют получить достаточную мощность, но их характеристики в большой мере зависят от колебаний темпе-

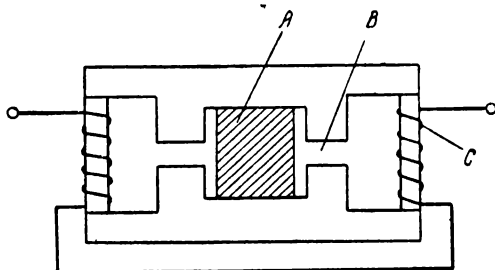


Рис. 11.51. Схема магнитного эталона:
 А — постоянный магнит; В — воздушный зазор;
 С — стержень с обмоткой.

ратуры окружающей среды, а постоянная времени слишком велика.

Для регулирования тока в задающей обмотке в широком диапазоне, не зависящем от напряжения и частоты питания, температуры и других факторов, можно применить магнитный усилитель, в котором источником МДС подмагничивания является постоянный магнит. Выходной ток такого магнитного усилителя в соответствии с положением о компенсации МДС имеет неизменную величину.

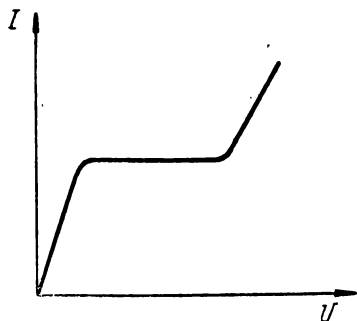


Рис. 11.52. Характеристика магнитного эталона.

Схема устройства магнитного усилителя, представляющего собой эталонный источник тока, представлена на рис. 11.51. В среднем стержне

дросселя насыщения помещен постоянный магнит А. Параметры сердечника выбраны такими, что значительная часть потока постоянного магнита проходит по воздушному зазору В и поэтому поток постоянного магнита не подвергается заметному влиянию от изменений потока в обоих боковых стержнях С, на которых помещены рабочие обмотки. Для этого боковые стержни

должны иметь значительно меньшее сечение, чем средний стержень. В этом случае постоянный магнит можно рассматривать как источник неизменной МДС подмагничивания. Как известно, ток на выходе пропорционален этой МДС. На рис. 11.52 приведена зависимость между током выхода магнитного эталона и напряжением питающей сети. Как видно из рисунка, ток выхода в определенных пределах является неизменной величиной. Магнитные эталоны тока изготавливаются разных габаритных размеров, отличающихся по выходной мощности в пределах от нескольких ватт до 50 вт. Большим преимуществом описанного выше эталонного источника тока является стабильность выходного тока при очень быстрых изменениях питающего напряжения или нагрузки. Это объясняется тем, что время реагирования магнитного эталона не превышает половины периода питающего напряжения.

11.17. МАГНИТНЫЕ УСИЛИТЕЛИ, ПРЕДНАЗНАЧЕННЫЕ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ПОСТОЯННЫХ МАГНИТНЫХ ПОЛЕЙ

Все рассмотренные выше магнитные усилители управлялись постоянным потоком, возникающим в сердечнике дросселя насыщения. Если сердечник магнитного усилителя, изготовленного из высококачественного магнитномягкого материала, установить в магнитном поле в соответствии с рис. 11.53, то оказывается, что эта система очень чувствительна по отношению к внешнему магнитному полю постоянного тока. Действие такой схемы основано на использовании обратной связи на четных гармониках. На практике применяется ряд устройств на этом принципе зондов для измерения полей постоянного тока. Чувствительность этих зондов может быть так высока, что они реагируют на магнитное поле земли.

На описанном принципе может быть также построен индикатор положения (рис. 11.54). В окне сердечника помещается ротор, изготовленный из магнитотвердого материала, намагниченного в направлении, перпендикулярном его оси. Когда направление потока постоянного магнита ротора совпадет с направлением осей катушек, напряжение четных гармоник имеет максимальную величину. При повороте ротора на 180° фаза четных гармоник также изменяется на 180° . Если направление намагничивания ротора перпендикулярно к оси катушек, то четные гармоники отсутствуют и выходной ток равен нулю. Зависимость между

положением ротора и выходным током обычно нелинейна и крутизна характеристики оказывается наибольшей в области нулевых значений.

Индикаторы положения этого типа можно соединить последовательно, как это изображено на рис. 11.55. Выход-

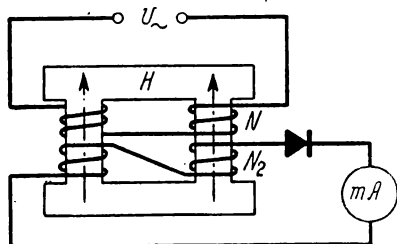


Рис. 11.53. Индикатор слабых магнитных полей.

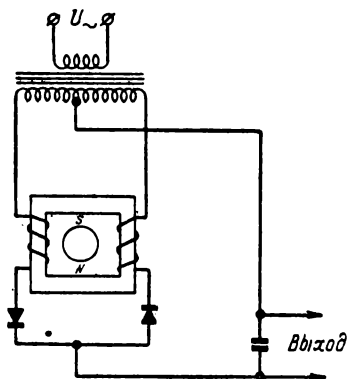


Рис. 11.54. Индикатор положения с ротором из постоянного магнита.

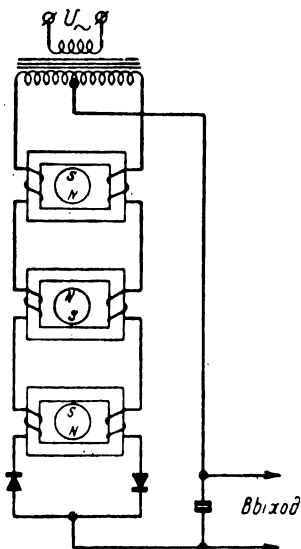


Рис. 11.55. Последовательное включение индикаторов положения.

ной сигнал в этом случае может рассматриваться как векторная сумма сигналов отдельных индикаторов.

Описанные индикаторы положения не имеют щеточных контактов и поэтому они надежнее в эксплуатации, чем, например, переменные сопротивления или контактные сельсины.

11.18. ПРИМЕНЕНИЕ МАГНИТНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ ПРИ МАЛЫХ ВЕЛИЧИНАХ СИГНАЛОВ УПРАВЛЕНИЯ

Одним из характерных применений усилителей в технике слабых токов является усиление акустических сигналов. Для усиления акустических частот необходимо, чтобы ча-

стога сети, питающей магнитный усилитель, составляла около 20 кГц.

Сердечники магнитного усилителя в этом случае должны выполняться из пластин (или ленты) толщиной не более 0,03 мм. Схема магнитного усилителя акустической частоты показана на рис. 11.56. Коэффициент усиления такого усилителя не должен превышать 100. При больших значениях

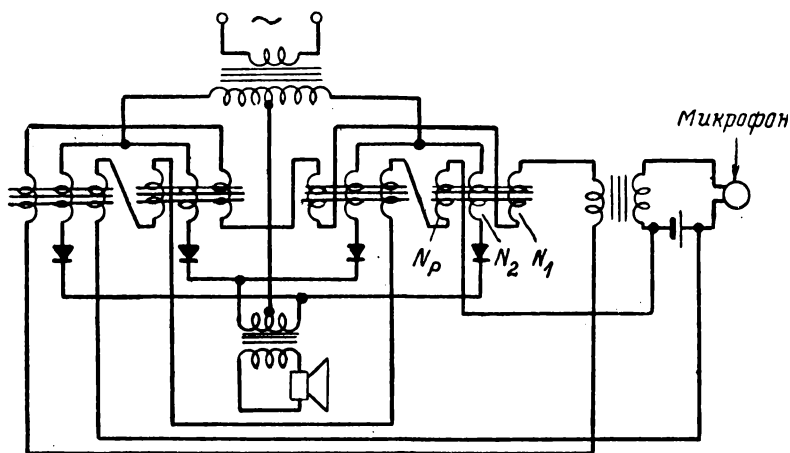


Рис. 11.56. Схема магнитного усилителя акустической частоты.

коэффициента усиления помехи нарушают нормальную работу усилителя.

Магнитные усилители на более высокие частоты могут быть выполнены на ферритовых сердечниках. Подобные устройства с ферритовыми сердечниками также применяются в радиотехнике для настройки колебательных контуров. Ферритовые сердечники в упомянутых схемах обычно работают в режиме малого намагничивания.

Магнитные усилители также находят широкое применение для усиления слабых сигналов, источник которых имеет малый импеданс (например, датчики температуры). Целесообразность применения магнитного усилителя в этих случаях определяется высокой стабильностью его характеристик.

ЛИТЕРАТУРА

1. W. Leonhard. Speed control of a DC motor using a magnetic amplifier. Trans. AIEE, 1957, № 30, май, p. 112—119.
2. N. F. McClure. Application of magnetic amplifiers. El. Engineering, 1950, June.

3. N. F. McClure. Magnetic amplifiers in industry. Westinghouse Engineer, 1950, Sept.
4. Specht-Wagner. Use of the current transducer in the aluminum industry. El. Engineering, 1950, Sept.
5. U. Lamm. Avostat controlled dry plate rectifiers with battery reserve. ASFA Journal, 1947.
6. U. Krabbe. The Transducer type voltage regulators for small A. C. generators. ASFA Journal, 1947.
7. W. A. Geyger. Magnetische verstärker für die Mess und Regeltechnik. FTZ, 1941.
8. W. Krämer. Ein neuer Gleichspannungsmesswandler zur Messung hoher Gleichspannungen.
9. V. Pollak. O vlastnostech a použití magnetických zesilovačů. Slaboproudý obzor, 1952, č. 4.
10. Sichling, Watzinger. Magnetverstärker zum Regeln von Personen—Schnellaufzügen. Zeitschrift VDI, 1954, Heft 11/12.
11. Beadle-Chausse. Characteristics of magnetic amplifiers for industrial use. Trans. AIEE, 1954, Novem.
12. Walter. Anwendung von magnetischen Verstärkern in der Regeltechnik. F und M. Jahrgang 69, Heft 11.
13. Moore. Industrial applications of magnetic amplifiers. El. Engineering, 1952, Oct.
14. W. Schilling. Der Transduktor als Bauelement in Regelkreis. Regelungstechnik, 1953, Heft 11.
15. S. Campbell. Industrial magamp systems. Westinghouse Engineer, 1955, May.

ГЛАВА ДВЕНАДЦАТАЯ

СРАВНЕНИЕ МАГНИТНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ С УСИЛИТЕЛЯМИ ДРУГИХ ТИПОВ

12.1. ЭЛЕКТРОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Магнитные усилители часто заменяют электронные, поэтому производится сравнение свойств усилителей этих типов.

У электронного усилителя входной сигнал является сигналом напряжения, причем входное сопротивление очень велико. В отличие от этого у магнитного усилителя управляющий сигнал большей частью представляет собой сигнал тока, а входной импеданс очень небольшой.

Зависимость между рабочим током и напряжением питания в магнитных усилителях без обратной связи такая же, как у пентода, т. е. величина колебаний питающего напряжения оказывает только очень небольшое влияние на величину рабочего тока. В магнитных усилителях с обратной связью рабочий ток в значительной степени зависит от питающего напряжения, т. е. в этом случае эта зависимость подобна аналогичной зависимости для триода.

Питание электронных усилителей в большинстве случаев производится от источника постоянного тока, в то время как питание магнитных усилителей — от сети переменного тока.

Электронные усилители практически являются безынерционными. Магнитный усилитель реагирует на изменения управляющего сигнала сравнительно медленно, причем минимальное время реагирования в быстродействующих схемах равно половине периода напряжения питания.

Величина потерь в магнитном усилителе значительно меньше, чем в электронном усилителе, у которого мощность расходуется как на накал электронных ламп, так и на потери в анодных и других цепях. При прочих равных

условиях размеры магнитного усилителя меньше размеров электронного усилителя.

При значительной мощности магнитные усилители намного проще и дешевле электронных. Применение электронного усилителя большой выходной мощности возможно только при очень высоком анодном напряжении, что вызывает значительные трудности при их использовании в эксплуатации. Магнитные усилители всегда готовы к работе и их надежность выше, чем электронных и всех других типов усилителей.

Магнитные усилители удобнее для усиления сигналов очень низкого напряжения и более стабильны в работе, чем, например, электронные усилители постоянного тока. Другим преимуществом магнитных усилителей является полное электрическое разделение входной цепи от выходной. Это справедливо и в случае нескольких отдельных входных цепей.

Для некоторых целей целесообразно применять комбинацию обоих типов усилителей, при этом используются преимущества обоих типов, так, например, большое входное сопротивление и большая выходная мощность. По своим внешним характеристикам магнитные усилители подобны газонаполненным триодам и тиратронам. Аналогия между углом зажигания ионных приборов и углом насыщения магнитных усилителей была отмечена выше при рассмотрении трехфазных усилителей.

12.2. ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ УСИЛИТЕЛИ

Особым типом усилителей, развитие и производство которых началось только в последнее время, являются так называемые диэлектрические усилители. Характерной чертой диэлектрических усилителей является вход с большим импедансом, чем они отличаются от магнитного усилителя, хотя подобны ему во многих других отношениях. Вместо изменения магнитной проницаемости сердечников в диэлектрических усилителях изменяется диэлектрическая постоянная диэлектриков в конденсаторе. В магнитном усилителе ток управления изменяет магнитную проницаемость сердечников, в диэлектрическом усилителе под воздействием электрического поля изменяется диэлектрическая постоянная некоторых керамических диэлектриков. Простейшая схема такого усилителя представлена на рис. 12.1. Действие усилителя по этой схеме такое же, как магнитного усилителя с небольшим переменным намагничиванием; вместо

дросселя здесь используется конденсатор, диэлектриком которого является состав, состоящий из соединений бария с титаном, оловом или цирконием. Зависимость диэлектрической постоянной от напряженности электрического поля приведена на рис. 12.2.

Конденсатор, включенный в цепь переменного тока, изменяет свой реактанс под действием управляющего напря-

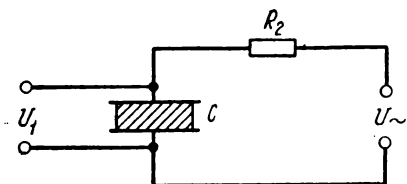


Рис. 12.1. Принципиальная схема диэлектрического усилителя.

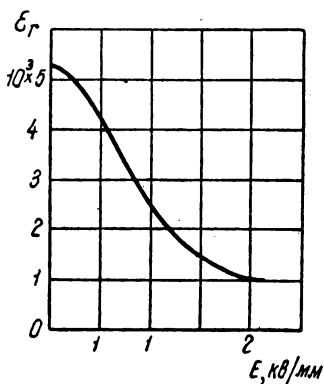


Рис. 12.2. Зависимость диэлектрической постоянной от напряженности электрического поля.

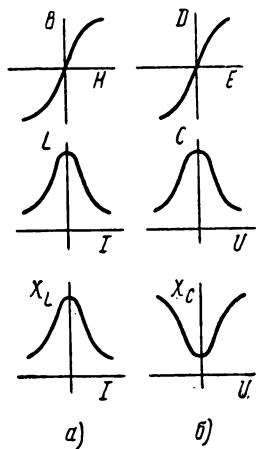


Рис. 12.3. Основные характеристики магнитных (а) и диэлектрических (б) усилителей.

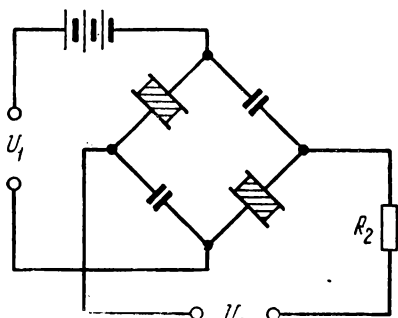


Рис. 12.4. Мостовая схема включения диэлектрического усилителя.

жения. Преимуществом диэлектрического усилителя является возможность его применения при очень высоких частотах. Ограничения в применении таких усилителей наступают только при частотах порядка 10^7 гц.

Сравнительные характеристики магнитного (а) и диэлектрического (б) усилителей приведены на рис. 12.3. Так как применяемые в диэлектрических усилителях диэлектрики часто имеют значительный температурный коэффициент, то при применении диэлектрических усилителей необходимо стремиться к тому, чтобы подбором наиболее выгодной комбинации диэлектриков ограничить влияние температуры.

В диэлектрические усилители можно ввести внешнюю обратную связь по напряжению. Возможно также применение смещения. На рис. 12.4 представлена мостовая схема усилителя, в которой применяется смещение от источника напряжения, показанного на схеме в виде батареи. Включение обмотки смещения, так же как и в магнитных усилителях, применяется для обеспечения необходимого режима усилителя при отсутствии сигнала управления, а также для того, чтобы обеспечить чувствительность усилителя к изменению полярности сигнала управления.

ОБОЗНАЧЕНИЯ В СХЕМАХ

В литературе часто можно встретиться со схемами, в которых реакторы и дроссели насыщения обозначаются символами, подобными изображенным на рис. 1, а, б, в, г и д. В этих обозначениях рабочая обмотка изображена как

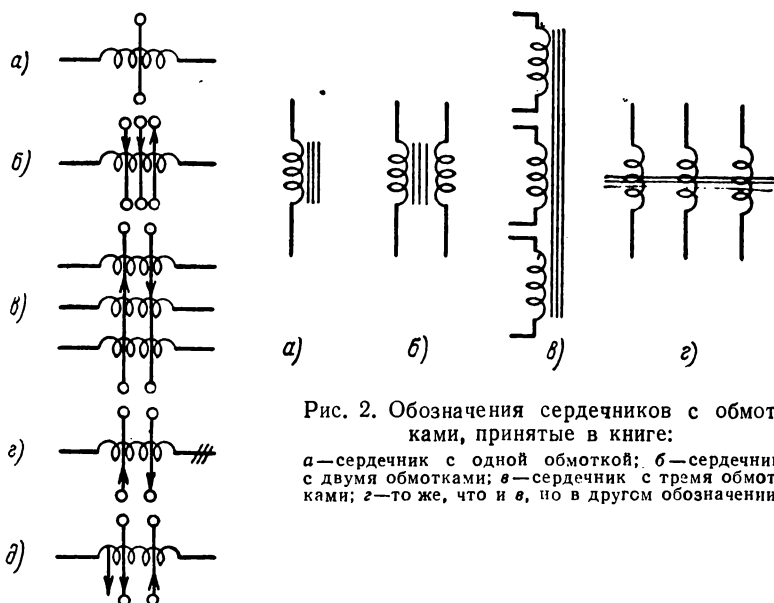


Рис. 2. Обозначения сердечников с обмотками, принятые в книге:

а—сердечник с одной обмоткой; б—сердечник с двумя обмотками; в—сердечник с тремя обмотками; г—то же, что и в, но в другом обозначении.

Рис. 1. Обозначения магнитных усилителей:

а—реактор с одной обмоткой управления, б—реактор с тремя обмотками управления, в—трехфазный магнитный усилитель с двумя обмотками управления; г—то же, что и в, но рабочие обмотки показаны в однопроводном изображении; д—то же, что и г, но с внутренней обратной связью.

индуктивность, а управляющая обмотка обратной связи, обмотка смещения и тому подобные, изображаются в виде отрезка прямой, пересекающей рабочую обмотку. Направление МДС этих обмоток обозначается стрелками (рис. 1). При таких обозначениях не различаются параллельное и последовательное соединения рабочих обмоток. Обозначение внутренней обратной связи приведено на рис. 1, *д*.

В этой книге все обмотки (рабочие, управления, смещения и др.) обозначаются одинаково. На рис. 2, *а* и *б* показаны сердечники дросселя с одной и двумя обмотками. При числе обмоток дросселя, большем двух, применяется обозначение, показанное на рис. 2, *в* или *г*.

ПРЕДМЕТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ

А

- Амплистат 54
— с активной нагрузкой и выходом на переменном токе 63, 68, 181, 242, 314, 343
— с активной нагрузкой и выходом на постоянном токе по схеме со средней точкой 75, 79, 80, 84, 185, 242, 314 по мостовой схеме 89, 193, 344, 346
— при активно-индуктивной нагрузке 74, 191
— трехфазный 125
Анизотропия магнитная 261, 307
Аппроксимация кривой намагничивания 21, 144, 317

Б

- Балластное сопротивление 342, 345, 346
Баллистический гальванометр 280
Баркгаузеновы скачки 260

В

- Вебер 258
Векторная диаграмма 99, 117
Вихревые токи
Влияние напряжения питания на характеристики
— дросселя насыщения 141, 147, 148, 155, 159
— амплистата 185, 187
— магнитного усилителя с внешней обратной связью 167, 169
Влияние частоты на характеристики дросселя насыщения 148
Влияние сопротивления нагрузки на характеристики
— дросселя насыщения 141, 148
— магнитного усилителя с внешней обратной связью 171
Возвратная (встречная) магнитная проницаемость 262
Воздушные зазоры 305, 306
Вольтсекунда 258
Восприимчивость магнитная 259
Время реагирования 205, 219, 244, 245, 249, 253, 325, 332
Выпрямители германиевые 291, 294
Выпрямители идеальные 290
Выпрямители купроксные 291, 294
Выпрямители механические 287

Выпрямители полупроводниковые 291

Выпрямители селеновые 291

Выпрямление двухполупериодное 48, 49

Выходная мощность 328, 335

Г

Гистерезис 255

Гистерезиса петли 17, 256, 262, 272, 286

Графоаналитические методы расчета 141, 147, 155, 157, 159, 167, 169, 323, 328, 332

Д

Двухтактный усилитель 340

— с выходом на переменном токе 341, 343

— с выходом на постоянном токе 342, 344

— с выходом на постоянном токе и повышенной экономичностью 346

Двухфазный двигатель 368, 371

Дифференциальная магнитная проницаемость 263

Дифференциальные схемы включения 341

Диэлектрическая постоянная 436

Диэлектрический усилитель 436

Добротность магнитного усилителя 247

Дроссель насыщения 7

— при малом переменном намагничивании 18

— при большом переменном намагничивании 21

— с последовательным включением рабочих обмоток и большим импедансом цепи управления 26, 31, 51, 138, 219

— то же при малом импедансе цепи управления 41, 47, 150

— с параллельным включением рабочих обмоток 33, 146

— с внешней обратной связью 164, 238

Е

Единицы измерения магнитных величин 257

Емкость как элемент схем с магнитными усилителями 87, 368, 371, 380, 382, 403, 410, 412, 418, 419

Ж

Железоникелевые сплавы 270

З

Замещения магнитных усилителей
схемы 38, 44, 55, 67, 70, 98, 105,
109, 112, 123

Запаздывающая положительная
обратная связь 410

Запаздывание частое 237, 238

Звенья запаздывающие 210

И

Идеализированная кривая намаг-
ничивания 21

Изменение скачком

— напряжения питания 226

— управляющего напряжения 224

Индуктивность цепи управления
эффективная 222, 235

Измерение больших постоянных
напряжений 388, 389

Измерение больших постоянных
токов 388, 389

Индикатор слабых магнитных
полей 431, 432

Индуктивная нагрузка на пере-
менном токе 31

Индуктивная нагрузка на посто-
янном токе 48, 61, 80, 84

Индукция магнитная 258

Индукция магнитная в зависимо-
сти от направления намагни-
чивания 261, 307

К

Каскадные схемы включения маг-
нитных усилителей 250, 251,
252

Катод 296

Катодное пятно 297

Количество напряжения 11

Компенсация магнитодвижущих
сил 22

Конструкция катушек магнитного
усилителя 302, 309

Конструкция сердечников магнит-
ного усилителя 299, 300, 304

Контейнер 300

Коэрцитивная сила 256

Коэффициент напряжения 156,
167

Коэффициент внешней обратной
связи 168

Коэффициент полезного действия
337

Коэффициент согласования на-
грузки 337

Коэффициент усиления по мощно-
сти 222

Компаундирование генератора пе-
ременного тока 405

Коэффициент формы кривой 140,
152

Кремнистая трансформаторная
сталь 264

Кривая намагничивания 10

Кривая намагничивания идеализи-
рованная 21

Кривая намагничивания с конеч-
ной крутизной 55, 56, 153

Кристаллическая структура 261

Крутизна рабочей характеристики
155, 156, 171

Л

Линейность рабочей characterисти-
ки 137, 139, 144

М

Магнитных величин единицы из-
мерения 257

Магнитная индукция 258

Магнитная индукция внутренняя
259

Магнитная индукция насыщения
271

Магнитная проницаемость 258

Магнитное сопротивление 258

Магнитный поток 258

Магнитодвижущая сила 257

Магнитодвижущая сила смещения
164

Материалы магнитномягкие 256

Материалы магнитотвердые 256

Модулятор на основной гармони-
ке 378

Модулятор на четных гармониках
379

Н

Нагрузка активная

— амплитата 55, 63, 68, 75, 79

— дросселя насыщения 26, 33, 41
— реактора 22

Нагрузка активно-индуктивная
— амплитата 61, 74, 80, 84
— дросселя насыщения 31, 40, 47
— реактора 25

Нагрузка оптимальная 174

Нагрузка согласованная 337

Намагничивание переменное большое 21

Намагничивание переменное малое 16

Направление прокатки 261, 307

Напряжение обратное 292, 295, 296

Напряжение питания критическое 155, 159, 167

— надкритическое 159, 167

— подкритическое 157, 159, 167

Напряженность магнитного поля 257

Нулевой вентиль 87

О

Обратная связь внешняя 165, 243

— внутренняя 55, 61, 63, 68, 74, 75, 80, 84, 238

— в управляющей цепи 380

— отрицательная 364

Обратная связь по четным гармоникам 380

Обратное зажигание 297

Обратный ток выпрямителя 290

Оптимальная нагрузка 174

Остаточный магнетизм 256

П

Параллельное включение рабочих обмоток 33, 40, 146, 235

Передаточная функция 207, 210, 211, 216

Переходный процесс 205

Петля гистерезиса 17, 256, 262, 272, 286

Плотность тока 329

Площадь окна сердечника 319, 329

Последовательное соединение рабочих обмоток 31, 41, 47, 48, 138, 150, 219

Постоянная времени 206, 221, 227, 233, 236

Постоянная времени частичная 334

Постоянная составляющая магнитного потока 325

Поток магнитный 11, 258

Прямая обратной связи 167, 168, 169

Р

Расчет магнитных усилителей (методы) 313

Расчет магнитных усилителей методом кусочно-линейной аппроксимации 317

— методом моделирования 321

— универсальных кривых 323

Реагирования время 205

Регулирование напряжения 404, 410

Регулирование освещения 391

Регулирование печей 423

Регулирование скорости вращения 392, 411, 415

Реле магнитное 427

Роговского пояса 281

С

Связь цепи входной и выходной 18, 19

Сердечник из П-образных пластин 304

Сердечник С-образный 268

Сердечник тороидальный 268, 299

Сердечник из Ш-образных пластин 305

Смещение 164

Совмещение обмоток 376

Согласование нагрузки 337

Сонаперм 270

Сопротивление рабочих обмоток 331

Сопротивление цепи управления 331

Составная кривая намагничивания 28

Спин электрона 259

Стабилизатор напряжения 401

Структурные схемы 216, 223, 224

Суммирование управляющих магнитодвижущих сил 163

Т

Термическая обработка 267, 269, 272, 273

Технология изготовления обмоток 301, 309

Ток в нулевом проводе 91, 96, 121
 Ток намагничивания 58, 65, 69, 73, 77, 79, 153, 181, 184, 352
 Ток нагрузки 34, 35, 48, 51, 73, 86, 116, 146, 148
 Ток обратный 290, 292, 295
 Ток прямой 290, 295
 Ток рабочий 23, 25, 29, 34, 36, 40, 47, 56, 64, 66, 79, 93, 133, 178, 200, 225, 314, 318
 Ток управления 18, 23, 36, 39, 47, 70, 79, 86, 178, 200, 220, 225, 328
 Ток фазовый 95
 Тока холостого хода компенсация 373
 Тока коэффициент формы 153
 Тока постоянного измерение 389
 Токов слабых измерение 390
 Тока среднее значение 12
 Тока эффективное значение 12
 Точка Кюри 260
 Трансформаторная сталь 264, 265

У

Угол насыщения 135
 Угол рассылки 135
 Удельное сопротивление ферромагнитных сплавов 275, 276, 277, 278
 Универсальные кривые для расчета магнитных усилителей 323

Управление зажиганием ртутных выпрямителей 297
 Усилитель диэлектрический 436
 Усилитель электронный 435

Ф

Ферромагнетики 259
 Ферромагнитные сплавы 270

Х

Характеристика вольтамперная
 Характеристика нагрузки 133
 Характеристики одновременного намагничивания 144
 Характеристика рабочая 132, 134, 140, 147, 148, 155, 162, 167, 169, 176, 181, 185, 191, 201, 202, 203
 Характеристика частотная, амплитудная, фазовая 209
 Характеристики частотные логарифмические 212, 231

Ч

Частота напряжения питания 148

Э

Электрическая обратная связь 364
 Эталон тока магнитный 429
 Эффективное значение 12

О Г Л А В Л Е Н И Е

Предисловие к русскому изданию	3
Предисловие редактора русского перевода	3
Из предисловия авторов	5
Глава первая. Введение	7
1.1. Историческая справка	7
1.2. Основные понятия и терминология	10
Л и т е р а т у р а	14
Глава вторая. Основные схемы включения магнитных усилителей	15
2.1. Малое переменное намагничивание	16
2.2. Большое переменное намагничивание.	21
2.3. Реактор с активной нагрузкой	22
2.4. Реактор с активно-индуктивной нагрузкой	25
2.5. Схема последовательного включения дросселя насыщения при большом импедансе в цепи управления и активной нагрузке	26
2.6. Схема последовательного включения дросселя насыщения при большом импедансе в цепи управления и активно-индуктивной нагрузке	31
2.7. Схема параллельного включения дросселя насыщения при активной нагрузке	33
2.8. Схема параллельного включения дросселя насыщения с активно-индуктивной нагрузкой	40
2.9. Схема последовательного включения дросселя насыщения при малом импедансе в цепи управления и активной нагрузке	41
2.10. Схема последовательного включения дросселя насыщения при малом импедансе в цепи управления и активно-индуктивной нагрузке	47
2.11. Магнитный усилитель с нагрузкой на постоянном токе	48
2.12. Магнитный усилитель с внутренней обратной связью	54
2.13. Реактор с внутренней обратной связью и активной нагрузкой	55
2.14. Реактор с внутренней обратной связью и активно-индуктивной нагрузкой	61
2.15. Амплистат с выходом на переменном токе при большом импедансе в цепи управления и активной нагрузке	63
2.16. Амплистат с выходом на переменном токе при малом импедансе в цепи управления и активной нагрузке	68

2.17. Амплистат с выходом на переменном токе при активно-индуктивной нагрузке	74
2.18. Амплистат, включенный по схеме со средней точкой с большим импедансом в цепи управления и активной нагрузкой	75
2.19. Амплистат, включенный по схеме со средней точкой с малым импедансом цепи управления и активной нагрузкой	79
2.20. Амплистат, включенный по схеме, со средней точкой с большим импедансом в цепи управления и активно-индуктивной нагрузкой	80
2.21. Амплистат, включенный по схеме со средней точкой с малым импедансом в цепи управления и активно-индуктивной нагрузкой	84
2.22. Амплистат, включенный по мостовой схеме	89
Л и т е р а т у р а	90

Глава третья. Многофазные схемы включения магнитных усилителей

3.1. Трехфазные схемы включения магнитных усилителей с нулевым проводом	91
3.1.1. Трехфазные схемы включения магнитных усилителей с нулевым проводом и большим импедансом в цепи управления	91
3.1.2. Трехфазные схемы включения магнитных усилителей с активной нагрузкой и малым импедансом в цепи управления	96
3.1.3. Трехфазные схемы включения магнитных усилителей с активной нагрузкой в нулевом проводе и большим импедансом в цепи управления	103
3.2. Трехфазные схемы включения магнитных усилителей без нулевого провода	108
3.2.1. Трехфазные схемы включения магнитных усилителей без нулевого провода с активной нагрузкой и большим импедансом в цепи управления	108
3.2.2. Трехфазные схемы включения магнитных усилителей с активной нагрузкой и реакторами, соединенными в треугольник	116
3.3. Трехфазные схемы включения магнитных усилителей с нагрузкой на постоянном токе	119
3.4. Трехфазные схемы включения магнитных усилителей с внутренней обратной связью	120
3.4.1. Трехфазная схема включения магнитных усилителей с нагрузочными сопротивлениями в каждой фазе	120
3.4.2. Трехфазная схема включения магнитных усилителей с нагрузкой в нулевом проводе	121
3.5. Трехфазная схема включения магнитных усилителей с внутренней обратной связью, активной нагрузкой и реакторами, включенными в треугольник	127
3.6. Трехфазная схема включения магнитных усилителей с однофазными дросселями насыщения	128
Л и т е р а т у р а	129

Глава четвертая. Характеристики магнитных усилителей	130
4.1. Характеристики магнитных усилителей при малом переменном намагничивании	130
4.2. Характеристики реактора при большом переменном намагничивании	134
4.3. Характеристики дросселя насыщения с последовательно включенными рабочими обмотками и большим импедансом в цепи управления	138
4.4. Характеристики дросселя насыщения с параллельно включенными рабочими обмотками	146
4.5. Характеристики дросселя насыщения с последовательно включенными рабочими обмотками и малым импедансом в цепи управления	150
4.6. Влияние конечной крутизны кривой намагничивания на характеристики дросселя насыщения с небольшим импедансом в цепи управления	153
4.7. Характеристики дросселя насыщения с последовательным включением рабочих обмоток и выходом на постоянном токе при индуктивной нагрузке	160
4.8. Суммирование МДС управления и „поляризация“ магнитных усилителей	163
4.9. Характеристики магнитных усилителей с внешней обратной связью	164
4.10. Коэффициент внешней обратной связи	168
4.11. Влияние сопротивления нагрузки на характеристики магнитного усилителя с внешней обратной связью. Определение оптимальной нагрузки	171
4.12. Факторы, оказывающие влияние на характеристики магнитных усилителей с внешней обратной связью	174
4.13. Магнитные усилители с внутренней обратной связью	178
4.13.1. Характеристики реактора с внутренней обратной связью	178
4.13.2. Характеристики дросселя насыщения с параллельным включением рабочих обмоток и внутренней обратной связью	181
4.13.3. Характеристики дросселя насыщения с внутренней обратной связью и выходом на постоянном токе	184
4.14. Факторы, оказывающие влияние на характеристики магнитных усилителей с внутренней обратной связью	186
4.14.1. Влияние обратного тока выпрямителей	186
4.14.2. Влияние изменений напряжения питания	187
4.15. Характеристики магнитных усилителей с внутренней обратной связью при активно-индуктивной нагрузке	187
4.15.1. Характеристики реактора с выпрямителем, включенным в рабочую цепь при активно-индуктивной нагрузке	187
4.15.2. Характеристики амплитата с выходом на переменном токе при индуктивной нагрузке	191
4.15.3. Магнитные усилители с внутренней обратной связью и выходом на постоянном токе, выпрямленном по двухполупериодной схеме	193
4.16. Характеристики многофазных магнитных усилителей	198

4.16.1. Характеристики трехфазного дросселя насыщения с активной нагрузкой и большим импедансом в цепи управления	199
4.16.2. Характеристики трехфазного дросселя насыщения с активной нагрузкой и малым импедансом в цепи управления	202
4.16.3. Характеристики трехфазного дросселя насыщения для схемы без нулевого провода с большим импедансом в цепи управления	203
4.16.4. Трехфазные магнитные усилители с выходом на постоянном токе и внутренней обратной связью	203
Л и т е р а т у р а	204

Глава пятая. Динамические свойства магнитных усилителей	205
5.1. Основные понятия и свойства цепей регулирования	207
5.2. Малое переменное намагничивание магнитных усилителей	217
5.3. Большое переменное намагничивание магнитных усилителей	218
5.3.1. Небольшой импеданс в цепи управления	219
5.3.2. Демпфирующие цепи	232
5.3.3. Переходный процесс в магнитном усилителе при параллельном включении рабочих обмоток	235
5.3.4. Влияние напряжения питания на переходные процессы в магнитных усилителях	237
5.3.5. Переходный процесс в магнитном усилителе с внешней обратной связью	238
5.3.6. Переходный процесс в магнитном усилителе с внутренней обратной связью	242
5.4. Время реагирования в многофазных схемах магнитных усилителей	244
5.5. Факторы, оказывающие влияние на время реагирования магнитных усилителей	245
5.6. Влияние обратной электрической (гальванической) связи на переходный процесс	246
5.7. Добротность магнитного усилителя	247
5.8. Способы сокращения времени реагирования магнитных усилителей	249
5.9. Измерение времени реагирования магнитных усилителей	253
Л и т е р а т у р а	254

Глава шестая. Ферромагнитные материалы	255
6.1. Единицы измерения магнитных величин	257
6.2. Физические основы ферромагнетизма	259
6.3. Начальная, встречная (возвратная) и дифференциальная проницаемости	262
6.4. Ферромагнитные материалы, применяемые в производстве магнитных усилителей	264
6.4.1. Кремнистая листовая сталь	264
6.4.2. Холоднокатаная кремнистая сталь	267
6.4.3. Ферромагнитные железо-никелевые сплавы	270
6.5. Определение магнитных свойств материалов	279

6.5.1. Измерения магнитных свойств материала на постоянном токе	280
6.5.2. Измерения магнитных свойств материала на переменном токе	282
6.5.3. Измерения магнитных свойств материала при одно- временном намагничивании	284
6.5.4. Измерение магнитных величин при помощи электрон- ного (катодного) осциллографа	286
6.5.5. Измерение магнитных свойств материала с помощью механических выпрямителей	287
Л и т е р а т у р а	289
Глава седьмая. Выпрямители	290
7.1. Полупроводниковые выпрямители	291
7.1.1. Селеповые выпрямители	291
7.1.2. Купроксные выпрямители	294
7.1.3. Германиевые выпрямители	294
7.2. Ионные выпрямители	296
Л и т е р а т у р а	298
Глава восьмая. Конструкция магнитных усилителей	299
8.1. Магнитные усилители с тороидальными сердечниками	299
8.2. Магнитные усилители с шихтованными сердечниками	304
8.3. Технология изготовления обмоток магнитных усилителей с шихтованными сердечниками	309
8.4. Сборка дросселей насыщения	310
Л и т е р а т у р а	312
Глава девятая. Расчет магнитного усилителя	313
9.1. Методы расчета	313
9.2. Приведение относительных величин к единичному дрос- селю	315
9.3. Ход расчета при кусочно-линейной аппроксимации кри- вой намагничивания	317
9.4. Метод моделирования магнитного усилителя	321
9.5. Расчет при помощи универсальных кривых	323
9.6. Примерный расчет магнитного усилителя	328
9.7. Примерный расчет времени реагирования	332
9.8. Нагрев магнитных усилителей	335
Л и т е р а т у р а	339
Глава десятая. Специальные схемы	340
10.1. Двухтактные схемы включения магнитных усилителей	340
10.2. Схемы с регулируемым коэффициентом обратной связи	346
10.3. Обратная связь в цепи управления	348
10.4. Быстродействующие (полуволновые) магнитные усили- тели	349
10.5. Уменьшение тока холостого хода	373
10.6. Магнитные усилители с совмещенными обмотками	376
10.7. Модуляторы с магнитными усилителями	378
10.8. Схемы магнитных усилителей с обратной связью по четным гармоникам	380
10.9. Влияние характеристик источника сигналов управления	383
10.10. Усилители для малых входных сигналов	384
Л и т е р а т у р а	385
	449

Глава одиннадцатая. Практическое применение магнитных усилителей	387
11.1. Измерение постоянных токов и напряжений	387
11.2. Измерение слабых токов и напряжений	390
11.3. Управление освещением с помощью магнитных усилителей	391
11.4. Регулирование скорости вращения двигателей	392
11.5. Регулирование мощных потребителей электрической энергии	394
11.6. Управление выпрямителями	394
11.7. Магнитные фазорегуляторы	396
11.8. Стабилизаторы напряжения	401
11.9. Регулирование напряжения генераторов переменного тока	404
11.10. Регулирование напряжения генераторов постоянного тока	410
11.11. Регуляторы скорости вращения двигателей постоянного тока	411
11.12. Следящие системы	417
11.13. Регулирование температуры	423
11.14. Автоматические регуляторы для выпрямителей	424
11.15. Применение магнитных усилителей в качестве реле	427
11.16. Магнитный эталон тока	429
11.17. Магнитные усилители, предназначенные для измерения постоянных магнитных полей	431
11.18. Применение магнитных усилителей при малых величинах сигналов управления	432
Л и т е р а т у р а	433
Глава двенадцатая. Сравнение магнитных усилителей с усилителями других типов	435
12.1. Электронные усилители	435
12.2. Диэлектрические усилители	436
П р и л о ж е н и е	439
Обозначения в схемах	439
Предметный указатель	441

М. ГАБЛЕР, Й. ГАШКОВЕЦ, Е. ТОМАНЕК
МАГНИТНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Редактор *Н. Я. Аренберг*
Техн. редактор *А. А. Свешников*
Обложка худож. *В. Т. Сидоренко*

Сдано в набор 27.IX.1960 г.
Подписано к печати 11.III.1961.
Формат 84×108/₃₂ Объем 23,2 п. л.
Уч.-изд. л. 22,835
Г-77071 Тираж 10 000 экз. Заказ 2506
Цена в перепл. № 5—1 р. 70 к.,
№ 7—1 р. 75 к.

Типография Госэнергиздата,
Москва, Шлюзовая наб., 10

ЗАМЕЧЕННЫЕ ОПЕЧАТКИ

Страница	Строка	Напечатано	Должно быть
17	14 сверху	$\mu_v = \frac{dB_{=}}{dH_{=}}$	$\mu_v = \frac{dB_{\sim}}{dH_{\sim}}$
30	10 сверху	P'_1	P''
58	1 сверху	насыщения	насыщается
64	3 снизу	(2.14)	(2.42, в)
236	11 сверху	$U_1 = \frac{N_2 R_1}{2N_1} I_2 +$ $+ \frac{R_2}{N_2 4f} \frac{dI_2}{dt}.$	$U_1 = \frac{N_2 R_1}{2N_1} I_2 +$ $+ \frac{N_1}{N_2} \frac{R_2}{4f} \frac{dI_2}{dt}.$

Лит. 1р. 756

«СОВЕТСКОЕ РАДИО»