

В. П. Миловзоров

Электро
магнитные
устройства
автоматики

999-21

В. П. МИЛОВЗОРОВ

Электро- магнитные устройства автоматики

Издание четвертое,
переработанное
и дополненное

Допущено
Министерством высшего и среднего
специального образования СССР
в качестве учебника для студентов
вузов, обучающихся по специальности
«Автоматика и телемеханика»



МОСКВА
«ВЫСШАЯ ШКОЛА»
1983

62-52(048)

ББК 32.96

✓ М60

УДК 621.318.3+681.31(075.8)

Рецензент

кафедра автоматики и телемеханики
Ленинградского института точной механики и оптики

Миловзоров В. П.

М60 Электромагнитные устройства автоматики: Учебник для вузов. — 4-е изд., перераб. и доп. — М.: Высш. школа, 1983. — 408 с., ил.

В пер.: 1 р. 20 к.

В книге изложены вопросы теории и расчета элементов и устройств, в которых используется нелинейный и гистерезисный характер кривой намагничивания ферромагнетиков и их доменная структура. По сравнению с третьим изданием расширены разделы интегральных магнитных элементов, напоминающих устройств, герконов и др.

Предназначается для студентов специальности «Автоматика и телемеханика».

М 2405000000—126 121—83
001(01)—83

ББК 32.96
6Ф6

Владимир Петрович Миловзоров

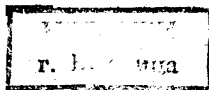
ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ УСТРОЙСТВА АВТОМАТИКИ

Зав. редакцией Л. А. Романова. Редактор И. Г. Волкова. Художник В. М. Боровков. Художественный редактор Т. М. Скворцова. Технический редактор З. В. Нуждина. Корректор Р. К. Косинова

ИБ № 3572
Изд. № ЭР-320. Сдано в набор 29.06.82. Подп. в печать 08.02.83. Т-01259.
Формат 60×90^{1/16}. Бум. тип. № 3. Гарнитура литературная. Печать высокая.
Объем 25,5 усл. печ. л. Усл. кр.-отг. 25,5. Уч.-изд. л. 27,74. Тираж 30000 экз.
Зак. № 1296. Цена 1 р. 20 к.

Издательство «Высшая школа», Москва, К-51, Неглинная ул., д. 29/14.
Ярославский полиграфкомбинат Союзполиграфпрома при Государственном комитете СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли. 150014, Ярославль, ул. Свободы, 97.

© Издательство «Высшая школа», 1974
© Издательство «Высшая школа», 1983, с изменениями



ПРЕДИСЛОВИЕ

Настоящий учебник предназначен для студентов специальности «Автоматика и телемеханика» (0606). Однако отдельные его главы могут быть использованы студентами специальностей «Электронные вычислительные машины» (0608), «Гироскопические приборы и устройства» (0609), «Промышленная электроника» (0612), «Автоматизация и механизация процессов обработки и выдачи информации» (0640), «Информационно-измерительная техника» (0642), «Автоматизированные системы управления» (0646) и др., а также инженерами, работающими в области автоматике, телемеханики, вычислительной и информационно-измерительной техники.

По сравнению с предыдущим изданием в книге сокращены отдельные разделы, в которых рассматривались элементы, не нашедшие в последующие годы широкого применения, и добавлен материал по новым магнитным элементам и устройствам.

Материал книги разделен на четыре части.

В первой части рассмотрены физические основы магнетизма, магнитные материалы и магнитные элементы, применяемые в аналоговой технике (магнитные усилители, модуляторы, зонды и т.п.). Наряду с анализом процессов перемагничивания по квазистатической кривой намагничивания показано влияние на эти процессы магнитной вязкости в тех устройствах, для которых оно существенно.

Вторая часть посвящена логическим и запоминающим магнитным элементам цифровых устройств, для которых определяющим является процесс импульсного перемагничивания сердечников, обладающих прямоугольной петлей гистерезиса, с учетом магнитной вязкости, а также устройствам с записью информации на подвижный магнитный носитель.

В третью часть в соответствии с новой утвержденной программой выделены интегральные магнитные элементы, основанные на сердечниках сложной формы, тонких магнитных пленках и цилиндрических магнитных доменах.

В четвертой части рассмотрены электромеханические релейные элементы, основанные на использовании электромагнитного усилия, а также стабилизаторы и преобразователи частоты, в которых использован нелинейный характер основной кривой намагничивания.

Методы расчета, числовые примеры и отдельные вопросы, которые не входят в программу лекционного курса, но могут быть использованы при курсовом и дипломном проектировании, даны петитом.

Автор благодарит всех читателей, принявших участие в обсуждении предыдущих изданий учебника.

Несомненную пользу в работе над настоящим изданием автору ока-

зали советы и замечания, содержащиеся в рецензиях на предыдущее издание учебника, проф. М. А. Боярченко в журнале «Приборы и системы управления» (1975, № 9), проф. Н. П. Сергеева, доц. Н. П. Вашкевича и доц. М. А. Рахманкулова в журнале «Вестник высшей школы» (1975, № 10), проф. Ю. В. Селезнева и доц. Ю. Н. Маслова в журнале «Известия вузов. Приборостроение» (1976, § 5).

Ценные советы были получены от зав. кафедрой автоматике и телемеханики ЛИТМО, заслуженного деятеля науки и техники РСФСР проф. Ю. А. Сабина и доц. Н. М. Яковлева. Автор приносит рецензентам искреннюю благодарность.

Автор считает своим приятным долгом выразить глубокую признательность Л. Ф. Митрохиной за помощь в подготовке рукописи.

Замечания и отзывы просьба направлять по адресу: 101430, Москва, К-51, Неглинная ул., 29/14, издательство «Высшая школа».

Автор

В решениях XXVI съезда КПСС указывается, что в целях дальнейшего ускорения научно-технического прогресса необходимо увеличивать производство приборов, оборудования, средств автоматизации, развивать производство и обеспечивать широкое применение автоматических манипуляторов (промышленных роботов), встроенных систем автоматического управления с использованием микропроцессоров и микро-ЭВМ, создавать автоматизированные цехи и заводы, ускорять внедрение автоматизированных методов и средств контроля качества и испытания продукции, а в качестве важнейших проблем в области технических наук названо совершенствование вычислительной техники, ее элементной базы, средств и систем сбора, передачи и обработки информации.

Расширение промышленного производства средств и комплексных систем автоматизации связано с развитием магнитной техники — с получением и использованием новых магнитных материалов, элементов и устройств, обладающих высокой надежностью и практически неограниченным сроком службы, обеспечивающих необходимое быстродействие и отвечающих требованиям микроминиатюризации.

В разработку электромагнитных устройств автоматики значительный вклад внесли отечественные ученые.

Первые электромагнитные реле создал в 1830 г. наш соотечественник П. Л. Шиллинг, применивший их в телеграфных аппаратах.

Развитию магнитных элементов во многом способствовали труды акад. АН СССР В. К. Аркадьева, первые работы которого относятся к 1908 г.

Первыми магнитными усилителями были дроссели насыщения, примененные в 1914 г. акад. Н. Д. Папалекси для регулирования напряжения. Работы чл.-кор. АН СССР В. П. Вологодина, относящиеся к 20-м годам нашего столетия, позволили создать класс магнитных усилителей, работающих в режиме удвоителей частоты.

Выделению элементов автоматики и, в частности, электромагнитных элементов в самостоятельную область техники во многом способствовали работы чл.-кор. АН СССР Б. С. Сотскова, создавшего в стране школу специалистов по элементам автоматики.

Электромагнитные устройства разрабатываются в Советском Союзе в ряде организаций. В Институте точной механики и вычислительной техники АН СССР, в Институте электронных управляющих машин и в других организациях совместно со странами — членами Совета Экономической Взаимопомощи (СЭВ) созданы Единая система электронных вычислительных машин (ЕС ЭВМ) и специальные управ-

ляющие машины, в которых применены разнообразные электромагнитные элементы.

Советские ученые и конструкторы систематически совершенствуют имеющиеся и создают новые приборы и устройства для систем автоматики и телемеханики, вычислительной и измерительной техники.

О подлинном триумфе советской науки и техники в области автоматики свидетельствуют полеты автоматических космических станций к Луне, Венере и Марсу.

В СССР и странах, входящих в СЭВ, с целью экономически и технически целесообразного решения проблемы обеспечения устройствами автоматики систем контроля, регулирования и управления технологическими процессами создана Государственная система промышленных приборов и средств автоматизации (ГСП), в которую входят электрическая, пневматическая и гидравлическая ветви. В электрической ветви в качестве датчиков информации, а также преобразовательных, усилительных и исполнительных устройств широко применяют электромагнитные элементы и устройства.

Устройства автоматики, вычислительной и информационно-измерительной техники развиваются по двум направлениям: а н а л о г о в ы е у с т р о й с т в а (непрерывного действия) и ц и ф р о в ы е у с т р о й с т в а (дискретного действия).

В аналоговых устройствах информация, подлежащая обработке, представляется непрерывными значениями физических величин (углов, напряжений, токов и т. п.); результаты обработки информации выдаются также в виде физических величин.

В цифровых устройствах информация выражается последовательностью импульсов или цифр; результаты обработки информации также представляются цифрами. В отличие от аналоговых цифровые устройства обладают высокой точностью, которая определяется количеством разрядов. Однако увеличение количества разрядов обуславливает увеличение габаритов устройства, так как каждый разряд изображается с помощью отдельной ячейки, состоящей из транзисторов, сердечников или других элементов.

Надежность устройств, потребляемая ими мощность, их стоимость и габариты зависят от конструкции и технологии изготовления как отдельных элементов, так и устройства в целом.

Наиболее надежными являются элементы, в которых использован нелинейный и гистерезисный (неоднозначный) характер кривой намагничивания ферромагнетиков: магнитные усилители различных типов, магнитно-диодные и магнитно-транзисторные элементы, различные запоминающие устройства и т. п.

Наряду с относительно новыми элементами в автоматике по-прежнему широко применяют электромагнитные реле, контакторы, муфты и стабилизаторы, в которых также использованы свойства ферромагнитных материалов.

Перечисленные элементы основаны на использовании магнитных свойств ферромагнитных материалов; следовательно, можно говорить об особом направлении в технике, называемом м а г н е т и к о й.

Рассматриваемые в книге элементы подчиняются единым законам, связывающим магнитные и электрические величины, однако специфика их применения в качестве элементов аналоговых или цифровых устройств имеет свои особенности.

Элементы аналоговых устройств

В статическом режиме работы элементы аналоговых устройств характеризуются коэффициентом передачи и стабильностью работы.

Коэффициент передачи, или коэффициент усиления (для усилителей), представляет собой отношение выходной величины элемента к входной. Различают коэффициенты усиления по мощности, по току и по напряжению. Как правило, стремятся к увеличению коэффициента усиления, что позволяет уменьшить массу и габариты аппаратуры при заданной точности работы.

Стабильность работы элементов — это наименьший дрейф нуля, заключающийся в самопроизвольном отклонении выходной величины элементов, которое возможно при отсутствии изменения сигнала на входе. Такое отклонение может быть вызвано изменением параметров элементов во времени при изменении температуры, напряжения питающей сети и др. Часто стабильность работы оценивают в процентах, показывающих относительное изменение того или иного параметра при изменении условий работы.

В динамическом режиме работы элементы аналоговых устройств характеризуются видом передаточной функции, представляющей собой отношение изображения по Лапласу или Карсону выходной величины к изображению входной при нулевых начальных условиях. Если переходный процесс в элементе описывается кривой, близкой к экспоненте, то элемент характеризуется постоянной времени.

Когда характеристика, связывающая входную и выходную величины элемента, может быть линеаризована, т. е. с большей или меньшей точностью заменена прямой, режим работы называют пропорциональным. Если наблюдается скачкообразное изменение выходной величины при достижении входной величиной некоторого значения, режим работы называют *релейным* (по аналогии с электромагнитным реле, размыкающим или замыкающим контакты).

Элементы цифровых устройств

Элементы цифровых устройств представляют собой быстродействующие бесконтактные элементы *релейного действия*, т. е. работающие по принципу «включено — выключено». Включенное состояние, при котором на выходе элемента имеется сигнал (импульс тока или напряжения), соответствует наличию цифры в данном разряде числа. Выключенное состояние, при котором на выходе элемента сигнал отсутствует, соответствует нулю в данном разряде числа.

У бесконтактных элементов в выключенном состоянии на выходе имеется помеха, т. е. небольшой импульс тока или напряжения. Ка-

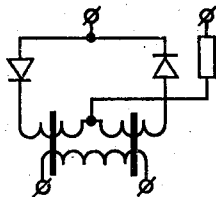
чество работы таких элементов характеризуется отношением сигнала/помеха, показывающим, во сколько раз значение выходной величины при наличии сигнала меньше значения выходной величины при отсутствии сигнала. Важную роль играет и абсолютное значение выходной величины (тока, напряжения или мощности), которое определяет нагрузочную характеристику элемента или необходимую чувствительность усилителя, стоящего на выходе элемента.

Стабильность коэффициента усиления во времени или при изменениях температуры для элементов цифровых устройств не оказывает на точность работы такого влияния, как для элементов аналоговых устройств. В цифровых устройствах точность сохраняется неизменной до тех пор, пока не наступит сбой. *Сбоем* называют такое понижение отношения сигнал/помеха, при котором элемент, следующий за рассматриваемым, не в состоянии отличить наличие сигнала (в идеальном случае принимаемого за единицу) от отсутствия сигнала (в идеальном случае принимаемого за нуль). Поэтому стабильность параметров у элементов цифровых устройств (во времени или при изменениях температуры, напряжения питания и т. п.) следует оценивать прежде всего по их влиянию на относительное изменение сигнала и помехи.

Важной характеристикой элементов цифровых устройств является допустимая частота переключения — число переключений в секунду, которое элементы допускают без сбоев.

С энергетической точки зрения значительную роль играет мощность, потребляемая элементом как в процессе переключения, так и в состоянии покоя, когда элемент «хранит» информацию. В состоянии покоя магнитные элементы выгодно отличаются от других типов элементов способностью длительно сохранять информацию без потребления энергии (например, магнитофонная лента).

Часть первая



МАГНИТНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ АНАЛОГОВЫХ (НЕПРЕРЫВНЫХ) УСТРОЙСТВ

Глава 1. Основные сведения о теории магнетизма и магнитных материалах

§ 1.1. Единицы магнитных величин и магнитные свойства веществ

В электромагнитных устройствах автоматики, вычислительной и измерительной техники воздействие на магнитный элемент производится либо магнитным полем тока, проходящего по проводнику или обмотке, либо непосредственно магнитным полем (например, в феррозондах). Это магнитное поле является внешним по отношению к магнитному сердечнику — основе электромагнитных элементов.

Прежде чем перейти к природе магнитных свойств вещества, напомним единицы магнитных величин в Международной системе единиц (СИ).

Внешнее магнитное поле линейного проводника с током I характеризуется напряженностью магнитного поля (А/м):

$$H = I/(2\pi r),$$

где r — расстояние от проводника до точки, в которой определяется напряженность.

Если ток проходит по обмотке с числом витков ω , то он создает на магнитную силу (н. с.) или магнитодвижущую силу (м. д. с.) (А):

$$F = I\omega.$$

Если эта обмотка равномерно намотана на ферромагнитный сердечник с одинаковым сечением s по всей его длине l (например, на кольцевой сердечник), то напряженность магнитного поля в сердечнике

$$H = I\omega/l.$$

Под действием н. с. в сердечниках магнитных элементов создается магнитный поток Φ . Если магнитный поток Φ проходит по сердечнику с обмоткой, имеющей ω витков, то потокосцепление обмотки (Вб)

$$\Psi = \Phi\omega.$$

Наряду с напряженностью магнитное поле характеризуется магнитной индукцией B (Тл), определяемой для равномерно поля выражением

$$B = \Phi/s,$$

где s — площадь, через которую проходит магнитный поток.

Индуктивность (Гн)

$$L = \Psi/I.$$

В связи с тем что в физике магнетизма часто используют систему СГСМ, в табл. 1.1 приведены соотношения между единицами систем СИ и СГСМ.

Таблица 1.1

Наименование величины	Название единицы в системе СИ	Сокращенное обозначение	Связь с единицей системы СГСМ
Магнитный поток	вебер	Вб (В·с)	1 Вб = 10^8 Мкс (максвелл)
Магнитная индукция	тесла	Тл (Вб/м ²)	1 Тл = 10^4 Гс (гаусс)
Намагничивающая сила (магнитодвижущая сила)	ампер (ампер-виток)	А	1 А = $4\pi \cdot 10^{-1}$ Гб (гильберт)
Напряженность магнитного поля	ампер на метр (ампер-виток на метр)	А/м	1 А/м = $4\pi \cdot 10^{-3}$ Э (эрстед)
Индуктивность	генри	Гн (Вб/А)	1 Гн = 10^9 см

Магнитная постоянная μ_0 (магнитная проницаемость вакуума) представляет собой отношение магнитной индукции к напряженности магнитного поля в вакууме:

$$\mu_0 = B/H$$

и является физической константой, численно равной

$$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{Вб}}{\text{м}^2} \cdot \frac{\text{м}}{\text{А}} \text{ или } \frac{\text{Гн}}{\text{м}}.$$

Напряженность внешнего магнитного поля не зависит от свойств среды (от свойств вещества), где создается магнитный поток. Магнитная же индукция определяется как напряженностью, так и свойствами среды (вещества), характеризующимися относительной магнитной проницаемостью μ (или просто магнитной проницаемостью), которая показывает, во сколько раз проницаемость вещества больше или меньше проницаемости вакуума.

Магнитная индукция в среде (веществе)

$$B = \mu\mu_0 H, \quad (1.1)$$

где $\mu_0 = \mu_a$ — абсолютная магнитная проницаемость вещества.

По магнитным свойствам все вещества подразделяют на *диамагнетики, парамагнетики, ферромагнетики, антиферромагнетики и ферримагнетики.*

Чтобы понять магнитные свойства различных веществ, характеризующиеся значением μ , и, в частности, материалов, которые применяют для изготовления сердечников электромагнитных элементов разных типов, необходимо знать строение атомов и кристаллов твердых тел.

Как известно, атом состоит из ядра и электронов, вращающихся вокруг ядра по орбитам. Круговой ток создает магнитный момент, ($A \cdot m^2$), определяемый формулой

$$m = is,$$

где i — сила тока, A ; s — площадь, обтекаемая током, m^2 ; поэтому вращающийся по орбите электрон обладает некоторым *орбитальным магнитным моментом.* Кроме того, при движении по орбите каждый электрон обладает свойством, близким к свойствам заряженного тела, вращающегося вокруг своей оси. Это свойство называют *спином электрона.* Спин электрона, эквивалентный круговому току, обуславливает *спиновый магнитный момент.* Протоны и нейтроны, входящие в ядро атома, тоже имеют некоторые магнитные моменты, но в сотни раз меньшие, чем электроны. Поэтому можно считать, что магнитные свойства атома определяются в основном магнитными свойствами его электронов (рис. 1.1, а). В случае нескольких электронов полный, или *собственный*, магнитный момент атома определяется векторной суммой орбитальных и спиновых моментов с учетом их направления.

Орбитальные и спиновые магнитные моменты могут иметь лишь одно из двух возможных направлений (согласное или противоположное). В том случае, если они направлены в противоположные стороны, магнитные моменты пары электронов взаимно компенсируются. Это имеет место в любой полностью заполненной оболочке, например у атома гелия, изображенного на рис. 1.1, б. Собственный магнитный момент такого атома в отсутствие внешнего поля равен нулю.

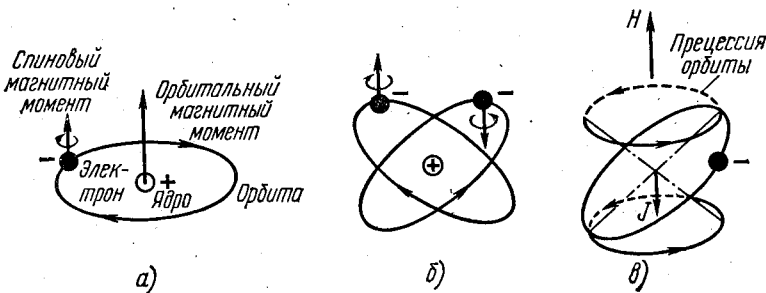


Рис. 1.1. Магнитные моменты электрона в атоме

Магнитный момент единицы объема вещества называют *намагниченностью* (A/m)

$$J = \Sigma m/V,$$

где Σm — суммарный момент атомов, занимающих объем V .

Намагниченность можно рассматривать как напряженность, создаваемую микротоками электронных оболочек вещества. Поэтому индукцию в веществе можно представить как

$$\mathbf{B} = \mu_0 (\mathbf{H} + \mathbf{J}). \quad (1.2)$$

Часто векторы \mathbf{H} и \mathbf{J} имеют одинаковое направление. При этом можно перейти к скалярному выражению и разделить обе части равенства (1.2) на H :

$$B/H = \mu_0 (1 + J/H). \quad (1.3)$$

Отношение J/H называют *магнитной восприимчивостью* χ вещества, а из сравнения (1.1) и (1.3) следует, что

$$\mu = 1 + \chi.$$

Если на атом воздействует внешнее магнитное поле H , то возникает прецессия орбит электронов вокруг вектора этого поля. Прецессия орбиты, показанная на рис. 1.1, *в* пунктиром, эквивалентна некоторому дополнительному вращению электрона, которое вследствие его заряда создает дополнительный магнитный момент. По правилу Ленца этот магнитный момент всегда направлен против внешнего поля и стремится ослабить его. Это явление называют *диамагнетизмом*; оно присуще атомам всех веществ.

У *диамагнитных веществ* вектор намагниченности направлен навстречу вектору напряженности поля (рис. 1.1, *в*), поэтому их магнитная восприимчивость отрицательна, а $\mu < 1$. Магнитная индукция в таких веществах меньше, чем в вакууме, при одной и той же напряженности внешнего поля H . Кроме инертных газов диамагнитны вода, некоторые металлы (медь, серебро, золото, ртуть, цинк, свинец, висмут) и многие органические соединения.

У *парамагнитных веществ* атомы обладают отличными от нуля собственными магнитными моментами, которые в отсутствие внешнего поля ориентированы равновероятно по всем направлениям; поэтому средний магнитный момент вещества равен нулю. При наложении внешнего поля возникают силы, которые преодолевают дезориентирующее действие теплового движения атомов и ориентируют магнитные моменты атомов по полю подобно магнитным стрелкам, помещенным во внешнее поле. Эта ориентация превышает диамагнитный эффект, создаваемый прецессией электронных орбит, в результате чего у парамагнетиков общая намагниченность *совпадает* с направлением внешнего поля. Магнитная восприимчивость парамагнетиков имеет положительное значение, а $\mu > 1$. К парамагнетикам относятся многие металлы (магний, кальций, алюминий, хром, молибден, марганец) и соли железа, кобальта, никеля, редкоземельных элементов и др.

У диамагнетиков и парамагнетиков — *слабых магнитных веществ* — намагниченность невелика и является *наведенной* внешним полем

намагниченностью, которая исчезает вместе с исчезновением этого поля.

Ферромагнетики — это сильномагнитные вещества, у которых относительная магнитная проницаемость $\mu \gg 1$ и может достигать десятков и даже сотен тысяч. Из химически чистых элементов ферромагнитными свойствами обладают только девять: железо, никель, кобальт, гадолиний и при температурах значительно ниже 0°C пять редкоземельных элементов (эрбий, диспрозий, тулий, гольмий и тербий). Однако число ферромагнитных материалов очень велико, потому что к ферромагнитным материалам относятся сплавы самих ферромагнитных элементов и их сплавы с неферромагнитными элементами. Кроме того, известны ферромагнитные сплавы из неферромагнитных элементов.

Как уже отмечалось, собственный магнитный момент атома является суммой орбитальных и спиновых моментов электронов. Физические эксперименты [1.1] показали, что *ферромагнитные свойства определяются именно нескомпенсированными спинами электронов.*

В атомах с достаточно большими порядковыми номерами электроны сгруппированы в электронные оболочки (слои). Максимальное число электронов в слое равно $2n^2$. В слоях имеются подслои: первый s , второй p , третий d , четвертый f , пятый g . Для каждого подслоя существует свое предельное число электронов, полностью заполняющих подслои, причём у заполненных слоев и подслоев как орбитальные, так и спиновые магнитные моменты взаимно скомпенсированы. По мере увеличения числа электронов в атоме происходит последовательное заполнение слоев и подслоев и лишь у ферромагнетиков эта последовательность нарушается.

На рис. 1.2, *а* изображены электронные слои (их номер обозначают цифрой) и подслои (s, p, d) в атоме железа. В скобках около каж-

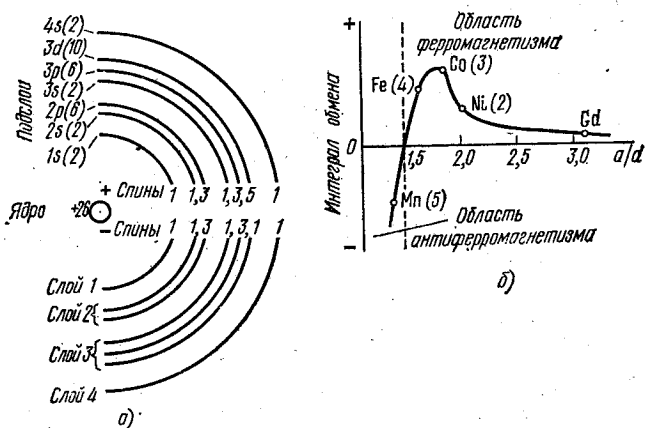


Рис. 1.2 Условия ферромагнетизма:

а — электронные слои и подслои атома железа; *б* — график зависимости интеграла обмена от отношения расстояния между атомами a к диаметру незаполненного слоя d

дого подслоя указано число электронов, необходимое для полного его заполнения. Например, подслои $3d$ еще не заполнен (в нем шесть электронов, а для заполнения нужно десять) и в то же время началось заполнение следующего подслоя $4s$, который имеет два электрона. В незаполненном подслое пять электронов обладают положительным (правым) спином и лишь один — отрицательным (левым). Следовательно, атом железа имеет четыре нескомпенсированных спина. Подобное отсутствие компенсации спиновых моментов в одном из внутренних слоев электронной оболочки атома является необходимым условием ферромагнетизма.

Электроны внешнего (наружного) слоя являются валентными и при химических взаимодействиях различных элементов их магнитные моменты взаимно компенсируются даже в том случае, когда у отдельно рассматриваемого атома во внешнем слое имеются электроны с нескомпенсированными спинами.

Наличие нескомпенсированных спинов во внутренних слоях является необходимым, но недостаточным условием ферромагнетизма. Кроме того, изолированные друг от друга атомы таких веществ не проявляют ферромагнитных свойств. Эти свойства наблюдаются только в кристаллическом состоянии при обменном взаимодействии атомов в кристалле, когда электроны внутренних незаполненных слоев принадлежат одновременно и своим и соседним атомам. Такое взаимодействие характеризуется интегралом обмена, величина и знак которого в значительной степени зависят от относительного расстояния между атомами в кристаллической решетке.

При положительном значении этого интеграла обменное взаимодействие атомов приводит к параллельной ориентации нескомпенсированных спинов, обуславливающей спонтанную (т. е. самопроизвольную) намагниченность вещества J_s , которая характеризует его ферромагнитные свойства. Слово «спонтанная» подчеркивает, что эта намагниченность является следствием сил межатомного взаимодействия, а не появляется, как наведенная намагниченность у диа- и парамагнетиков, лишь в результате воздействия на вещество внешнего магнитного поля.

При отрицательном значении интеграла обмена нескомпенсированные спины электронов в незаполненных внутренних слоях соседних атомов самопроизвольно устанавливаются антипараллельно и, таким образом, взаимно компенсируются, так что собственный магнитный момент вещества становится равным нулю и спонтанная намагниченность отсутствует. В этом состоит явление антиферромагнетизма.

Из рис. 1.2, б, где в скобках рядом с обозначениями элементов указаны числа нескомпенсированных спинов, видно, что железо, кобальт, никель и гадолиний обладают ферромагнитными свойствами; а марганец, несмотря на наличие пяти нескомпенсированных спинов, — антиферромагнитен. Границей областей ферромагнетизма и антиферромагнетизма является отношение расстояния между атомами a к диаметру незаполненного слоя d , равное 1,5. Этим объясняется, в частности, что марганец приобретает ферромагнитные свойства в

сплавах с такими неферромагнитными элементами, как висмут, олово и др., атомы которых «раздвигают» решетку марганца, увеличивая расстояние между атомами.

При значении отношения a/d , большем нескольких единиц, область ферромагнетизма переходит по существу в область парамагнетизма.

Все ферромагнетики и антиферромагнетики — вещества кристаллические, причем кристаллическую решетку антиферромагнетика можно рассматривать как сложную решетку, состоящую из двух подрешеток, намагниченных противоположно (скомпенсированных). У некоторых веществ эта компенсация может оказаться неполной. Явление неполной компенсации магнитных моментов двух подрешеток, называемое ферримагнетизмом, приводит к тому, что в ферримагнетиках также возникает некоторая результирующая спонтанная намагниченность, которая, однако, заметно меньше спонтанной намагниченности ферромагнетиков, так как она представляет собой разность намагниченностей подрешеток.

По отношению к внешнему полю ферримагнетик подобен ферромагнетнику, т. е. его относительная магнитная проницаемость $\mu \gg 1$ и может достигать нескольких тысяч. Поэтому ферримагнитные материалы — ферриты, состоящие из оксидов металлов, часто называют неметаллическими ферромагнетиками.

При повышении температуры вещества энергия теплового движения стремится разрушить состояние спонтанной намагниченности. При температуре, называемой точкой Кюри Θ , энергия теплового движения становится достаточной для преодоления ориентирующего действия обменной энергии и вещество утрачивает ферромагнитные свойства, превращаясь в парамагнетик. Чем выше интеграл обмена ферромагнетика, тем выше точка Кюри. Для железа, кобальта, никеля и гадолиния точка Кюри равна соответственно 1043, 1400, 631 и 289 К, что хорошо согласуется с рис. 1.2, б.

При $T = 0^\circ$ энергия теплового движения равна нулю и спонтанная намагниченность принимает наибольшее возможное значение. На рис. 1.3, а, где эта намагниченность обозначена J_0 , показана

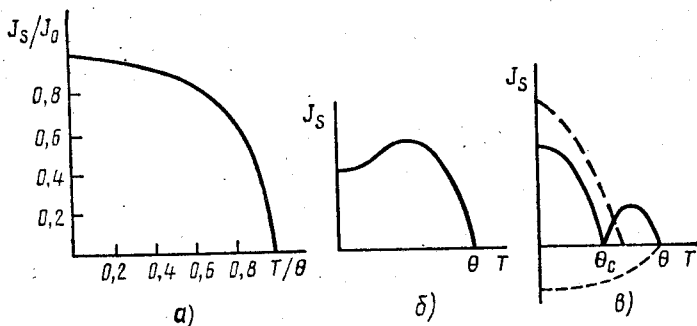


Рис. 1.3. Графики зависимости спонтанной намагниченности от температуры

зависимость относительной спонтанной намагниченности от относительной температуры для ферромагнетиков.

Температурная зависимость спонтанной намагниченности у ферри-магнетиков может иметь более сложный характер, чем у ферромагнетиков. Это объясняется тем, что у подрешеток, составляющих феррит, температурные зависимости могут быть неодинаковыми. На рис. 1.3, б и в приведены различные случаи такой зависимости у ферри-магнетиков. Как показано на рис. 1.3, в, у них возможна температура компенсации Θ_c , называемая точкой Неэля, при которой магнитные моменты подрешеток взаимно компенсируются и, следовательно, спонтанная намагниченность обращается в нуль.

§ 1.2. Доменная структура и магнитная анизотропия ферромагнетиков

Как отмечалось, все ферромагнетики (как металлические, так и неметаллические) — вещества кристаллические. Обычно структура материалов, используемых для сердечников магнитных элементов автоматики, представляет собой совокупность зерен — кристаллов неправильной формы (кристаллитов). Иногда магнитные устройства изготовляют на одном кристалле, так называемом монокристалле (эти устройства рассмотрены в гл. 15).

Ферромагнетики в зависимости от температуры и материала могут иметь в основном три типа кристаллических решеток. При обычных температурах работы элементов железо имеет кубическую объемноцентрированную решетку (рис. 1.4, а), никель (при любой температуре) — кубическую гранецентрированную (рис. 1.4, б) и кобальт — гексагональную (рис. 1.4, в).

Кристаллы ферритов также имеют структуру кубической или гексагональной симметрии, но значительно сложнее, чем у металлических ферромагнетиков. На рис. 1.4, г приведены структуры так называемых шпинелей, присущие большинству ферритов.

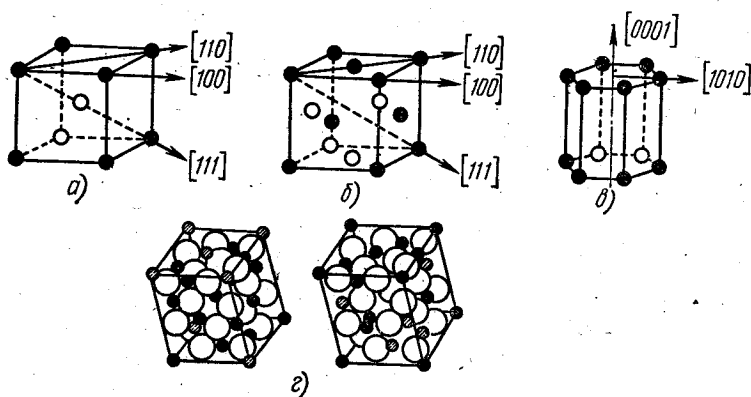


Рис. 1.4. Кристаллические решетки ферромагнетиков

Из предыдущего известно, что при температурах ниже точки Кюри ферромагнитное вещество всегда (независимо от того, есть или нет внешнее поле) характеризуется неизменной для данной температуры спонтанной намагниченностью J_s . В то же время даже монокристалл ферромагнетика, у которого спины всех атомов расположены параллельно, может быть либо полностью размагниченным, либо намагниченным в той или иной степени.

Объясняет это явление доменная теория ферромагнетизма, основанная на положении, что *устойчивому состоянию равновесия соответствует минимум энергии*. Например, из двух состояний равновесия маятника, при которых центр тяжести лежит на вертикали, проходящей через ось подвеса, устойчивым будет состояние, когда центр тяжести лежит ниже, а не выше точки подвеса, так как это состояние соответствует минимуму потенциальной энергии маятника. Другой пример: две магнитные стрелки имеют два состояния равновесия, показанные на рис. 1.5, а и б; однако они установятся в состояние б, которое соответствует минимуму магнитостатической энергии. По этой же причине полоска железа притягивается к полюсам магнитостатической энергии системы будет минимальной.

Согласно этой теории каждое зерно (кристаллит) ферромагнитного тела, а в случае монокристалла — весь его объем делится на области, называемые доменами. Величина вектора намагниченности каждого домена равна спонтанной, единственно возможной для данного ферромагнетика намагниченности, а направление векторов намагниченности соседних доменов различно и соответствует характерным для кристалла направлениям (например, ребру куба, диагонали куба).

В полностью размагниченом ферромагнетике весь объем кристаллов разделен поровну между доменами с противоположно направленными векторами спонтанной намагниченности, поэтому его общая намагниченность относительно внешней среды равна нулю. Такому состоянию соответствует, например, деление монокристалла на домены (рис. 1.5, в), при котором магнитные потоки замыкаются внутри образца и магнитостатическая энергия системы доменов минимальна.

При воздействии на подобный кристалл внешнего магнитного поля H его доменная структура изменяется. Происходит увеличение объема доменов, вектор спонтанной намагниченности которых наи-

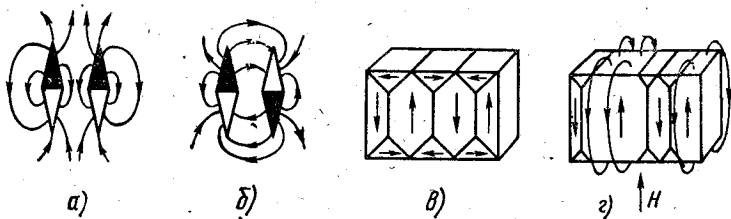


Рис. 1.5. К возникновению доменных структур

более близок к направлению вектора H , за счет сокращения объема других доменов (рис. 1.5, z). В результате этого появляется намагниченность кристалла в целом, возрастающая по мере увеличения поля, и все большая часть магнитного потока замыкается через воздух. Такое смещение границ возможно, очевидно, до тех пор, пока наиболее выгодно ориентированные домены не поглотят полностью домены, ориентированные менее выгодно, и намагниченность J кристалла не станет равной спонтанной намагниченности вещества.

Между соседними доменами с различными направлениями намагниченности имеются переходные слои, называемые г р а н и ц а м и, или с т е н к а м и д о м é н о в, в которых происходит постепенный поворот вектора намагниченности от одного направления к другому. Процесс образования новых доменов в отсутствие внешнего поля способствует созданию структуры, в которой магнитные потоки замыкаются внутри образца, и поэтому сопровождается уменьшением магнитостатической энергии. Однако этот процесс может продолжаться лишь до тех пор, пока уменьшение магнитостатической энергии покрывает возрастающую энергию, необходимую для создания в образце доменных стенок и пропорциональную общей площади стенок. Поэтому для весьма мелких частиц и очень тонких слоев ферромагнетика энергетически выгодной может оказаться *однодоменная структура*, если размер частицы или толщина слоя ниже некоторой критической величины (такие магнитные элементы рассмотрены в гл. 14, там же дается теория намагничивания тонких слоев ферромагнетика).

Итак, перестройка доменной структуры под действием внешнего поля приводит к появлению и изменению общей намагниченности ферромагнетика, т. е. к его намагничиванию.

Исследования, проведенные на монокристаллах, показали различный характер зависимости $J(H)$ в полях, направленных вдоль различных кристаллографических осей, что свидетельствует о существовании магнитной анизотропии ферромагнитных кристаллов. На рис. 1.6 приведены эти зависимости для железа (a), никеля (b) и кобальта ($в$). В то же время предельное значение намагниченности оказывается одинаковым для всех направлений поля и равным спонтанной намагниченности вещества.

При намагничивании ферромагнетика расходуются некоторое количество энергии, численно определяемое площадью, заштрихованной на рис. 1.6, z . Согласно кривым $J(H)$ на рис. 1.6, a энергия на намагничивание вдоль ребра куба $[100]$ (ср. рис. 1.4, a) для железа наименьшая, а вдоль пространственной диагонали $[111]$ — наибольшая. Поэтому направление вдоль ребра куба для железа называют направлением легкого намагничивания, а вдоль пространственной диагонали — трудного намагничивания.

Таким образом, железо имеет шесть направлений (в обе стороны вдоль каждого из трех ребер, пересекающихся в одной вершине куба) легкого намагничивания.

У никеля (ср. рис. 1.4, b и 1.6, b) направление легкого намагничивания расположено вдоль пространственной диагонали. Следо-

вательно, у никеля восемь (в обе стороны вдоль каждой из четырех пространственных диагоналей) направлений легкого намагничивания.

Кобальт (ср. рис. 1.4, в и 1.6, в) имеет лишь одну ось (два направления) легкого намагничивания вдоль его единственной гексагональной оси [0001].

Площадь, заключенная между кривыми легкого и трудного намагничивания, характеризует *энергию магнитной анизотропии*.

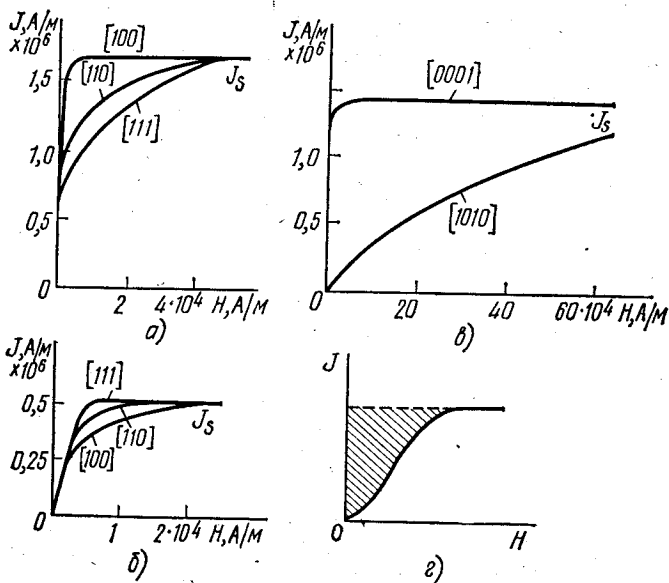


Рис. 1.6. Графики зависимости намагниченности монокристаллов ферромагнетиков от напряженности внешнего поля

Если оси легкого намагничивания зерен в объеме материала ориентированы беспорядочно, то кривые намагничивания при различных направлениях поля практически совпадают и лежат между кривыми легкого и трудного намагничивания. Такой материал в целом называют *магнитоизотропным*. Для улучшения магнитных свойств некоторые материалы подвергают особой технологической обработке, при которой одноименные кристаллографические оси отдельных зерен располагаются параллельно. Такие материалы называют *текстурованными*. Существует ряд способов создания текстуры.

Один из них заключается в изготовлении листового материала прокаткой в холодном состоянии. При этом способе отдельные кристаллы деформируются и ориентируются в направлении прокатки. После холодной прокатки листы подвергают термической обработке (отжигу при температуре выше точки Кюри). В результате термической обработки в материале появляется четко выраженная ориентация кристаллов, при которой направление легкого намагничивания совпадает с направлением прокатки.

Другой способ создания текстуры не требует предварительной ориентации кристаллов методом холодной прокатки: нагретый выше точки Кюри материал охлаждают в постоянном магнитном поле. После охлаждения и удаления материала из поля оси легкого намагничивания кристаллов остаются ориентированными в направлении действовавшего поля.

§ 1.3. Кривые намагничивания и петли гистерезиса

Основной характеристикой магнитного материала, используемой при расчетах электромагнитных элементов и устройств, является кривая намагничивания, под которой понимают зависимость магнитной индукции B от напряженности внешнего поля H (рис. 1.7). Вид этой кривой соответствует теории доменной структуры ферромагнетиков.

Как отмечалось в § 1.2, в полностью размагниченном материале весь объем составляющих его кристаллов поровну разделен между доменами с противоположно направленными векторами спонтанной намагниченности J_s . В результате этого намагниченность J материала, а значит, и индукция относительно внешней среды равны нулю. На рис. 1.7, а условно изображен один из кристаллов, где стрелки обозначают направления намагниченности отдельных доменов.

При малых значениях напряженности внешнего магнитного поля происходит рост доменов, направление намагниченности которых близко к направлению поля, за счет уменьшения других доменов (рис. 1.7, б). На участке OA кривой намагничивания (рис. 1.7, д) изменения границ доменов происходят плавно и являются обратимыми, т. е. исчезают с исчезновением внешнего поля. Наклон этого участка определяется величиной начальной магнитной проницаемости μ_H .

С увеличением внешнего поля (участок AB) изменение границ доменов происходит скачкообразно. Векторы намагниченности скач-

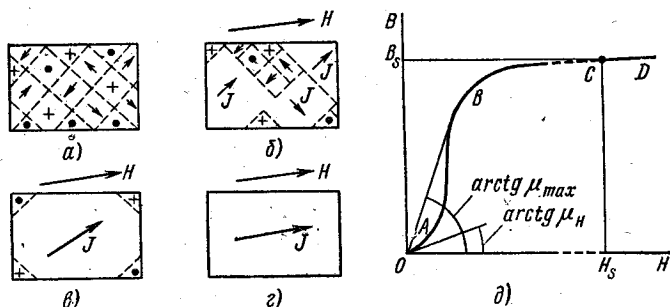


Рис. 1.7. Изменение намагниченности доменов в кристалле с ростом напряженности внешнего поля:

а, б, в — пунктирные линии соответствуют границам доменов и указывают направления осей легкого намагничивания, точки означают направление вектора намагниченности из-за чертежа, а крестики — за чертеж

ком поворачиваются на 90 или 180° в зависимости от направления их начальной ориентации в сторону оси легкого намагничивания, наиболее близкой к направлению внешнего поля. Домены, изменившие направление намагниченности, сохраняют новое направление после прекращения действия поля; этим объясняется явление остаточного магнетизма. Вблизи «колена» кривой намагничивания (точка B) весь кристалл становится однодоменным (рис. 1.7, δ).

Магнитный материал на участке AB характеризуется максимальной магнитной проницаемостью μ_{\max} (рис. 1.7, δ).

Дальнейшее увеличение внешнего поля (участок BC) приводит к постепенному повороту вектора намагниченности, который приближается к направлению поля. При этом направление намагниченности отклоняется от оси легкого намагничивания (рис. 1.7, ϵ). Когда векторы \mathbf{H} и \mathbf{J} станут параллельными, материал будет насыщен и его индукция

$$B_s = \mu_0 (H_s + J_s). \quad (1.4)$$

Такое состояние, называемое техническим насыщением, наступает при напряженностях, в десятки и даже в сотни раз превышающих напряженности, которые создаются обмотками магнитных элементов при нормальной их работе.

В еще более сильных полях возможен парапроцесс, заключающийся в ориентации полей спиновых магнитных моментов, дезориентированных тепловым движением (область CD). При этом величина спонтанной намагниченности J_s стремится к наибольшему возможному значению J_0 (см. рис. 1.3, a). Этот процесс обуславливает дальнейшее увеличение индукции. Кроме того, в соответствии с формулой (1.2) индукция продолжает расти вследствие роста напряженности H . Поэтому, строго говоря, конечного значения индукции насыщения не существует, но в целях определенности за B_s принимают значение, соответствующее (1.4).

Кривую рис. 1.7, δ называют начальной кривой намагничивания. Если после насыщения уменьшить внешнее поле, произойдет уменьшение индукции вследствие вращения вектора \mathbf{J} в сторону ближайшей оси легкого намагничивания. При $H = 0$ векторы \mathbf{J} в каждом кристалле примут направление легкого намагничивания, а индукция будет равна остаточной индукции B_r (рис. 1.8, a).

Если затем создать внешнее поле противоположного (размагничивающего) направления, то вследствие необратимого скачкообразного изменения границ доменов в отдельных зернах материала происходит дальнейшее уменьшение индукции. При значении поля, равном коэрцитивной силе H_c , индукция материала равняется нулю. В полях, больших коэрцитивного, индукция становится отрицательной и достигает индукции насыщения $-B_s$, когда векторы намагниченности всех доменов совпадут по направлению с отрицательным полем $-H_s$.

При циклическом изменении напряженности внешнего поля H

зависимость $B = f(H)$ принимает вид петли магнитного гистерезиса (рис. 1.8, а). После ряда достаточно медленных циклов изменения поля образуется замкнутая *статическая петля*, называемая предельной, если $H_m \rightarrow H_s$. Для получения петли, близкой к предельной, обычно достаточно максимальной напряженности H_m , примерно в 5—10 раз превышающей H_c .

Крутизна отдельных участков петли гистерезиса определяется дифференциальной магнитной проницаемостью

$$\mu_d = dB/dH.$$

При небольших циклических изменениях напряженности индукция изменяется по *частным циклам*, расположенным внутри предель-

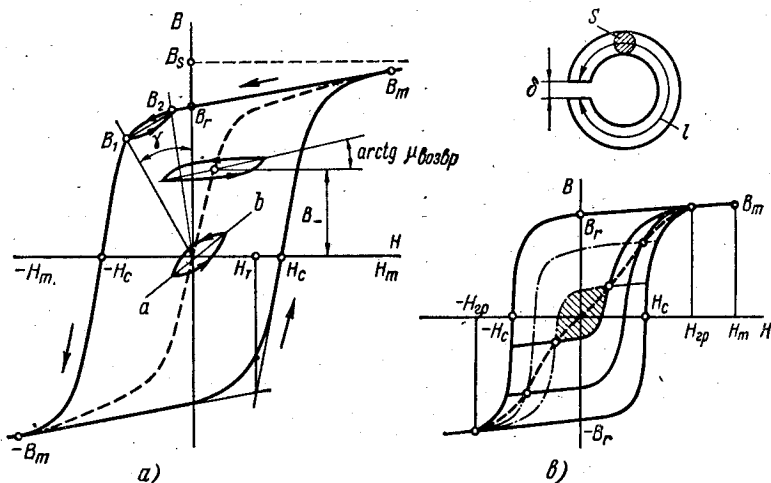


Рис. 1.8. Статические петли магнитного гистерезиса

ной петли гистерезиса. Если при этом амплитуда индукции невелика и ее изменения носят обратимый характер, то частные циклы можно заменить прямой линией, соответствующей магнитной проницаемости, которую называют *возвратной* или *обратимой* проницаемостью $\mu_{\text{возвр}}$ (рис. 1.8, а). Если к тому же индукция не имеет постоянной составляющей B_- , то частный цикл, называемый *симметричным*, может быть заменен прямой ab , характеризующейся проницаемостью, близкой к начальной.

При снижении напряженности внешнего магнитного поля до нуля остаточная индукция будет равна B_r , только в случае замкнутого сердечника с сечением, одинаковым по всей длине магнитной линии. Если сердечник имеет воздушный зазор δ (рис. 1.8, б), то индукция становится меньше, чем B_r . В самом деле, сумма н. с. должна быть равна нулю, потому что отсутствуют внешние токи:

$$Hl + H_c \delta = 0, \quad (1.5)$$

где $Hl = F$ — н. с. ферромагнитного сердечника; $H_0 \delta = F_0$ — н. с. воздушного зазора.

Но так как в зазоре длиной δ с сечением s_0 (приблизительно равным сечению сердечника s) существует поток с индукцией B , то

$$H_0 \delta = \frac{B}{\mu_0} \delta. \quad (1.6)$$

Из равенства (1.5) и (1.6) следует, что

$$H = -H_0 \frac{\delta}{l} = -B \frac{\delta}{\mu_0 l} = -B \operatorname{tg} \gamma, \quad (1.7)$$

где $\operatorname{tg} \gamma$ можно рассматривать как магнитное сопротивление воздушного зазора, приведенное к длине сердечника.

Следовательно, внутри сердечника существует напряженность так называемого размагничивающего поля, которая зависит от величины индукции и относительной длины зазора. Отрицательный знак этой напряженности при положительной индукции означает, что состояние материала сердечника определяется участком петли гистерезиса, расположенным во втором квадранте.

Однако такое объяснение является по существу формальным, потому что физически размагничивающего поля нет и индукция уменьшается в результате возросшего за счет воздушного зазора сопротивления магнитной цепи.

Пусть внешнее поле создало индукцию B_m . По мере исчезновения этого поля точка, характеризующая состояние сердечника, перемещается по предельной петле гистерезиса. Используя равенство (1.7), можно найти значение остаточной индукции в точке пересечения прямой, проведенной из начала координат под углом γ , и кривой размагничивания (точка B_1 на рис. 1.8, а). Вновь приложенное положительное внешнее магнитное поле заставит рабочую точку перемещаться по частному циклу, близкому к прямой $B_1 B_2$ и определяемому возвратной магнитной проницаемостью. При исчезновении внешнего магнитного поля индукция снова примет значение B_1 .

По этой же прямой перемещается рабочая точка, если в зазор вводится материал с высокой магнитной проницаемостью или уменьшается длина зазора, так как оба эти фактора уменьшают угол γ .

Угол γ определяется равенством (1.7) лишь при условии, что сечение зазора можно принять равным сечению сердечника. При разомкнутых сердечниках другой формы и, в частности, прямолинейных сердечниках значение угла γ характеризуется более громоздкими выражениями, которые могут быть вычислены лишь приближенно из-за сложного распределения магнитных линий в воздушной части магнитной цепи.

В текстурованных материалах при совпадении направления внешнего поля с направлением кристаллографических осей легкого намагничивания зерен скачкообразные повороты векторов намагниченности совершаются почти одновременно. Эти скачки происходят при напряженности, близкой к коэрцитивной, после чего векторы \mathbf{J} и \mathbf{H} практи-

чески совпадают по направлению. Материалы с такой зависимостью $B = f(H)$ называют материалами с прямоугольной петлей гистерезиса (ППГ) и их качество оценивают коэффициентом прямоугольности

$$\alpha = B_r/B_m. \quad (1.8)$$

Так как величина α изменяется в зависимости от максимальной индукции B_m , которой достигает материал под действием поля H_m , необходимо указывать, во сколько раз поле H_m превышало коэрцитивную силу при изменении α .

Напряженность поля трогания H_T (рис. 1.8, а) определяет условную границу, превышение которой приводит к резкому росту необратимых процессов перемагничивания.

Для анализа и расчета реле, стабилизаторов, преобразователей частоты и других подобных элементов часто вместо гистерезисной кривой используют среднюю кривую намагничивания, проведенную через середины горизонтальных отрезков, соединяющих восходящую и нисходящую ветви петли гистерезиса (пунктир на рис. 1.8, а), а также основную кривую намагничивания (пунктир на рис. 1.8, в), представляющую собой геометрическое место вершин симметричных частных циклов (один из них заштрихован).

Наименьшая величина напряженности, при которой перемагничивание происходит по циклу, близкому к предельному, может быть названа *границной* $H_{гр}$. При напряженностях $H < H_{гр}$ материал перемагничивается по частным циклам. На рис. 1.8, в сплошными линиями показаны частные циклы для случая, когда положительная напряженность равна или больше $H_{гр}$, а отрицательная — меньше $H_{гр}$; штрихпунктирными линиями — частные циклы для таких же по величине напряженностей, но с противоположными знаками. Точки пересечения каждой пары указанных циклов также лежат на основной кривой.

Для упрощения анализа работы электромагнитных устройств, как правило, применяют и графические, и аналитические виды аппроксимации кривой намагничивания или петли гистерезиса.

Одним из аналитических видов аппроксимации кривой намагничивания является аппроксимация с помощью гиперболического синуса

$$H = \alpha \operatorname{sh} \beta B,$$

где коэффициенты α и β находят, решая численным методом систему двух уравнений, полученных подстановкой в аппроксимирующее выражение значений H и B для двух наиболее характерных точек реальной кривой намагничивания.

В других случаях бывает удобнее аппроксимировать кривую намагничивания степенным полиномом, например

$$B = aH + bH^3 + cH^5,$$

или кусочно-линейными видами аппроксимации, примеры которых приведены на рис. 1.9, а — г. Отметим, что аппроксимации b , v и $г$ свидетельствуют о неизменном значении индукции насыщения, равном остаточной индукции.

Вид петли гистерезиса зависит не только от типа материала, но и от геометрической формы сердечника и, кроме того, может быть разным у различных об-

разнов в силу технологических отклонений, наличия примесей и т. п. Обычно в справочниках дают усредненные характеристики материалов.

Рассмотрим влияние формы кольцевого (тороидального) сердечника на петлю гистерезиса, предполагая, что материал сердечника обладает идеальной петлей гистерезиса (рис. 1.9, в). Допустим, что весь материал сердечника в исходном состоянии имеет индукцию $-B_r$ и перемагничивается про-

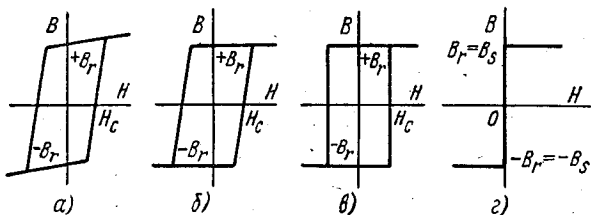


Рис. 1.9. Кусочно-линейные аппроксимации кривой намагничивания и петли гистерезиса

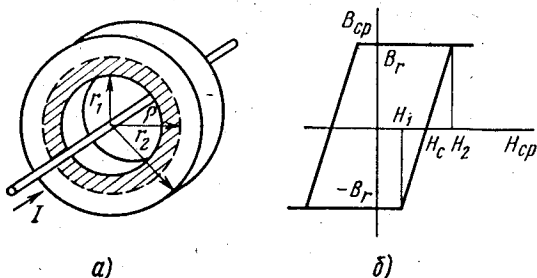


Рис. 1.10. Зависимость петли гистерезиса от геометрической формы сердечника

водником с током (рис. 1.10, а). Ток создает круговое магнитное поле с напряженностью

$$H = I / (2\pi r).$$

Пока ток $I < I_1$, при котором напряженность достигает значения H_c на внутреннем радиусе r_1 , сердечник не перемагничивается. При $I > I_1$ материал сердечника начинает перемагничиваться.

Пусть при некотором значении тока I радиус, на котором напряженность достигла коэрцитивной силы,

$$\rho = I / (2\pi H_c).$$

Тогда слой сердечника, лежащие внутри окружности радиусом ρ , будут иметь напряженность, большую H_c , и перемагнитятся в состояние $+B_r$, а слой, лежащие снаружи, еще сохраняют индукцию $-B_r$, так как напряженность этих слоев меньше H_c (на рис. 1.10, а перемагниченные слои заштрихованы). С возрастанием тока до значения I_2 , при котором значения H_c достигает наружный слой сердечника, весь объем материала сердечника переходит в состояние $+B_r$ и перемагничивание заканчивается. Можно для ряда значений тока $I_1 < I < I_2$ определить ρ и вычислить среднее по сечению значение индукции

$$B_{cp} = \frac{+B_r(\rho - r_1) - B_r(r_2 - \rho)}{r_2 - r_1}. \quad (1.9)$$

Затем для этих же значений тока определить условную напряженность вдоль средней линии сердечника

$$H_{\text{ср}} = \frac{I}{\pi(r_1 + r_2)} \quad (1.10)$$

Если по данным, полученным из (1.9) и (1.10), построить петлю гистерезиса сердечника, то она примет вид, показанный на рис. 1.10, б, где напряженности H_1 и H_2 связаны с геометрическими соотношениями сердечника зависимостью

$$H_1/H_2 = I_1/I_2 = r_1/r_2.$$

Чтобы петля гистерезиса сердечника приближалась по форме к петле гистерезиса материала, отношение r_1/r_2 должно быть возможно ближе к единице.

Зависимость индукции от напряженности магнитного поля определяется статической петлей гистерезиса, как указывалось, лишь при достаточно медленных изменениях напряженности. При достаточно быстром перемагничивании может проявляться влияние *вихревых токов* в толще магнитного материала и влияние *магнитной вязкости*.

Вихревые токи экранируют внутреннее сечение сердечника от действия внешнего поля и вытесняют переменный магнитный поток из этого сечения, что вызывает уменьшение магнитной проницаемости, вычисляемой для полного сечения сердечника. Описанное явление называют *поверхностным эффектом*; оно проявляется тем сильнее, чем выше частота перемагничивания и чем больше удельная проводимость и магнитная проницаемость материала, соответствующая статической петле гистерезиса.

Вихревые токи создают н. с., направленную навстречу н. с. обмотки. Поэтому при одинаковых изменениях индукции ток в обмотке должен быть тем больше, чем сильнее вихревые токи. Напряженность, вычисленная по току в обмотке, больше, чем напряженность, определенная по статической петле гистерезиса для одних и тех же значений индукции. Это свидетельствует о расширении петли гистерезиса, полученной на переменном токе. Такие петли гистерезиса называют *динамическими*.

Площадь динамической петли гистерезиса при некоторой частоте и определенной (например, синусоидальной) форме индукции характеризует потери энергии в единице объема ферромагнетика, превращаемой в теплоту, за один цикл перемагничивания. Эти потери создаются вихревыми токами, магнитной вязкостью и гистерезисом. Петля гистерезиса, представляющая собой предел, к которому стремится динамическая петля при уменьшении частоты (ее можно назвать *квaziстатической*, т. е. почти статической), характеризует потери на гистерезис.

Для ослабления поверхностного эффекта сердечники набирают из листового материала, разделенного тонким слоем изолятора (лак, оксид магния и т. п.), который препятствует прохождению вихревых токов. Чем выше частота перемагничивания сердечника, тем тоньше выбирают материал. В [1.5] рекомендуется, чтобы толщина материала d удовлетворяла условию

$$d < \sqrt{\frac{\rho}{\mu_{\text{а max}} f}}, \quad (1.11)$$

где ρ — удельное сопротивление материала, Ом · мм²/м; μ_{\max} — максимальная абсолютная магнитная проницаемость материала, Гн/м; f — частота перемагничивания, Гц.

Однако даже при достаточно тонком материале, когда практически можно пренебречь влиянием вихревых токов, наблюдается расширение динамической петли гистерезиса, обусловленное магнитной вязкостью — явлением, физическая природа которого еще недостаточно выяснена. При изменениях внешнего поля магнитная вязкость проявляется в запаздывании мгновенных значений индукции от ее значений, соответствующих статической петле гистерезиса.

Исследования, проведенные В. К. Аркадьевым и К. М. Поливановым, показали, что влияние вихревых токов и магнитной вязкости на процесс перемагничивания можно учитывать с помощью выражения

$$B = \varphi \left(H, \frac{dH}{dt}, \dots, \frac{dB}{dt}, \frac{d^2B}{dt^2} \right), \quad (1.12)$$

которое означает, что форма динамической петли гистерезиса является сложной функцией не только скоростей изменения напряженности и индукции, но и производных этих величин более высокого порядка.

Такая сложная зависимость свидетельствует, в частности, о том, что форма петли гистерезиса в значительной степени определяется законом изменения во времени напряженности и индукции. Причем из-за нелинейной связи индукции и напряженности, например при синусоидальной форме изменения индукции во времени, в кривой напряженности появятся высшие гармоники, и наоборот, синусоидальная форма изменения напряженности приведет к сложному характеру кривой индукции.

На рис. 1.11 даны примеры петель гистерезиса для одного и того же сердечника, но при синусоидальной форме индукции (а) и при синусоидальной форме напряженности (б).

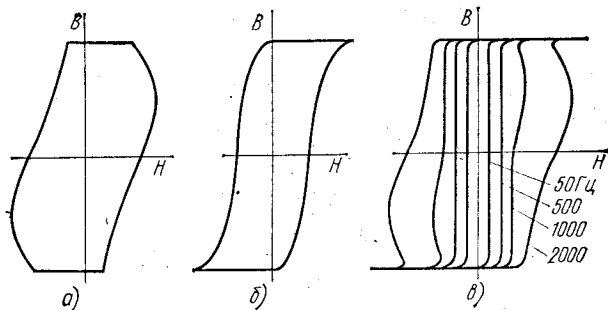


Рис. 1.11. Динамические петли гистерезиса:

а — при синусоидальной индукции; б — при синусоидальной напряженности; в — при различной частоте перемагничивания и синусоидальной индукции для сердечника из железоникелевого сплава с толщиной 0,1 мм

Рис. 1.11, в иллюстрирует расширение динамической петли гистерезиса железоникелевого сплава, обладающего прямоугольной петлей гистерезиса, при возрастании частоты перемагничивания. Для частоты примерно до 500 Гц динамическая петля, расширяясь, сохраняет такую же прямоугольную форму, как и статическая, что объясняется в основном влиянием магнитной вязкости. При более высоких значениях частоты на изменение формы и ширины динамической петли гистерезиса большее влияние оказывают вихревые токи.

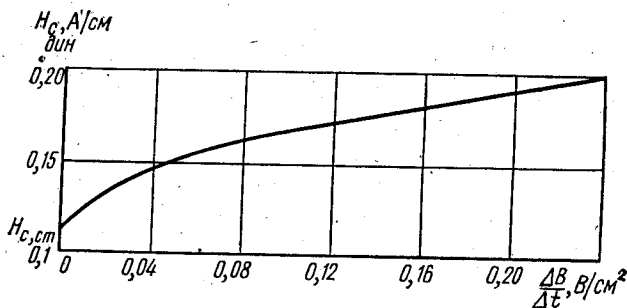


Рис. 1.12. График зависимости коэрцитивной силы от скорости изменения индукции железоникелевого сплава 50НП с толщиной ленты 0,05 мм [1.2]

Строго говоря, расширение петли гистерезиса вызывается не самим увеличением частоты перемагничивания, а согласно выражению (1.12) увеличением скорости изменения индукции. На рис. 1.12 показана экспериментальная зависимость коэрцитивной силы железоникелевого сплава, обладающего прямоугольной петлей гистерезиса, от скорости изменения индукции [1.2]. Расчеты по (1.11) показывают, что даже при наибольшей скорости изменения индукции, соответствующей на этом рисунке частоте примерно 400 Гц, влияние вихревых токов относительно мало и расширение динамической петли объясняется в основном магнитной вязкостью.

В реальных условиях работы элементов электромагнитной техники динамическая петля гистерезиса определяется обоими факторами. Однако, если напряженности магнитного поля, создаваемые обмотками, значительно превышают коэрцитивную силу либо скорость изменения индукции невелика, анализ работы и расчет элементов можно производить по квазистатической петле гистерезиса или по безгистерезисной кривой намагничивания. При таких условиях можно анализировать работу ряда типов магнитных усилителей — элементов аналоговых устройств, вошедших в первую часть книги, а также элементов, включенных в четвертую часть. В отличие от них элементы цифровых устройств, рассмотренные во второй и третьей частях, работают в условиях относительно быстрого перемагничивания под действием импульсов напряженности магнитного поля, часто сравнимых с коэрцитивной силой, когда процессы магнитной вязкости становятся определяющими.

§ 1.4. Магнитные материалы

Магнитные материалы можно разделить на магнитотвердые с напряженностью H_c в десятки и сотни ампер на сантиметр и магнитомягкие с напряженностью H_c в десятые и сотые доли ампера на сантиметр. Магнитотвердые материалы используют для изготовления постоянных магнитов, магнитомягкие — для изготовления элементов, в которых поле создается токами, проходящими по обмоткам.

Для создания элементов и устройств электромагнитной техники применяют главным образом магнитомягкие материалы, к которым предъявляют следующие требования.

1. Материал должен легко намагничиваться под действием постоянного магнитного поля или однополярного импульса поля и легко перемагничиваться в переменном поле, т. е. петля гистерезиса должна быть достаточно узкой, чему соответствуют малое значение коэрцитивной силы и большое значение магнитной проницаемости (особенно начальной и максимальной). Выполнение этого требования позволяет повысить чувствительность электромагнитных элементов.

2. Материал должен обладать большой индукцией насыщения, т. е. обеспечивать прохождение наибольшего магнитного потока в сердечнике с заданным сечением. Выполнение этого требования позволяет получить наименьшие габариты и массу устройства, а при заданных габаритах — наибольшую мощность или напряжение на выходе устройства.

3. При работе в переменном магнитном поле материал должен иметь возможные меньшие потери, создаваемые вихревыми токами, магнитной вязкостью и гистерезисом, так как они определяют рабочую температуру сердечника и устройства. Снижение потерь не только повышает к. п. д. устройства, но и позволяет создавать устройства, работающие на повышенных частотах (400, 500, 1000 Гц и выше) и обладающие значительно меньшими габаритами и массой, чем устройства, питающиеся напряжением промышленной частоты 50 Гц. В цифровых устройствах автоматики, телемеханики и вычислительной техники снижение потерь позволяет довести частоту перемагничивания до сотен килогерц и выше.

Кроме перечисленных основных требований к магнитным материалам, используемым для изготовления тех или иных электромагнитных устройств, предъявляют специфичные требования.

Так, для улучшения температурной стабильности (неизменности магнитных свойств при изменениях температуры окружающей среды) важно, чтобы точка Кюри материала была возможно выше.

Чем ближе к единице коэффициент прямоугольности материала, тем линейнее зависимость выходного сигнала от входного в магнитных усилителях и тем легче распознаются сигналы в цифровых устройствах.

Ярко выраженная магнитная анизотропия повышает качество устройств на тонких магнитных пленках, а высокая чистота кристаллической структуры материала является необходимым условием создания устройств на цилиндрических магнитных доменах.

Часто электромагнитное устройство можно спроектировать на сердечнике из различных магнитных материалов; в этом случае при выборе материала необходимо учитывать его стоимость и дефицитность.

Магнитомягкие материалы можно подразделить на три группы: электротехнические стали, сплавы на основе железа, с другими металлами (никель, кобальт, алюминий) и ферриты (неметаллические ферромагнетики).

Электротехнические стали наиболее дешевы и имеют большие индукции насыщения (порядка 1,8—2,3 Тл), что позволяет создавать из них компактные и дешевые электромагнитные элементы. Но ввиду относительно большой (по сравнению с железоникелевыми сплавами) коэрцитивной силы электротехнической стали (порядка 0,1—0,5 А/см) чувствительность элементов из сталей к изменениям внешнего поля, создаваемого обмотками, невелика.

Для магнитных цепей постоянного тока (реле, электромагниты) применяют низкоуглеродистую электротехническую сталь марок Э (низкий сорт), ЭА (сред-

ний сорт) и ЭАА (высший сорт), которую выпускают в прутках или листах толщиной в несколько миллиметров.

Для магнитных цепей переменного тока (магнитные усилители, реле и контакторы переменного тока) применяют электротехнические стали в соответствии с двумя стандартами: сталь электротехническую тонколистовую (ГОСТ 802—58) и ленту холоднокатаную рулонную из электротехнической стали (ГОСТ 9925—61).

Для устройств, работающих на промышленной частоте 50 Гц, выпускают горячекатаную сталь марок Э31, Э32, Э41, Э42, Э43 с толщиной листа 0,5 и

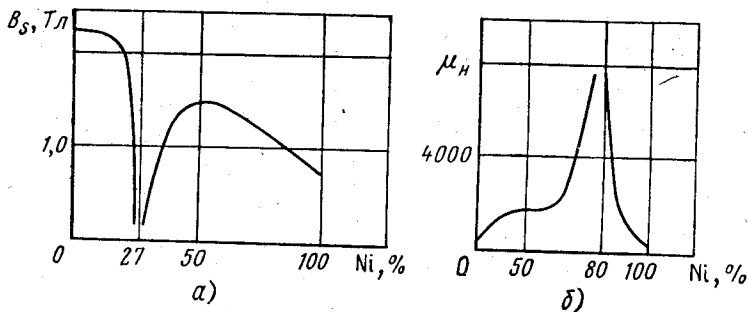


Рис. 1.13. Магнитные характеристики сплавов Fe—Ni в зависимости от процентного содержания никеля:

а — индукция насыщения; б — начальная магнитная проницаемость

0,35 мм и холоднокатаную текстурованную сталь марок Э310, Э320 и Э330 с толщиной ленты 0,5 мм.

Первая цифра в обозначениях этих марок примерно соответствует содержанию кремния в процентах, а вторая характеризует величину удельных потерь в средних и сильных магнитных полях (1 — нормальные, 2 — пониженные и 3 — низкие).

Для устройств, работающих при повышенных частотах (400—500 Гц), предназначена горячекатаная сталь Э44 с толщиной листа 0,35; 0,2 и 0,1 мм, а также холоднокатаные стали марок Э340, Э350 и Э360, выпускаемые в виде ленты толщиной 0,15; 0,1; 0,08 и 0,05 мм. Вторые цифры в обозначениях марок этих сталей характеризуют нормальные (4); пониженные (5) и низкие удельные потери (6).

Наиболее высокими магнитными свойствами в средних и особенно слабых полях обладают горячекатаные стали марок Э45, Э46, Э47 и Э48 и холоднокатаные Э370 и Э380, толщина листов и лент которых может быть 0,5; 0,35 и 0,2 мм. Главным требованием к этим материалам является повышенная магнитная проницаемость, которая обеспечивается улучшенной очисткой металла от примесей, а у холоднокатаных сталей — высокой степенью текстуровки (свойства вдоль и поперек направления прокатки могут отличаться в десятки раз).

Два нуля в марке стали (Э3100, Э3200) указывают на малую степень текстуровки, а буква А (Э330А) свидетельствует об особо низких удельных потерях.

Железоникелевые сплавы (пермаллои) позволяют получать высокочувствительные магнитные элементы за счет малой коэрцитивной силы и высокой начальной магнитной проницаемости. Магнитные свойства пермаллоя во многом определяются процентным содержанием никеля в сплаве.

На рис. 1.13 приведены характеристики $B_s(\% Ni)$ и $\mu_n(\% Ni)$ [1.3], объясняющие свойства двух значительно отличающихся подгрупп пермаллоев.

Одна из них характеризуется 45—65%-ным содержанием никеля, имеет высокую индукцию насыщения, но небольшую начальную проницаемость.

Другая подгруппа объединяет материалы с 79—80%-ным содержанием ни-

келя, обеспечивающим наиболее высокие значения μ_n , а следовательно, и высокую чувствительность в слабых внешних магнитных полях.

Железоникелевые сплавы изготавливают в виде листов или лент. Толщина ленты иногда достигает нескольких микрометров.

Общим недостатком этих материалов является их чрезвычайная чувствительность к деформации. Поэтому сердечники после отжига помещают в защитные каркасы, а нередко производят отжиг вместе с фарфоровым или металлическим каркасом.

Индукция насыщения пермаллоев с высоким содержанием никеля приблизительно в 2 раза меньше, чем у электротехнических сталей, и в 1,5 раза меньше, чем у пермаллоев с низким содержанием никеля.

Магнитная проницаемость у пермаллоев с высоким содержанием никеля в несколько десятков раз больше, чем у электротехнических сталей. Заметим, однако, что без термической обработки проницаемость пермаллоев может быть даже меньше, чем у сталей, термическая же обработка пермаллоев с высоким содержанием никеля сложнее обработки пермаллоев с низким содержанием никеля.

Кроме того, пермаллон с высоким содержанием никеля дороже, а механические напряжения и чистота сплава значительно сильнее влияют на их магнитные свойства по сравнению с пермаллоями с низким содержанием никеля.

ГОСТ 10160—62 «Сплавы железоникелевые с высокой магнитной проницаемостью» регламентирует состав и свойства следующих девяти марок пермаллоев:

1) 45Н и 50Н — низконикелевые пермаллоны с содержанием никеля 45 и 50% соответственно;

2) 50НП, 65НП и 34НКМП — текстурованные сплавы с прямоугольной петлей гистерезиса, что отмечено буквой П в обозначениях их марок. Присадки молибдена в сплаве 34НКМП значительно увеличивают удельное электрическое сопротивление и начальную магнитную проницаемость и уменьшают чувствительность к деформациям; однако молибден понижает индукцию насыщения и для ее сохранения сплав легирован кобальтом;

3) 50НХС — 50%-ный пермаллой, легированный хромом, который действует аналогично молибдену, и кремнием, значительно повышающим электрическое сопротивление, благодаря чему этот пермаллой успешно используется в сердечниках, работающих на звуковых и более высоких частотах;

4) 79НМ, 80НХС, 76НХД — высоконикелевые пермаллои, легированные молибденом, хромом и кремнием, хромом и медью соответственно; эти сплавы обладают высокой чувствительностью к слабым магнитным полям, а сплав 76НХД — повышенной температурной стабильностью в интервале от -60 до $+60^\circ\text{C}$.

Железкокобальтовые сплавы (п е р м а л л о й), содержащие от 30 до 50% кобальта (35КХ и 50КФА), имеют наиболее высокие значения индукции насыщения (до 2,4 Тл), что позволяет создавать магнитные усилители и другие устройства наименьшей массы и габаритов. После отжига их петли гистерезиса близки к прямоугольным.

Железоалюминиевые сплавы 16ЮХ и 16ЮМ, содержащие 16% алюминия, по магнитным свойствам не уступают низколегированным пермаллоям, но обладают повышенной (в 10—20 раз большей, чем пермаллой) износоустойчивостью. Их широко применяют для изготовления магнитных головок в устройствах магнитной записи, где в процессе работы головка непрерывно трется о поверхность ленты.

Ферриты представляют собой неметаллические магнитные материалы (твердые растворы), изготавливаемые из смеси оксидов железа с оксидами магния, меди, марганца, никеля и других металлов. Общая формула ферритов имеет вид $\text{MeO} \cdot \text{Fe}_2\text{O}_3$, где Me — тот или иной металл.

Для сердечников цифровых магнитных устройств широко применяют б и ф е р р и т ы, т. е. ферриты с двумя характеризующими металлами, например, магний-марганцевые или литий-натриевые ферриты, а также п о л и ф е р р и т ы, представляющие собой твердые растворы трех и более ферритов.

Оксиды измельчают и смешивают в определенной пропорции. Сердечники необходимых размеров и конфигураций прессуют из полученной смеси при давлении 10—30 кН/см² (1—3 т/см²) и отжигают при температуре 1200—1400°C.

Готовые сердечники серовато-черного цвета имеют высокую твердость, но довольно хрупки. Обмотки обычно наматывают непосредственно на ферритовые кольца без дополнительной изоляции последних.

В зависимости от состава смеси и технологии изготовления сердечников можно получить различные магнитные свойства. Прямоугольную петлю гистерезиса имеют магний-марганцевые ферриты, которые и получили преимущественное распространение в автоматических, вычислительных и измерительных

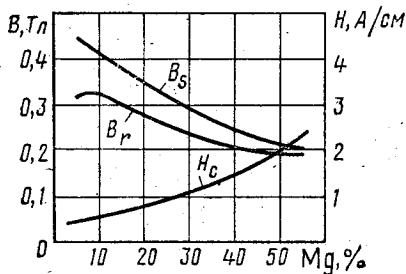


Рис. 1.14. График зависимости магнитных параметров от содержания магния в магний-марганцевом феррите (общее содержание магния и марганца принято за 100%)

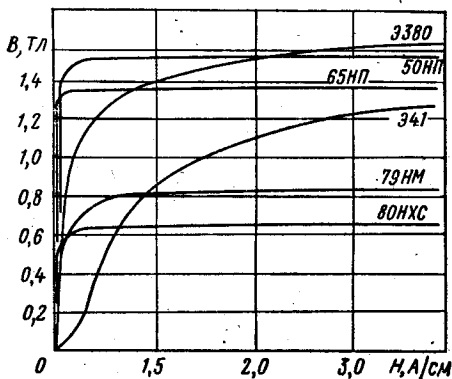


Рис. 1.15. Кривые намагничивания некоторых магнитных материалов

устройствах дискретного действия. Наиболее распространены ферриты марок ВТ (1,3ВТ, 0,16 ВТ и др.).

Магний-марганцевые ферриты имеют относительно низкую точку Кюри (140—300°C), что обуславливает значительное изменение их магнитных параметров при нагреве. Ферриты на базе лития, имеющие точку Кюри 630°C, имеют значительно лучшие температурные характеристики.

В отличие от металлических ферромагнетиков ферритам не свойственна текстура, их магнитные свойства одинаковы во всех направлениях, а прямоугольность петли гистерезиса определяется только химическим составом (рис. 1.14) и режимом термообработки.

Удельное электрическое сопротивление ферритов в миллионы раз больше, чем металлических ферромагнетиков, что практически устраняет вихревые токи. Это позволяет перемагничивать ферриты с частотой порядка сотен килогерц и обеспечивать высокую скорость выполнения операций современных электронных управляющих и вычислительных машин.

На рис. 1.15 приведены кривые намагничивания ряда магнитомягких материалов, а в табл. 1.2 — их магнитные параметры.

В данном разделе ограничимся сведениями о рассмотренных магнитных материалах. Другие сведения, например семейства кривых одновременного намагничивания при действии постоянного и переменного магнитных полей, семейства динамических кривых размагничивания, свойства ферромагнетиков при импульсном перемагничивании, особенности перемагничивания тонких слоев ферромагнетиков, материалы для устройства на цилиндрических магнитных доменах и т. п.; рассмотрены в соответствующих разделах книги. Там же приведены схемы и описаны методы испытания сердечников для тех или иных элементов автоматики.

Параметры магнитомягких материалов

Материал	Марка	H_c , А/см	B_s , Тл	μ_n	μ_{max}	α	ρ , мкОм·см	Точка Кюри θ , °С
Электротехни- ческие стали	Э	—	2,30	—	4 000	—	—	—
	Э41	0,35	1,90	300	6 000	—	60	700
	Э320	0,10	2,00	800	30 000	—	50	750
Пермаллои	Э380	0,08	2,00	1500	50 000	—	50	750
	50НП	0,20	1,50	—	80 000	0,93	45	500
	65НП	0,04	1,35	—	400 000	0,97	25	600
	79НМ	0,015	0,85	25 000	140 000	—	55	450
	80НХС	0,015	0,70	40 000	175 000	—	62	330
Пермендюр Железоалюми- ниевый сплав	50КФА	0,40	2,35	800	25 000	—	34	980
	16ЮХ	0,30	0,85	15 000	140 000	—	145	—
Магний-мар- ганцевые фер- риты	0,12ВТ	0,10	0,23	—	—	0,91	—	140
	0,16ВТ	0,12	0,22	—	—	0,93	$5 \cdot 10^{10}$	145
	1,3ВТ	1,00	0,26	—	—	0,92	$2,5 \cdot 10^{10}$	280
	2ВТ	1,60	0,19	—	—	0,92	—	290
	4ВТ	3,78	0,17	—	—	0,86	—	290
Литий-натрие- вый феррит	101П	4,00	0,24	—	—	0,90	$4 \cdot 10^{10}$	630

Глава 2. Простейшие магнитные усилители (дроссели с подмагничиванием)

§ 2.1. Принцип действия, конструктивные варианты и обозначения магнитных усилителей

Наиболее распространенным видом электромагнитных устройств аналогового типа являются магнитные усилители.

Рассмотрим простейший магнитный усилитель, называемый часто управляемым или подмагничиваемым дросселем насыщения. На рис. 2.1, а представлена цепь, состоящая из сопротивления нагрузки R_n и рабочей обмотки* ω_p с ферромагнитным сердечником. Цепь подсоединена к источнику переменного напряжения схемы U_c . Если считать сопротивление рабочей обмотки чисто индуктивным X_p , а ток — близким к синусоидальному, то

$$I \sim = \frac{U_c}{\sqrt{R_n^2 + X_p^2}} = \frac{U_c}{\sqrt{R_n^2 + (\omega L_p)^2}} \quad (2.1)$$

Сопротивление X_p определяется индуктивностью рабочей обмотки

$$L_p = \frac{\Delta \Psi}{\Delta I} = \frac{\omega_p \Delta \Phi}{\Delta I} = \frac{\omega_p^2 s}{l} \frac{\Delta B}{\Delta H} = \frac{\omega_p^2 s}{l} \mu_{\text{возвр}},$$

* В литературе встречаются и другие ее названия: обмотка переменного тока ω_{\sim} , нагрузочная обмотка ω_n .

зависящей от возвратной магнитной проницаемости $\mu_{\text{возвр}}$ материала сердечника, основная кривая намагничивания которого приведена на рис. 2.1, б.

При отсутствии постоянного тока I_y в обмотке управления w_y по нагрузке идет так называемый ток холостого хода $I_{\sim x}$, определяемый магнитной проницаемостью симметричного частного цикла около точки 1 и соответствующим ей сопротивлением X_p . При

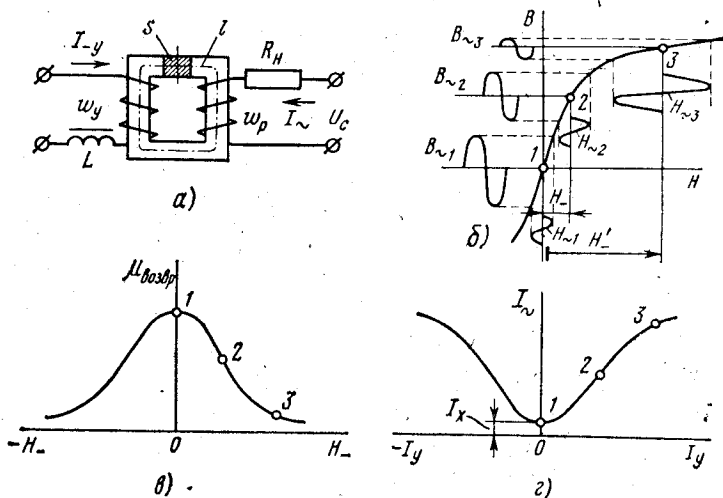


Рис. 2.1. Принцип действия магнитного усилителя:
 а — электрическая схема; б — рабочие точки на кривой намагничивания; в — график зависимости возвратной магнитной проницаемости от напряженности магнитного поля; г — характеристика вход — выход

этом большая часть напряжения схемы приложена к обмотке w_p и уравновешивается э. д. с. самоиндукции этой обмотки; амплитуда изменения индукции сердечника B_{\sim} — максимальна.

Появление тока управления I_y вызывает появление напряженности постоянного магнитного поля H_{\sim} (напряженности подмагничивания); частный цикл кривой намагничивания становится несимметричным и перемещается по мере возрастания тока управления из положения 1 в положение 2, а затем 3. Если за возвратную магнитную проницаемость несимметричного частного цикла принять тангенс наклона касательной к кривой намагничивания в соответствующих точках 2 или 3, то по мере увеличения I_y магнитная проницаемость материала уменьшается (рис. 2.1, в), снижается индуктивное сопротивление X_p рабочих обмоток и ток в нагрузке увеличивается (рис. 2.1, г). Напряжение на обмотке w_p снижается, в результате чего уменьшается и амплитуда индукции B_{\sim} .

Следовательно, путем изменения тока в обмотке управления можно управлять током в нагрузке. Выполняя обмотку w_y с числом витков, в несколько раз превышающим число витков обмотки w_p , можно получить эффект усиления по току. В этом и заключается принцип

действия магнитного усилителя. Направление тока I_y в данном случае не имеет значения, поскольку кривая намагничивания симметрична относительно начала координат. Поэтому простейший магнитный усилитель имеет характеристику вход — выход, т. е. зависимость выходной величины I_{\sim} от входной I_y , не чувствительную к знаку управляющего сигнала (рис. 2.1, з). В соответствии с этим свойством подобные усилители называют однотактными и нейтральными или не реверсивными.

Усилителю, схема которого дана на рис. 2.1, а, присущи серьезные недостатки. Пульсирующий в сердечнике переменный магнитный поток наводит в обмотке управления, как во вторичной обмотке трансформатора, переменную э. д. с. Чтобы устранить прохождение по цепи управления переменных токов, которые могут исказить рассмотренную картину процесса, в эту цепь помещена достаточно большая индуктивность L . Однако такое решение нельзя признать удачным, так как, во-первых, включение индуктивной катушки сильно увеличивает постоянную времени цепи управления и, следовательно, инерционность всего усилителя и, во-вторых, ее габариты близки к габаритам магнитного усилителя. Включение же вместо индуктивности большого активного сопротивления хотя и снижает постоянную времени, но вызывает потери мощности в этом сопротивлении, что значительно понижает коэффициент усиления устройства.

Для уменьшения э. д. с., наводимой в обмотке управления, целесообразно разделить сердечник и обмотку w_p на две равные части, как показано на рис. 2.2, а.

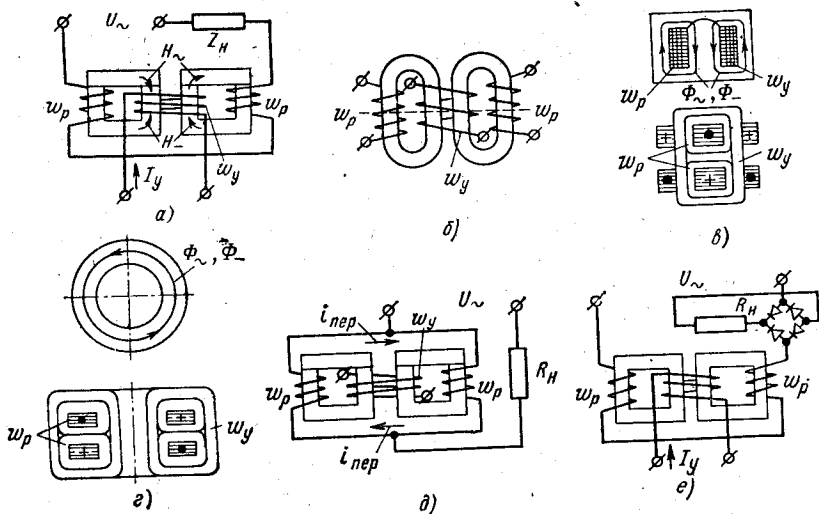


Рис. 2.2. Конструктивные варианты магнитных усилителей:

а — на двух П-образных сердечниках; б — на двух О-образных сердечниках; в — на двух Ф-образных сердечниках; г — на двух кольцевых сердечниках; д — усилитель с параллельно соединенными обмотками; е — усилитель с выходом постоянного (выпрямленного) тока

Две рабочие обмотки должны быть соединены так, чтобы создаваемые ими напряженности H были направлены встречно относительно обмотки управления, охватывающей оба сердечника. Действие двух переменных полей на обмотку управления в этом случае взаимно компенсируется. Такое соединение обмоток приводит к тому, что *в один и тот же полупериод переменного тока напряженности постоянного и переменного магнитных полей складываются в одном и вычитаются в другом сердечнике*. В следующий полупериод сердечники меняются ролями.

Существуют различные конструктивные варианты магнитных усилителей (рис. 2.2). На рис. 2.2, а приведена конструкция, выполненная на сердечниках с неразветвленным магнитопроводом, собранным из штампованных П-образных или прямолинейных пластин. При использовании текстурованной колднокатаной стали эта конструктивная форма переходит в форму, показанную на рис. 2.2, б. Каждый сердечник данного типа наматывают из ленты на оправку овальной формы, проклеивают и разрезают на две части (как отмечено пунктирной линией на рис. 2.2, б); при сборке части сердечника вставляют в катушку и стягивают хомутом.

На рис. 2.2, в представлен конструктивный вариант, осуществляемый на двух Ш-образных или Ф-образных сердечниках из пластин с просечкой. Отгибая средний стержень Ф-образных пластин, можно вставить их в предварительно наматанную систему катушек, которая состоит из двух рабочих обмоток, охваченных обмоткой управления.

Во всех перечисленных конструктивных формах обмотки делают сосредоточенными и выполняют отдельно от сердечников, что упрощает изготовление усилителей. Сердечники для сборки должны быть разъемными, но при этом неизбежны воздушные зазоры в местах разъемов или стыковки пластин сердечника.

В конструктивном варианте на кольцевых (тороидальных) сердечниках (рис. 2.2, г) воздушного зазора нет. Такие сердечники могут быть или набраны из штампованных листовых колец при использовании изотропного материала, или свиты из ленты в случае текстурованного материала подобно плотно скрученной часовой пружине. Обмотки равномерно размещают по всей окружности сердечников и наматывают на собранные готовые сердечники с помощью специальных наматочных станков.

Благодаря преимуществам ленточных сердечников (отсутствие зазоров, малые отходы материала и использование его текстуры путем нарезки ленты вдоль направления легкого намагничивания) их широко применяют в устройствах, где необходимы усилители небольшой мощности, но высокого качества.

Во всех конструктивных вариантах две рабочие обмотки соединяют так, чтобы переменные магнитные потоки в сердечниках были направлены встречно относительно обмотки управления. При этом переменная э. д. с. в ней уменьшается.

Данное условие должно быть соблюдено как при последовательном (рис. 2.2, а), так и при параллельном соединении рабочих обмоток (рис. 2.2, д). Однако в последней схеме при изменении сигнала I_y , а значит, и постоянной составляющей потока по контуру, со-

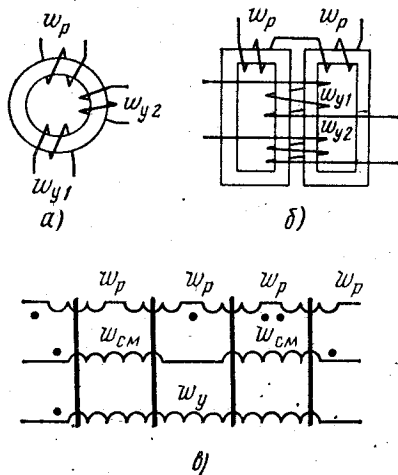


Рис. 2.3. Обозначения магнитных усилителей

стоящему из обмоток ω_r , проходят токи переходного процесса $i_{\text{пер}}$, замедляющие согласно правилу Ленца изменение потока. Скорость изменения $i_{\text{пер}}$ определяется постоянной времени этого контура, которая достигает больших значений из-за небольшого активного и большого индуктивного сопротивления обмоток ω_r . Ввиду повышенной инерционности параллельное соединение рабочих обмоток применяют значительно реже.

Нагрузка может быть включена через выпрямитель, если необходимо получить в ней постоянный (выпрямленный) ток (рис. 2.2, *е*).

В качестве основных в книге приняты обозначения, показанные на рис. 2.3, *а*, для усилителей на одном сердечнике и магнитных элементов дискретных устройств и на рис. 2.3, *б* — для магнитных усилителей на двух сердечниках. При этом предполагается, что усилитель, изображенный на рис. 2.3, *б*, может быть выполнен в любом конструктивном варианте. В ЕСКД для магнитных усилителей принято обозначение, приведенное на рис. 2.3, *в* (точками обозначают начала обмоток).

§ 2.2. Физические процессы в магнитном усилителе с идеальной кривой намагничивания сердечников в режиме вынужденного намагничивания

В § 2.1 объяснен принцип действия магнитного усилителя для случая, когда амплитуда индукции, пропорциональная U_c , значительно меньше индукции насыщения. Это означает, что свойства магнитных материалов используются не полностью. Подобное объяснение не позволяет показать преимущества материала с прямоугольной кривой намагничивания и получить количественную связь между управляющим I_y и рабочим I_p токами.

Рассмотрим процесс уравнивания напряжения U_{\sim} в рабочих обмотках в схеме рис. 2.4, *а*, который зависит от относительного сопротивления цепи управления. Сначала остановимся на случае, когда $Z_y \rightarrow \infty$, что достигается включением в цепь управления достаточно большой индуктивности L . При этом переменные составляющие тока не могут протекать по обмотке ω_y даже при наличии в ней переменной э. д. с. и постоянный ток создает неизменную во времени напряженность H_{\sim} подмагничивающего поля. Такой режим работы называют режимом вынужденного (или принудительного) намагничивания, а также режимом с подавленными четными гармониками тока, что поясняется в дальнейшем.

Предположим, что приложенное к рабочим обмоткам напряжение U_{\sim} меняется по косинусоиду. Если активное сопротивление обмоток пренебрежимо мало, то напряжение уравнивается только э. д. с., для чего индукция в сердечниках должна меняться по синусоиду, т. е. должна быть сдвинута по фазе на четверть периода относительно приложенного напряжения в сторону запаздывания. Выясним, каким образом индукция в сердечниках усилителя может изменяться по синусоидальному закону.

Пусть сердечники имеют идеальную кривую намагничивания (см. рис. 1.9, *г*), связывающую мгновенные значения индукции и напряженности, т. е. пренебрежем гистерезисом, вихревыми токами и магнитной вязкостью. За счет напряженности H_{\sim} рабочие точки сердечников сдвинуты в области насыщения так, что индукция первого сер-

дечника равна $+B_s$, а второго $-B_s$ (исходные точки на рис. 2.4, б и в обозначены 0).

Рассмотрим положительный полупериод переменного тока. Создаваемая им напряженность $H_~$ в первом сердечнике (рис. 2.4, в) складывается с напряженностью H_- . В этот полупериод рабочая точка первого сердечника перемещается вправо от начальной точки 0 по

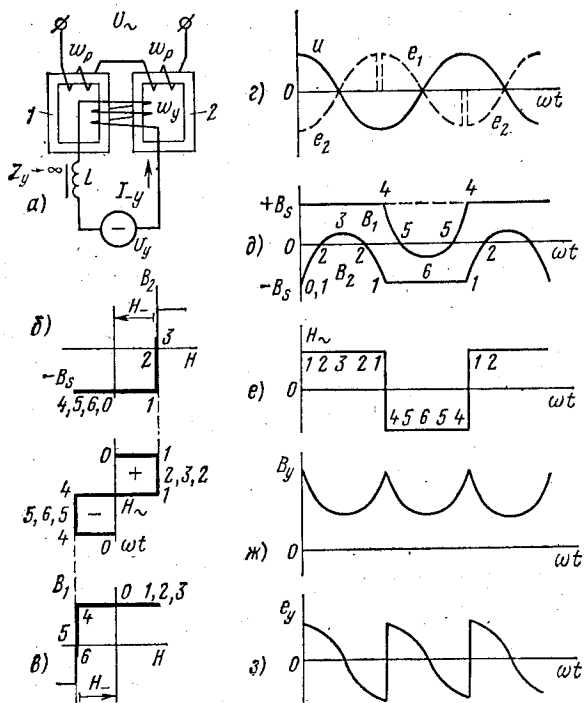


Рис. 2.4. Процессы в магнитном усилителе при большом сопротивлении цепи управления ($Z_y \rightarrow \infty$)

горизонтальной ветви кривой намагничивания (точки 1, 2, 3 на рис. 2.4, в), и индукция B_1 изменяться не может, так как она остается равной индукции насыщения $+B_s$ (рис. 2.4, в и д). Следовательно, рабочая обмотка первого сердечника в положительный полупериод э. д. с. не создает.

Во втором сердечнике в этот же полупериод из напряженности H_- вычитается $H_~$ (рис. 2.4, б), рабочая точка второго сердечника, перемещаясь вправо от точки 0, достигает вертикального участка кривой намагничивания, поэтому индукция B_2 может изменяться. Она изменяется по пути 1-2-3-2-1 (рис. 2.4, б, д) так, что в рабочей обмотке второго сердечника наводится э. д. с., уравновешивающая приложенное к рабочим обмоткам напряжение $U_~$.

В следующий, отрицательный полупериод переменного тока сердечники меняются ролями, как видно из рис. 2.4, в и д, где точки 4-5-6-5-4 показывают изменение индукции первого сердечника. Таким образом, напряжение, приложенное к усилителю, уравнивается попеременно то первой, то второй рабочей обмоткой.

Из рис. 2.4, д видно, что наибольшее значение амплитуды, которое может иметь индукция, равно $2B_s$. Следовательно, предельно допустимое напряжение, которое может быть приложено к усилителю,

$$U_{\text{пред}} = 4,44 f \omega_p s B_m = 2 \cdot 4,44 f \omega_p s B_s. \quad (2.2)$$

Кривую напряженности H_{\sim} описанного процесса можно построить по точкам. Кривые напряженности H_{\sim} , а значит, и тока в рабочих обмотках имеют прямоугольную форму (рис. 2.4, е). Такая форма объясняется тем, что скачок напряженности H_{\sim} должен «вернуть» рабочую точку того или иного сердечника на вертикальный участок кривой намагничивания, где только и может изменяться индукция, создавая э. д. с. Переход от отрицательного полупериода напряженности к положительному *в этих условиях с принятыми допущениями* совершается *мгновенно*, так как в противном случае рабочие точки обоих сердечников в конце одного и начале другого полупериода *одновременно* находились бы на горизонтальных участках кривых намагничивания и э. д. с. *не наводилась бы ни в первой, ни во второй рабочей обмотке*. Напряжение U_{\sim} , не уравновешенное э. д. с., заставляет ток скачком переходить от одного полупериода к другому.

Из рис. 2.4, б и в очевидно, что величина скачка напряженности H_{\sim} , характеризующаяся средним за полупериод значением напряженности переменного поля, определяется величиной напряженности постоянного поля:

$$H_{\sim \text{cp}} = H_{-}. \quad (2.3)$$

Учитывая одинаковую длину пути для переменного и постоянного магнитных потоков в большинстве конструкций сердечников, равенство (2.3) можно представить в виде равенства намагничивающих сил переменного и постоянного токов:

$$(I\omega)_{\sim \text{cp}} = (I\omega)_{-}, \quad (2.4)$$

которое можно назвать основным законом идеального магнитного усилителя.

До сих пор предполагалось, что $R_H = 0$.

Если усилитель включен последовательно с нагрузкой (см. рис. 2.2, а), то по мере увеличения I_y возникают ток I_{\sim} и падение напряжения на нагрузке, а напряжение, приложенное к усилителю, снижается и становится отличным от синусоидального. Однако равенство (2.4) сохраняется, потому что для создания э. д. с. (при этом форма ее не имеет значения) рабочая точка должна быть «возвращена» на вертикальный участок кривой намагничивания.

На рис. 2.5, а, б и в приведены кривые напряжения u_c и падения напряжения на нагрузке iR_H при возрастающих значениях тока уп-

равления I_y , из которых видно, что увеличение I_{\sim} сопровождается переходом прямоугольной формы тока в синусоидальную и начиная с момента, показанного на рис. 2.5, б, равенство (2.3) нарушается. Момент начала перехода формы тока от прямоугольной к синусоидальной соответствует условию $I_{\sim} = 0,844 I_{кр}$ [1.5].

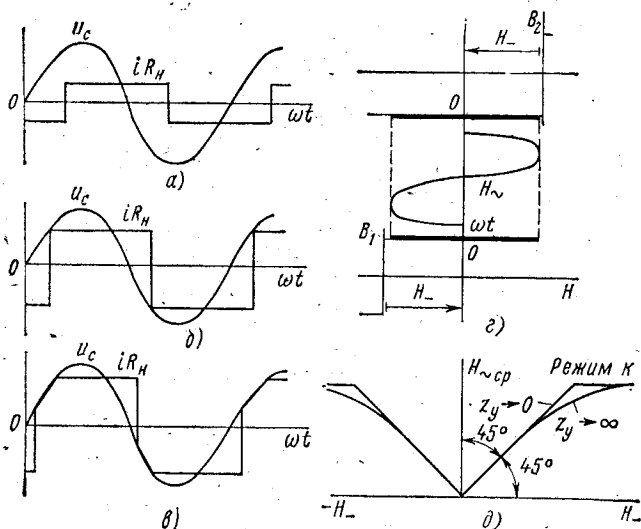


Рис. 2.5. Процессы в магнитном усилителе с активной нагрузкой при $Z_y \rightarrow \infty$ и характеристика вход — выход

При некотором значении тока управления напряжение сети целиком уравнивается падением напряжения на нагрузке, и ток I_{\sim} приобретает наибольшее возможное значение, называемое током короткого замыкания

$$I_{\sim к} = U_c / R_H. \quad (2.5)$$

В этом режиме рабочие точки сердечников перемещаются лишь по горизонтальным участкам кривых намагничивания (рис. 2.5, г), э. д. с. не создается и, несмотря на прохождение по обмоткам ω_p тока I_H , возникает эффект короткозамкнутых рабочих обмоток.

Таким образом, при идеальных кривых намагничивания сердечника характеристика вход — выход усилителя имеет вид, приведенный на рис. 2.5, д, и ее линейный участок при равных масштабах по осям H_{\sim} и H_{\sim} идет под углом 45° к ним.

На рис. 2.4, ж построена зависимость во времени индукции потока, охватываемого обмоткой управления. Эта индукция $B_y = B_1 - B_2$.

Путем графического дифференцирования кривой B_y можно построить кривую э. д. с. e_y (см. рис. 2.4, з), индуктируемой в обмотке управления. Из гармонического анализа известно, что кривая такой формы состоит из четных гармоник. Следовательно, встречное включение

рабочих обмоток не избавляет полностью обмотку управления от наведения в ней переменных э. д. с., так как вторая и другие четные гармоники э. д. с. остаются.

В изложенном случае прохождению по цепи управления четных гармоник тока от этих э. д. с. препятствовала достаточно большая индуктивность L (отсюда и название режима), которая, как правило, в схемах отсутствует.

§ 2.3. Физические процессы в магнитном усилителе с идеальной кривой намагничивания сердечников в режиме свободного намагничивания

Рассмотрим физику процессов при бесконечно малом сопротивлении управляющей цепи $Z_y \rightarrow 0$ (рис. 2.6, а).

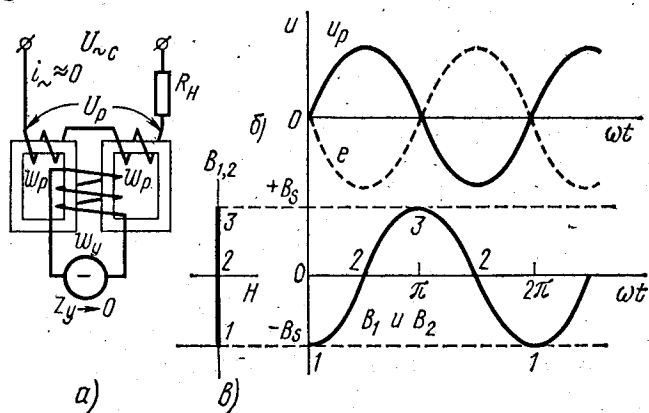


Рис. 2.6. Процессы в магнитном усилителе при отсутствии тока управления

Условие $Z_y \rightarrow 0$ означает, что протекание по цепи управления переменных составляющих тока конечной величины будет происходить под действием бесконечно малых э. д. с., близких к нулю. Такой режим работы называют режимом естественного намагничивания или режимом со свободными четными гармониками тока. В этом режиме

$$e_y = -\omega_y s \left(\frac{dB_1}{dt} - \frac{dB_2}{dt} \right) \approx 0, \quad (2.6)$$

откуда $dB_1/dt \approx dB_2/dt$. Значит, индукции обоих сердечников изменяются по одинаковым кривым, отличаясь лишь постоянными составляющими:

$$B_1 - B_0 = B_2 + B_0. \quad (2.7)$$

Сначала проанализируем случай, когда ток управления равен нулю. Если напряжение сети равно предельному (2.2), то для его

уравновешивания за счет э. д. с. рабочих обмоток (рис. 2.6, б) индукция должна изменяться с амплитудой, равной B_s , что соответствует перемещению рабочих точек по вертикальному участку 1-2-3-2-1 (рис. 2.6, в) кривой намагничивания. Отсутствие тока управления означает равенство нулю постоянных составляющих индукции. Поэтому в соответствии с выражением (2.7) $B_1 = B_2$, т. е. изменение

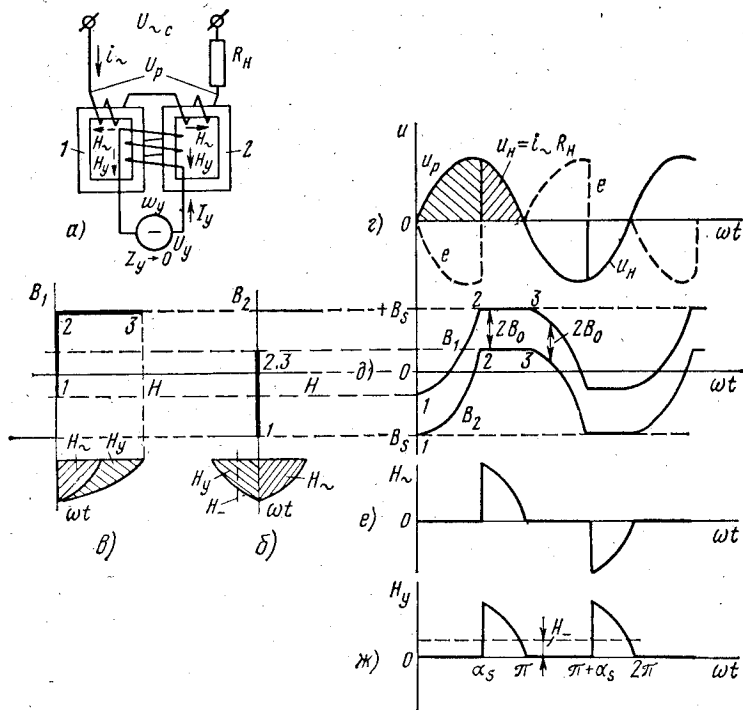


Рис. 2.7. Процессы в магнитном усилителе при малом сопротивлении цепи управления ($Z_y \rightarrow 0$)

индукции обоих сердечников описывается во времени одной и той же косинусоидальной кривой. Чем ближе к идеальной кривая намагничивания, тем ближе к нулю напряженность, а значит, и ток i_{\sim} , необходимые для перемещения рабочих точек на ненасыщенном (вертикальном) участке кривой намагничивания.

При подаче постоянного тока в обмотку управления создается напряженность постоянного поля, в сердечниках появляется постоянная составляющая B_0 и кривые индукции «расходятся» на величину $2B_0$ (рис. 2.7, д).

Пока индукция первого (рис. 2.7, в) и второго (рис. 2.7, б) сердечников изменяется, оставаясь на вертикальном участке 1-2 кривой намагничивания, ток в рабочих обмотках близок к нулю и напряжение сети целиком уравновешивается э. д. с., наводимыми в обеих ра-

бочих обмотках. Когда индукция B_1 достигает насыщения $+B_s$ и перестает изменяться, индукция B_2 тоже перестает изменяться, э. д. с. не будет наводиться и напряжение схемы на участке 2-3 уравнивается падением напряжения на нагрузке (рис. 2.7, *в*). При этом ток, протекающий по рабочим обмоткам, создает импульс напряженности H_{\sim} , стремящийся «увести» индукцию B_2 в зону насыщения. Однако малейшее изменение индукции B_2 на участке 2-3 наводит в ω_y э. д. с., и по цепи управления проходит ток, который создает импульс напряженности H_y . Этот импульс имеет по правилу Ленца такое направление (рис. 2.7, *б*), которое препятствует перемещению индукции B_2 вверх из точек 2, 3, компенсируя действие напряженности H_{\sim} . При этом, если во втором сердечнике напряженности H_{\sim} и H_y вычитаются (показано сплошными стрелками на рис. 2.7, *а*), то в первом сердечнике в этот же полупериод напряженности H_{\sim} и H_y складываются, и в результате их суммарного действия рабочая точка первого сердечника перемещается по горизонтальному участку 2-3 (рис. 2.7, *в*).

В следующий полупериод напряженность H_{\sim} меняет знак (рис. 2.7, *е*). Но напряженности H_{\sim} и H_y вычитаются *не во втором, а в первом* сердечнике, в результате чего (как показывают пунктирные стрелки на рис. 2.7, *а*) компенсирующий импульс напряженности H_y , создаваемый обмоткой управления, имеет направление в ту же сторону, что и в предыдущем полупериоде.

Таким образом, в обмотке управления наряду с постоянной составляющей, которая обычно принимается за величину тока управления, проходят переменные составляющие. Гармонический анализ кривой рис. 2.7, *ж* показывает, что эти составляющие представляют собой *четные* гармоники тока.

Из равенства заштрихованных площадок на рис. 2.7, *б* очевидно, что в этом режиме работы сохраняется равенство

$$H_{\sim} = H_{\sim \text{cp}},$$

где под H_{\sim} подразумевается напряженность, создаваемая постоянной составляющей тока управления I_y , и, следовательно, закон магнитного усилителя (2.3) сохраняет свою силу.

При увеличении тока I_y возрастают постоянные составляющие индукции B_0 и кривые B_1 и B_2 (рис. 2.7, *д*) расходятся больше. Участок 1-2 кривых сокращается, уменьшается часть полупериода, в которой напряжение сети уравнивается э. д. с., и импульс тока в нагрузке возрастает. При некотором значении тока управления наступает режим короткого замыкания, когда в течение всего полупериода напряжение сети приложено к нагрузке. С момента короткого замыкания усилитель теряет управляемость, и ток нагрузки остается неизменным при возрастании I_y . Характеристика вход — выход принимает вид, идентичный случаю $Z_y \rightarrow \infty$, отличаясь лишь тем, что равенство (2.3) сохраняется вплоть до значений I_y , соответствующих режиму короткого замыкания. Реальные магнитные усилители работают, как правило, в режиме, близком к случаю $Z_y \rightarrow 0$.

Согласно основному закону магнитного усилителя можно сделать вывод, что собранный по схеме рис. 2.7, *а* магнитный усилитель

является управляемым и весьма стабильным источником тока. В самом деле, из равенства (2.4) имеем

$$I_{\sim \text{ср}} = I_y \frac{\omega_y}{\omega_p} = k_I I_y, \quad (2.8)$$

где коэффициент усиления по току k_I равен отношению количества витков обмоток ω_y и ω_p . Из (2.8) видно, что ток в нагрузке определяется только током управления и не зависит от напряжения и частоты сети, сопротивления нагрузки и других подобных факторов при работе усилителя на линейном участке характеристики вход — выход.

Из рис. 2.7, г следует, что арифметическая сумма средних значений падения напряжения на нагрузке $U_{\text{н. ср}}$ и падения напряжения на рабочих обмотках $U_{\text{р. ср}}$, вычисленных по заштрихованным площадям, равна среднему значению напряжения схемы:

$$U_{\text{р. ср}} + U_{\text{н. ср}} = U_{\text{с. ср}}. \quad (2.9)$$

Заметим, что для режима, при котором $Z_y \rightarrow \infty$, это соотношение несправедливо.

§ 2.4. Характеристики одновременного намагничивания магнитных материалов переменным и постоянным магнитными полями

В § 2.2 и 2.3 показано, что рабочие точки двух сердечников в один и тот же момент времени находятся на различных участках кривых намагничивания, связывающих мгновенные значения индукции и напряженности. Когда один сердечник насыщен, другой может находиться в ненасыщенном состоянии, и наоборот.

Для расчета и анализа схем магнитных усилителей часто достаточно знать не мгновенные, а лишь такие значения магнитных величин, как амплитуда переменной составляющей индукции и среднее (или действующее) значение напряженности переменного поля при том или ином значении напряженности постоянного поля. Эти характеристики, называемые семейством кривых одновременного намагничивания переменным и постоянным магнитными полями, определяют экспериментально и используют для расчета усилителей методом подобия*.

Установив с помощью реостатов R_1 и R_2 значение постоянного тока, соответствующее необходимой напряженности подмагничивающего поля (рис. 2.8)

$$H_- = I_- \omega_y / l, \quad (2.10)$$

изменяют с помощью автотрансформатора AT напряжение на обмотках ω_p , фиксируя показания приборов A_{\sim} и V_{\sim} . Движки реостатов R_1

* Метод подобия состоит в пересчете усилителей с одними сердечниками на усилители с другими, геометрически им подобными, при сохранении магнитных параметров B и H .

и R_2 нужно перемещать так, чтобы полное сопротивление цепи управления для четных гармоник тока сохранялось постоянным.

Для совпадения расчетных и экспериментальных данных при расчете усилителя с помощью метода подобия большое значение имеет правильный выбор типа приборов переменного тока, так как из-за несинусоидальности токов и напряжений приборы, реагирующие на действующее, среднее или амплитудное значение измеряемой величины, дают различные показания.

Как известно из ТОЭ, максимальное значение индукции однозначно связано со средним значением э. д. с. Поэтому для измерения э. д. с. целесообразно применять вольтметр магнитоэлектрической системы с выпрямителем, реагирующий именно на среднее значение напряжения. Так как показания вольтметра этого типа по шкале равны измеряемым средним значениям, умноженным на коэффициент формы для синусоиды, то фактическое значение средней э. д. с. следует определять по формуле

$$E_{\text{ср}} = \frac{U_{\sim}}{1,11} \left(1 + \frac{R_{\text{и}}}{R_{\text{в}}} \right), \quad (2.11)$$

где $R_{\text{и}}$ и $R_{\text{в}}$ — сопротивление соответственно обеих измерительных обмоток $w_{\text{и}}$ и вольтметра.

Максимальное значение индукции, Тл,

$$B_{\sim m} = \frac{E_{\text{ср}} 10^4}{2.4 w_{\text{и}} f s}, \quad (2.12)$$

где s в см^2 ; $E_{\text{ср}}$ в В.

Если семейство кривых намагничивания используют при проектировании усилителя с выходом переменного тока, то выбирают амперметр A_{\sim} , реагирующий на действующее значение тока (электромагнитной, электродинамической или тепловой системы). В этом случае напряженность переменного поля, А/см, вычисляют по формуле

$$H_{\sim \text{действ}} = I_{\sim} w_{\text{п}} / l \quad (2.13)$$

и семейство кривых строят в координатах $B_{\sim m} = f(H_{\sim \text{действ}}; H_{\sim})$.

При снятии кривых намагничивания для проектирования усилителей с выходом постоянного (выпрямленного) тока используют амперметр магнитоэлектрической системы с выпрямителем. Среднюю напряженность переменного поля, А/см, в этом случае определяют по формуле

$$H_{\sim \text{ср}} = I_{\sim} w_{\text{п}} / 1,11 l \quad (2.14)$$

семейство кривых строят в координатах $B_{\sim m} = f(H_{\sim \text{ср}}; H_{\sim})$.

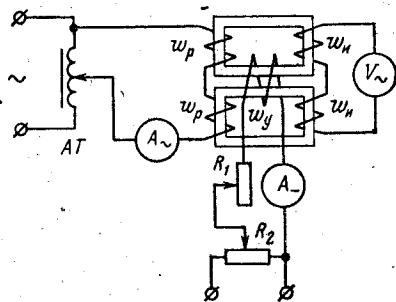


Рис. 2.8. Схема для экспериментального снятия магнитных характеристик сердечников

На рис. 2.9 приведены магнитные характеристики некоторых материалов [2], из которых видно, что идущие круто вверх участки кривых расположены в области, где $H_{\sim \text{ср}} \approx H_-$. Это подчеркивает справедливость основного закона магнитного усилителя не только для идеальных, но и для реальных усилителей, когда их рабочие точки находятся на вертикальных участках кривых одновременного намагничивания.

Так как максимальная индукция по существу пропорциональна падению напряжения на рабочих обмотках усилителя, а напряжен-

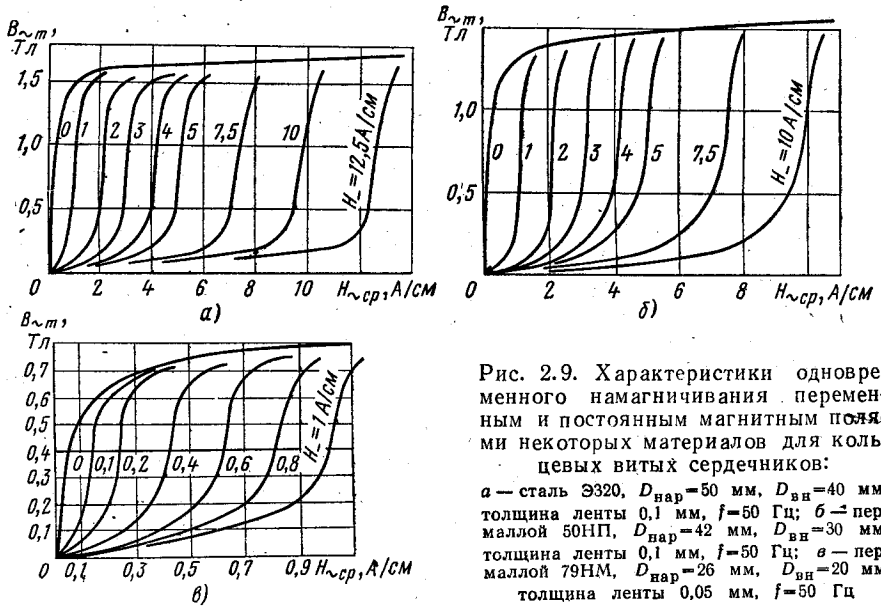


Рис. 2.9. Характеристики одновременного намагничивания переменным и постоянным магнитным полями некоторых материалов для кольцевых витых сердечников:

а — сталь Э320, $D_{\text{нар}} = 50$ мм, $D_{\text{вн}} = 40$ мм, толщина ленты 0,1 мм, $f = 50$ Гц; б — пермаллой 50НП, $D_{\text{нар}} = 42$ мм, $D_{\text{вн}} = 30$ мм, толщина ленты 0,1 мм, $f = 50$ Гц; в — пермаллой 79НМ, $D_{\text{нар}} = 26$ мм, $D_{\text{вн}} = 20$ мм, толщина ленты 0,05 мм, $f = 50$ Гц

ность переменного поля — току в этих обмотках, магнитные характеристики (рис. 2.9) можно рассматривать как семейство вольт-амперных характеристик усилителя в некотором масштабе. Применяемые иногда [1,5] магнитные характеристики типа $\mu = f(B_{\sim \text{м}}; H_-)$ такой аналогии не имеют и в этом отношении менее наглядны.

§ 2.5. Характеристики реальных магнитных усилителей при работе на активную нагрузку

Проанализируем связь между током управления (напряженностью H_-) и током нагрузки (напряженностью H_{\sim}) в схеме рис. 2.10, а, оперируя средними значениями токов и напряжений. При этом пренебрежем потерями в стали и индуктивностью рассеяния обмоток ω_p . Активное сопротивление этих обмоток можно считать включенным в сопротивление нагрузки.

В случае использования магнитных материалов с прямоугольной кривой намагничивания, близкой к идеальной, и при достаточно ма-

лом сопротивлению управляющей цепи средние значения напряжений связаны зависимостью (2.9)

$$U_{p. \text{ ср}} + U_{н. \text{ ср}} = U_{c. \text{ ср}} \quad (2.15)$$

Деля обе части выражения (2.15) на $U_{c. \text{ ср}}$ и учитывая (2.5), получим уравнение прямой в отрезках

$$U_{p. \text{ ср}}/U_{c. \text{ ср}} + I_{\sim \text{ ср}}/I_{\sim \text{ к. ср}} = 1. \quad (2.16)$$

В уравнении (2.16) имеются две переменные величины $U_{p. \text{ ср}}$ и $I_{\sim \text{ ср}}$, и чтобы их определить, необходимо составить второе уравнение.

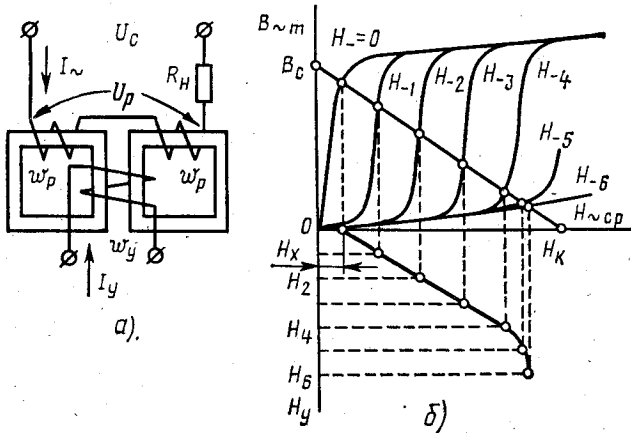


Рис. 2.10. Построение характеристики вход — выход магнитного усилителя с нагрузкой

Роль этого уравнения может выполнить семейство кривых намагничивания соответствующего материала, которое, как сказано в § 2.4, представляет собой, по существу, вольт-амперные характеристики цепи переменного тока усилителя. Для этого нужно в (2.16) лишь перейти от $U_{p. \text{ ср}}$ и $I_{\sim \text{ ср}}$ соответственно к $B_{\sim m}$ и $H_{\sim \text{ ср}}$, т. е.

$$U_{p. \text{ ср}} = 2.4 \omega_p f s B_{\sim m}; \quad U_{c. \text{ ср}} = 2.4 \omega_p f s B_{\sim \text{ см}}; \quad (2.17)$$

$$I_{\sim \text{ ср}} = H_{\sim \text{ ср}} l / \omega_p; \quad I_{\sim \text{ к. ср}} = H_{\sim \text{ к. ср}} l / \omega_p. \quad (2.18)$$

В (2.17) индукция $B_{\sim m}$ соответствует такому идеальному случаю, при котором все напряжение схемы приложено к рабочим обмоткам и для создания магнитного потока из сети потребляется бесконечно малый ток. Напряженность $H_{\sim \text{ к}}$ в (2.18) соответствует другому, тоже идеальному режиму, при котором, несмотря на прохождение тока $I_{\sim \text{ к}}$ по рабочим обмоткам, последние не создают падения напряжения.

После сокращений получаем уравнение нагрузочной прямой

$$B_{\sim m} / B_{\sim \text{ см}} + H_{\sim \text{ ср}} / H_{\sim \text{ к. ср}} = 1, \quad (2.19)$$

с отрезками, отсекаемыми на осях координат,

$$B_{\sim cr} = U_c / (2 \cdot 1,11 \cdot 4 \omega_p / fs), \quad (2.20)$$

$$H_{\sim к. ср} = U_c \omega_p / (1,11 R_N l), \quad (2.21)$$

где U_c — действующее значение напряжения схемы.

Нагрузочная прямая накладывается на семейство кривых намагничивания (рис. 2.10, б). Точки пересечения прямой с кривыми $H_{\sim} = \text{const}$, снесенные на координаты H_y , образуют в четвертом квадранте характеристику усилителя с нагрузкой (сплошная линия) в координатах $H_{\sim ср} = f(H_y)$, которую можно легко пересчитать в характеристику вход — выход $I_{\sim ср} = f(I_y)$, если использовать зависимости между токами и напряженностями (2.10), (2.13) и (2.14).

С помощью нагрузочной прямой удобно выяснить влияние различных факторов на характеристику вход — выход усилителя. Напри-

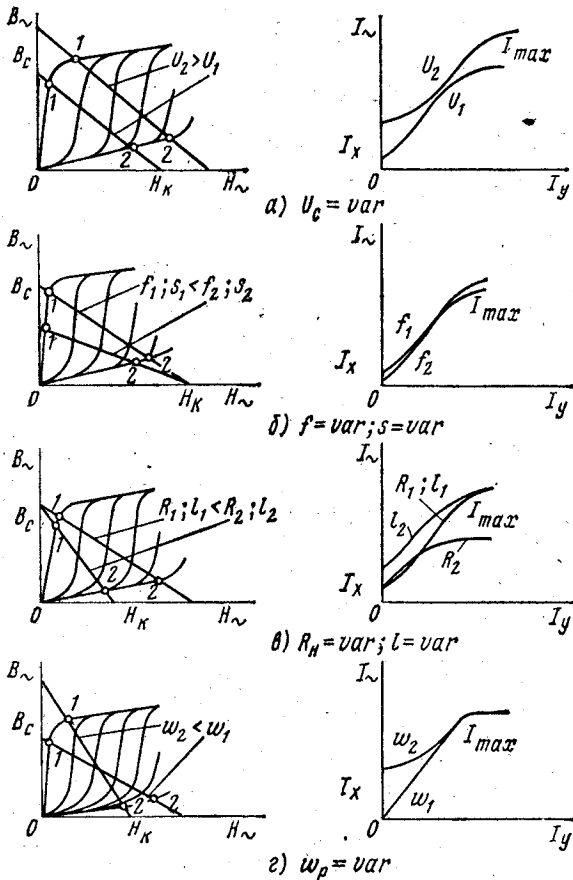


Рис. 2.11. Влияние различных факторов на характеристику вход — выход

мер, при повышении напряжения схемы с U_1 до U_2 (рис. 2.11, а) пропорционально возрастают отрезок B_c , соответствующий уравнению (2.20), и отрезок H_R , соответствующий уравнению (2.21). Точки I , определяющие ток холостого хода, показывают, что повышение питающего напряжения, при котором прямая поднимается выше «колена» кривой намагничивания, может привести к резкому повышению тока холостого хода. В результате кратность регулирования тока в нагрузке

$$k_{кр} = I_{\max}/I_x \quad (2.22)$$

снизится, а при еще больших напряжениях питания схема практически потеряет управляемость. Максимальный ток нагрузки I_{\max} растет пропорционально U_c .

В этом и следующих случаях остальные параметры считаем неизменными.

Подобным образом путем анализа «деформации» нагрузочной прямой на рис. 2.11, б показано, что увеличение частоты питания с f_1 до f_2 почти не сказывается на характеристике усилителя; почти не влияет на характеристику и увеличение сечения сердечников s .

Чрезмерный рост сопротивления нагрузки R_H или увеличение длины средней магнитной линии сердечников l (рис. 2.11, в) приводит к снижению кратности регулирования.

Более сложное действие оказывает уменьшение числа витков рабочих обмоток, например с w_1 до w_2 , приводящее к значительному снижению управляемости (рис. 2.11, г).

Глава 3. Магнитные усилители с внешней обратной связью и с самонасыщением

§ 3.1. Способы осуществления обратной связи

Высокая стабильность характеристики $I_{\sim} = f(I_y)$ магнитных усилителей, отмеченная в § 2.3, позволяет вводить положительную обратную связь, не нарушая устойчивой работы усилителя, в отличие от электронных усилителей, не имеющих такой стабильности. Положительная обратная связь (ПОС) способствует значительному повышению коэффициента усиления усилителя.

Принцип работы усилителя с ПОС можно пояснить следующим образом. Значение тока управления, необходимое для получения тока в нагрузке, определяется импульсом напряженности H_y (см. рис. 2.7, б), которая должна компенсировать действие напряженности H_{\sim} в том сердечнике, где в рассматриваемый полупериод эти напряженности вычитаются.

Такую компенсацию H_{\sim} можно осуществить и с помощью выходного тока I_{\sim} , если его выпрямить и ввести в специальную обмотку обратной связи (ОС) w_{oc} (рис. 3.1, а).

Допустим, что число витков w_{oc} лишь на немного меньше числа витков w_p и, следовательно, один и тот же ток, проходя по обмоткам

ω_{oc} и ω_p , создает напряженность H_{oc} , почти равную напряженности H_{\sim} .

Определяя по правилу буравчика направление напряженностей H_y и H_{oc} (на рис. 3.1 они обозначены стрелками), можно убедиться, что эти направления совпадают. Из рис. 3.1, б видно, что величина напряженности H_y при наличии ПОС составит лишь небольшую часть общей напряженности постоянного поля, равной $H_y + H_{oc}$.

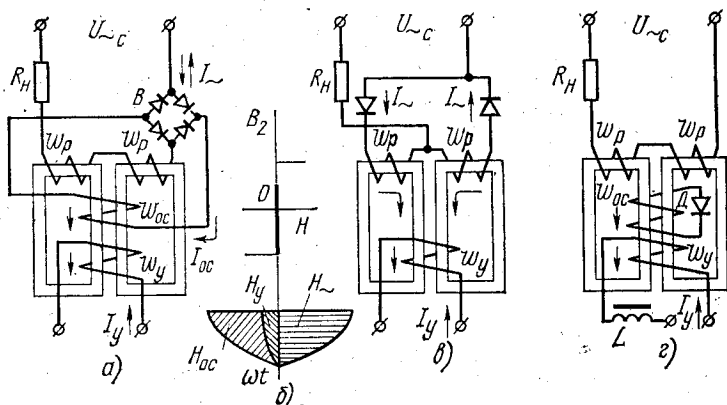


Рис. 3.1. Схемы усилителей, иллюстрирующие способы осуществления обратной связи

Таким образом, выходная величина I_{\sim} , создавая напряженность H_{oc} , как бы подается *обратно* на вход усилителя, действуя совместно с входной величиной I_y . Осуществленную по схеме рис. 3.1, а обратную связь со специальной, *внешней* обмоткой обратной связи называют *внешней обратной связью*.

Тот же эффект получения постоянной составляющей напряженности H_{oc} с помощью выходного тока I_{\sim} можно получить в схеме рис. 3.1, б, где этот ток за счет диодов проходит в положительный полупериод по рабочей обмотке одного, а в отрицательный полупериод — по обмотке другого сердечника. Определяя по правилу буравчика направления напряженностей, создаваемые рабочими обмотками, можно установить, что эти обмотки поочередно создают напряженность, направленную *в одну и ту же сторону относительно обмотки управления*. Следовательно, без внешней обмотки обратной связи (*внутренним* образом) возникает постоянная составляющая напряженности H_{oc} . Такие магнитные усилители называют усилителями с *внутренней обратной связью*. В литературе их часто называют усилителями с *самоподмагничиванием*.

Так как напряжение, приложенное к рабочим обмоткам, в схеме рис. 3.1, в уравнивается лишь одной из них (в зависимости от полупериода), число витков каждой рабочей обмотки в схеме рис. 3.1, в

делают в два раза больше, чем в схеме рис. 3.1, а, где напряжение в любом полупериоде уравнивается двумя последовательно соединенными обмотками ω_p .

Количественно обратная связь характеризуется коэффициентом обратной связи — отношением постоянной составляющей напряженности обратной связи к среднему значению напряженности переменного поля

$$k_{oc} = H_{-oc} / H_{\sim cr} \quad (3.1)$$

Нетрудно заметить, что в схеме с внешней обратной связью величину k_{oc} легко регулировать, меняя число витков в обмотке ω_{oc} . В схеме же усилителя с самонасыщением такой возможности нет, и если диоды близки к идеальным, то среднее значение и постоянная составляющая напряженности рабочей обмотки одинаковы и, следовательно, $k_{oc} \approx 1$.

Еще один способ создания внешней обратной связи (рис. 3.1, з) заключается в однополупериодном выпрямлении диодом D четных гармоник э. д. с., которые наводятся в обмотке ω_{oc} , охватывающей (подобно обмотке управления) оба сердечника. Постоянная составляющая напряженности, создаваемой током, который проходит по обмотке ω_{oc} под действием этих э. д. с., является напряженностью обратной связи. Обязательным условием получения эффекта обратной связи этим способом, называемым связью по четным гармоникам, является режим вынужденного намагничивания (см. § 2.2).

Внешнюю обратную связь рис. 3.1, а называют обратной связью по току, так как она создается всем выпрямленным током нагрузки. Если выпрямитель B подключить параллельно нагрузке R_n , то в обмотку управления будет поступать ток, пропорциональный падению напряжения на нагрузке. Такую обратную связь называют обратной связью по напряжению. В этом случае ток I_{oc} может быть значительно меньше тока нагрузки, но при соответствующем увеличении числа витков ω_{oc} эффект будет прежним.

§ 3.2. Статические характеристики усилителей с внешней обратной связью

Если учесть, что в схеме рис. 3.1, а постоянная составляющая тока обратной связи равна среднему значению тока рабочих обмоток, т. е. $I_{-oc} = I_{\sim cr}$ (фактически I_{-oc} немного меньше $I_{\sim cr}$ из-за неидеальности выпрямителя), то

$$k_{oc} = \frac{I_{-oc} \omega_{oc}}{I} \frac{l}{I_{\sim cr} \omega_p} = \frac{\omega_{oc}}{\omega_p} \quad (3.2)$$

Если напряженность обратной связи действует согласно с напряженностью управления, обратная связь будет положительной, если встречно — отрицательной.

Влияние обратной связи на коэффициенты усиления удобно объяснить аналитически.

Основной закон магнитного усилителя (2.4) при наличии обратной связи записывают в виде

$$I_{\sim \text{cp}} \omega_p = I_y \omega_y \pm I_{-\text{oc}} \omega_{\text{oc}}, \quad (3.3)$$

где знак плюс соответствует положительной, а знак минус — отрицательной обратной связи. Отсюда, считая $I_{\text{oc}} = I_{-\text{oc}}$ и учитывая (2.8), найдем коэффициент усиления по току для положительной обратной связи

$$k_{I \text{ пос}} = \frac{I_{\sim \text{cp}}}{I_y} = \frac{\omega_y}{\omega_p} \frac{1}{1 - \frac{\omega_{\text{oc}}}{\omega_p}} = \frac{\omega_y / \omega_p}{1 - k_{\text{oc}}} = \frac{k_1}{1 - k_{\text{oc}}}. \quad (3.4)$$

Коэффициент усиления по мощности

$$k_p = \frac{I_{\sim \text{cp}}^2 R_H}{I_y^2 R_y} = k_I^2 \frac{R_H}{R_y}. \quad (3.5)$$

Подставляя в (3.5) значение $k_{I \text{ пос}}$ из (3.4), получим

$$k_{p \text{ пос}} = k_I^2 \text{ пос} \frac{R_H}{R_y} = \frac{(\omega_y / \omega_p)^2}{(1 - k_{\text{oc}})^2} \frac{R_H}{R_y} = \frac{k_p}{(1 - k_{\text{oc}})^2}. \quad (3.6)$$

Из выражений (3.4) и (3.6) видно, что ПОС при $k_{\text{oc}} \rightarrow 1$ способствует увеличению коэффициентов усиления (при идеальных сердечниках и вентилях — до бесконечности), особенно коэффициента усиления по мощности.

Влияние обратной связи на характеристику вход — выход реального усилителя, построенную с помощью нагрузочной прямой, показано графически на рис. 3.2, а.

Если масштабы осей одинаковы, то прямая, проведенная под углом

$$\gamma = \text{arctg } k_{\text{oc}} = \text{arctg } \frac{H_{-\text{oc}}}{H_{\sim \text{cp}}}, \quad (3.7)$$

является линией обратной связи.

Из построения видно, что при положительной связи значительная часть напряженности постоянного поля, необходимой для получения тока в нагрузке, соответствующего точке A , создается напряженностью $H_{-\text{oc}}$, равной катету AB треугольника OAB ; напряженность собственно обмотки управления H_y , равная отрезку BC , может быть достаточно малой. Пропорционально уменьшается и ток управления. При отрицательной связи, чтобы создать тот же ток в нагрузке, требуется H_y , равная отрезку BD . Ток управления в этом случае должен возрасти, что соответствует снижению коэффициента усиления.

Характеристикой вход — выход усилителя с ОС может служить та же кривая, что и усилителя без ОС, если за ось ординат принять линию OC , так как от нее отсчитывают значения напряженности управления (рис. 3.2, а). Эту характеристику можно перестроить в пря-

моугольную систему координат. Для этого из ряда точек на оси управления (на рис. 3.2, б показано построение для точек 1 и 2) проводят прямые, параллельные линии OC до пересечения в точках a и b с характеристикой усилителя. Точки пересечения переносят на вертикали, соответствующие точкам 1 и 2. Полученные точки a' и b' являются точками характеристики вход — выход усилителя с обратной связью; по ним можно построить всю характеристику, показанную

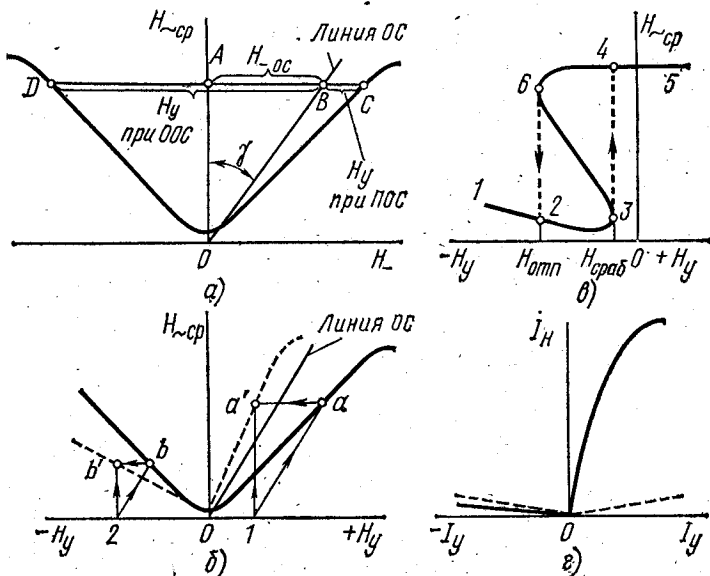


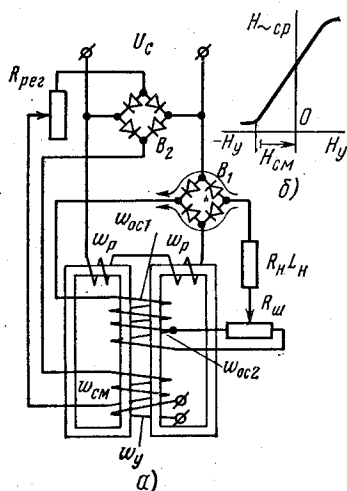
Рис. 3.2. Влияние обратной связи на характеристику вход — выход магнитных усилителей

на рис. 3.2, б пунктиром. При $k_{ос} \leq 0,9$ подобное построение дает хорошее совпадение с экспериментом.

Когда число витков $\omega_{ос}$ больше, чем ω_p , коэффициент $k_{ос}$ больше единицы и линия OC проходит под углом $\gamma > 45^\circ$. Если учесть, что характеристика реального усилителя без OC идет примерно под углом 45° (см. рис. 2.5, д), то линия OC пройдет заведомо ниже этой характеристики. Перестроенная по указанному методу характеристика усилителя с OC принимает в этом случае релейный, петлеобразный вид (рис. 3.2, в). Магнитный усилитель переходит в релейный режим и м. г. е. работает как бесконтактное реле, у которого значения токов управления, создающие напряженности $H_{отп}$ и $H_{сраб}$, соответствуют токам отпускания и срабатывания электромагнитных реле (см. гл. 16). При изменении тока управления от отрицательных значений к положительным и обратно ток в нагрузке изменяется по кривой 1-2-3-4-5-6-2-1, имея резкие скачки 3-4 и 6-2 (показаны пунктиром).

Характеристика усилителя с ОС по четным гармоникам приведена на рис. 3.2, г, где для сравнения пунктиром показана характеристика усилителя без ОС. Коэффициент усиления по мощности в области ПОС растет с повышением отношения ω_{oc}^2/R_{oc} , где R_{oc} — активное сопротивление цепи обратной связи, определяемое сопротивлением обмотки ω_{oc} и диода.

В схемах с внешней ОС для точной регулировки близкого к единице коэффициента обратной связи, который обычно меньше рассчитанного по формуле (3.2) из-за неидеальности диодов и неучтенных потоков рассеяния, количество витков ω_{oc} выполняют несколько больше расчетного, а затем шунтируют обмотку обратной связи регулировочным сопротивлением.



Шунтированная сопротивлением обмотка представляет собой замкнутый контур с малым активным и значительным индуктивным сопротивлениями. Она повышает инерционность усилителя подобно параллельно соединенным обмоткам w_p (см. рис. 2.2, д). Для уменьшения инерционности рекомендуется шунтировать минимально необходимое для регулировки количество витков обмотки ω_{oc2} (рис. 3.3, а). Обычно это 15—20% всего числа витков ω_{oc} . Если принять, например, $R_{ш} = 10R_{oc2}$ и учесть, что сопротивление обмотки пропорционально числу витков, а индуктивность — квадрату числа витков, то для контура $\omega_{oc2} - R_{ш}$ постоянная времени

$$T_{oc2} = \frac{L_{oc2}}{\pi R_{oc2}} = k \frac{\omega_{oc2}^2}{\omega_{oc2}} = k \omega_{oc2}$$

Рис. 3.3. Регулирование коэффициента обратной связи и введение смещения

пропорциональна числу витков шунтированной части обмотки ОС.

Для перемещения характеристики вход — выход магнитного усилителя вдоль оси напряженности управления служит обмотка смещения ω_{cm} , охватывающая, подобно обмоткам управления и обратной связи, оба сердечника. Эту обмотку можно питать постоянным током от специального источника или выпрямленным током от общей сети.

Обмотку смещения часто применяют для перемещения начальной рабочей точки на середину линейного участка (рис. 3.3, б). Такой усилитель можно назвать *полярризованным*, так как при положительных токах управления ток нагрузки растет, а при отрицательных — снижается.

§ 3.3. Динамические характеристики усилителей с внешней обратной связью

Экспериментальные исследования показывают, что инерционность магнитных усилителей в основном определяется отставанием во времени управляющего тока от напряжения на обмотке управления; от-

ставанием же среднего за полупериод значения тока в нагрузке от среднего значения тока управления в этот же полупериод можно пренебречь. Поэтому все соотношения, полученные для статического режима работы, и, в частности, формулы (2.9), (3.4), (3.6) можно считать справедливыми для динамического режима.

Рассмотрим схему рис. 3.1, а, предполагая, что рассеяние отсутствует, а сопротивление цепи управления весьма мало, и оперируя со средними за полупериод значениями токов и напряжений.

Для переходного процесса в цепи управления можно записать

$$2\omega_p s \frac{dB_0}{dt} + R_y I_{y. \text{cp}} = U_{y. \text{cp}}, \quad (3.8)$$

где B_0 — постоянная составляющая индукции каждого из двух сердечников, охватываемых обмоткой управления.

По мере роста I_y в переходном режиме растет и B_0 . На рис. 3.4 показано изменение кривых индукции для трех значений тока I_y , соответствующих кривой первого сердечника B_1 на рис. 2.7, д. Согласно рис. 3.4 индукция B_0 , вычисленная как средняя за период, связана с полным изменением индукции ΔB выражением

$$B_0 = B_s - \frac{\Delta B}{2}.$$

Подставив в (3.8) значение B_0 и учтя, что производная от постоянной величины B_s равна нулю, получим

$$-\omega_p s \frac{d\Delta B}{dt} + R_y I_{y. \text{cp}} = U_{y. \text{cp}}$$

Напряжение $U_{p. \text{cp}}$ на двух последовательно соединенных рабочих обмотках ω_p связано с изменением индукции ΔB выражением

$$U_{p. \text{cp}} = 2 \cdot 2f\omega_p s \Delta B$$

или

$$\Delta B = U_{p. \text{cp}} / (4f\omega_p s). \quad (3.9)$$

Здесь аналогично формуле (2.9) выражение $U_{p. \text{cp}}$ определяется зависимостью

$$U_{p. \text{cp}} = U_{c. \text{cp}} - I_{\sim \text{cp}} R_{\Sigma}. \quad (3.10)$$

Подставляя в дифференциальное уравнение значения ΔB и $U_{p. \text{cp}}$

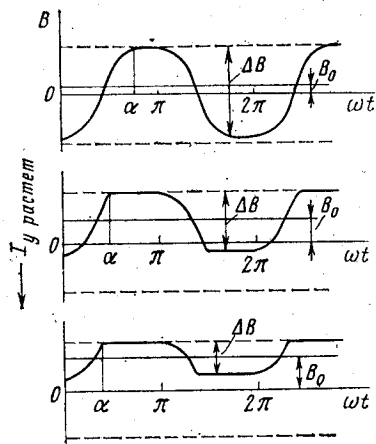


Рис. 3.4. Изменение кривых индукции по мере роста тока управления

из выражений (3.9) и (3.10) и учитывая, что производная от неизменного U_c равна нулю, приведем дифференциальное уравнение к виду

$$\frac{\omega_y R_{\Sigma}}{4f\omega_p} \frac{dl_{\sim \text{cp}}}{dt} + R_y I_{y.\text{cp}} = U_{y.\text{cp}},$$

где $R_{\Sigma} = R_H + 2R_p + R_{oc} + 2R_d$, т. е. равно сумме активных сопротивлений нагрузки, двух рабочих обмоток, обмотки обратной связи и двух открытых вентилях в противоположных плечах выпрямительного моста.

Подставив в него $I_{\sim \text{cp}}$ из формулы (3.4) и введя для реальных усилителей к. п. д. рабочей цепи

$$\eta = \frac{R_H}{R_{\Sigma}} = \frac{R_H}{R_H + 2R_p + R_{oc} + 2R_d}, \quad (3.11)$$

дифференциальное уравнение после несложных преобразований можно привести к виду

$$\frac{(\omega_y/\omega_p)^2 R_H}{(1-k_{oc})^2 R_y} \frac{1-k_{oc}}{4f\eta} \frac{dl_{y.\text{cp}}}{dt} + I_{y.\text{cp}} = \frac{U_{y.\text{cp}}}{R_y}$$

или

$$T \frac{dl_{y.\text{cp}}}{dt} + I_{y.\text{cp}} = \frac{U_{y.\text{cp}}}{R_y}, \quad (3.12)$$

где постоянная времени T с учетом выражения (3.6)

$$T = \frac{k_{p \text{ пос}}}{4f\eta} (1-k_{oc}). \quad (3.13)$$

Подставляя вместо $k_{p \text{ пос}}$ его значение, выраженное через коэффициент усиления по напряжению k_U .

$$k_{p \text{ пос}} = \frac{I_H^2 R_H}{I_Y^2 R_Y} = \frac{U_H I_H}{U_Y I_Y} = k_U \frac{\omega_y/\omega_p}{1-k_{oc}},$$

получим для постоянной времени другое выражение

$$T = \frac{k_U}{4f\eta} \frac{\omega_y}{\omega_p}. \quad (3.14)$$

Уравнение (3.12), выведенное для цепи управления, справедливо и для тока нагрузки в соответствии со сделанным в начале этого параграфа замечанием о связи переходных процессов в цепях управления и переменного тока. Умножив обе части уравнения (3.12) на коэффициент усиления по току k_I , получим уравнение для тока нагрузки

$$T \frac{dl_{H.\text{cp}}}{dt} + I_{H.\text{cp}} = \frac{k_I}{R_y} U_{y.\text{cp}} \quad (3.15)$$

При скачкообразном изменении U_y (т. е. при условии $U_y = 0$ для $t < 0$ и $U_y = \text{const}$ для $t > 0$) решение (3.15), как известно, имеет вид

$$I_{н. ср} = U_y \frac{k_I}{R_y} (1 - e^{-t/T}).$$

Таким образом, при скачкообразном изменении напряжения U_y , приложенного к обмотке управления магнитного усилителя, среднее значение тока в нагрузке изменяется по экспоненте.

В теории автоматического регулирования динамические свойства элементов принято характеризовать передаточной функцией $W(p)$, под которой понимают отношение операторных изображений выходной и входной величин при нулевых начальных условиях.

При нулевых начальных условиях уравнение (3.15) в операторной форме имеет вид

$$(Tp + 1) \bar{I}_{н. ср} = \frac{k_I}{R_y} \bar{U}_{y. ср}, \quad (3.16)$$

где $\bar{I}_{н. ср}$ и $\bar{U}_{y. ср}$ — изображения по Лапласу для тока нагрузки и напряжения управления.

Тогда передаточная функция магнитного усилителя

$$W(p) = \frac{\bar{I}_{н. ср}}{\bar{U}_{y. ср}} = \frac{k_I / R_y}{Tp + 1}. \quad (3.17)$$

Можно показать, что в случае n обмоток управления общая постоянная времени усилителя представляет собой сумму постоянных времени отдельных цепей управления

$$T_{\text{общ}} = \sum_{k=1}^n T_k. \quad (3.18)$$

Изложенное относится не только к цепям управления, но и к любым цепям, обмотки которых охватывают оба сердечника, например к обмотке смещения и шунтированной части обмотки обратной связи (см. рис. 3.3).

Дифференциальные уравнения и передаточные функции остаются справедливыми и в том случае, когда под U_y понимают э. д. с. источника управляющего сигнала, а под R_y — сумму сопротивлений обмотки управления и внутреннего сопротивления этого источника (при условии, что последнее — активное).

Возможны следующие пути уменьшения инерционности магнитных усилителей:

1) применение положительной обратной связи при сохранении неизменным коэффициента усиления по мощности [см. (3.13)]. При введении ПОС для получения заданного тока в нагрузке можно уменьшить число витков обмотки управления, сохраняя неизменными ее сопротивление и ток, а следовательно, и мощность управления. По-

стоянная же времени цепи управления значительно уменьшится, так как она равна отношению индуктивности обмотки управления к ее активному сопротивлению, а индуктивность в свою очередь пропорциональна квадрату числа витков;

2) проектирование усилителя на напряжение питания повышенной частоты (400, 500, 1000 Гц) [см. (3.13)];

3) снижение количества короткозамкнутых контуров и уменьшение их постоянных времени, так как постоянные времени этих контуров, складываясь с основной постоянной времени цепи управления, увеличивают общую инерционность усилителя (3.18). В связи с этим же рекомендуется последовательно с обмоткой смещения включать достаточно большое регулировочное сопротивление $R_{\text{рег}}$ (см. рис. 3.3), снижающее постоянную времени цепи смещения, для чего общее сопротивление цепи смещения, приведенное к обмотке управления, должно быть значительно больше сопротивления цепи управления

$$(R_{\text{рег}} + R_{\text{см}}) \omega_y^2 / \omega_{\text{см}}^2 \gg R_y.$$

§ 3.4. Статические характеристики усилителей с самонасыщением

Анализ усилителей с самонасыщением с помощью идеальной безгистерезисной кривой намагничивания, как было сделано для дроссельных магнитных усилителей, может привести к неопределенным и даже неправильным результатам. Например, если считать для усилителей с самонасыщением $k_{\text{ос}} = 1$ (см. § 3.1), то согласно (3.4) и (3.6) коэффициенты усиления по току и по мощности будут равны бесконечности, что не соответствует действительности.

В усилителях с самонасыщением важную роль играет наличие петли гистерезиса и влияние на ее ширину вихревых токов и магнитной вязкости, поэтому при анализе принята аппроксимация петли гистерезиса по рис. 1.9, в.

Рассмотрим работу элементарной схемы (рис. 3.5, а), которая является основой всех схем усилителей с самонасыщением. Пусть напряжение, питающее рабочую цепь схемы u_c , синусоидально (рис. 3.5, в), а ventиль D — близок к идеальному. Остановимся на режиме вынужденного намагничивания (см. § 2.2) при $I_y = \text{const}$, создающем напряженность H_y .

Работу схемы удобно разделить на рабочий полупериод, когда напряжение схемы u_c открывает ventиль и по нагрузке идет ток, и управляющий полупериод, когда напряжение u_c стремится закрыть ventиль, а индукция приобретает значение, соответствующее напряженности управляющего сигнала H_y .

Примем за исходное положение рабочую точку I на статической петле гистерезиса (рис. 3.5, б). Предположим сначала (для упрощения), что точка I совпадает во времени с началом рабочего полупериода (далее уточним это предположение).

Под действием напряжения u_c , приложенного к обмотке w_p , через открытый в рабочий полупериод ventиль проходит ток i_p , создаю-

ший напряженность H_p (рис. 3.5, а и б), направленную противоположно напряженности H_y и заставляющую рабочую точку перемещаться по частному циклу на участке 1-2. При этом питающее напряжение почти полностью уравнивается на данном участке э. д. с. e (рис. 3.5, з), наводящейся в обмотке w_p . Скорость изменения индукции dB/dt в каждый момент времени определяется мгновенным

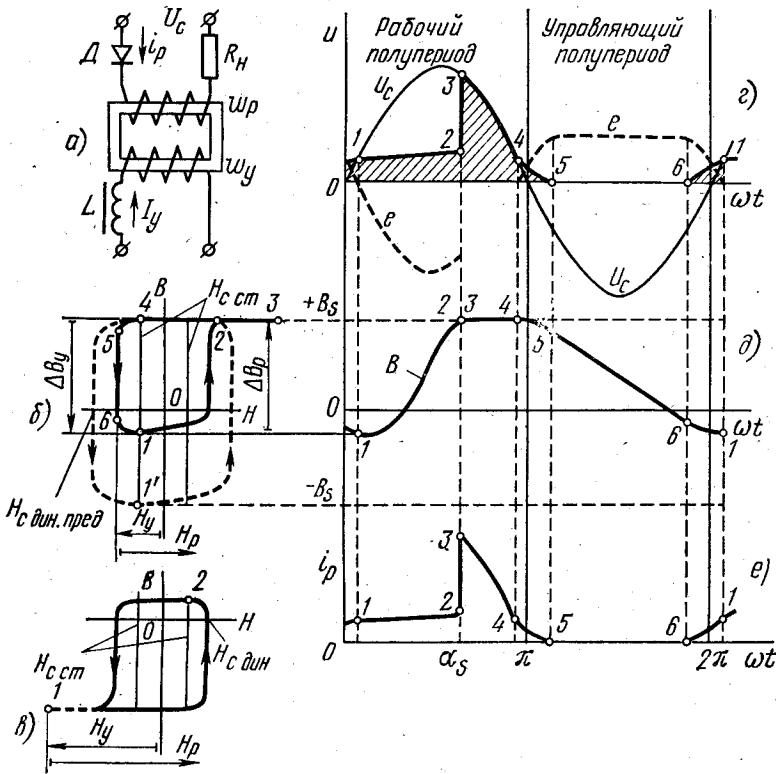


Рис. 3.5. Элементарная схема магнитного усилителя с самонасыщением (а) и ее работа в режиме вынужденного намагничивания при относительно малом (б, г, д, е) и относительно большом (е) токе управления

значением этой э. д. с., а напряженность — частным циклом динамической петли гистерезиса. Ток i_p , пропорциональный напряженности H_p , создает небольшое падение напряжения (заштриховано на рис. 3.5, е) на суммарном активном сопротивлении рабочей цепи, состоящем из сопротивления нагрузки R_H , активного сопротивления рабочей обмотки R_p и активного сопротивления вентиля в открытом состоянии R_d :

$$R_{\Sigma} = R_H + R_p + R_d. \quad (3.19)$$

В момент времени, обозначенный α_s на рис. 3.5, индукция достигает насыщения (точка 2 на рис. 3.5, д) и, следовательно, перестает изменяться. Э. д. с. e падает до нуля, переставая уравнивать напряжение u_c . Ток i_p скачком возрастает (участок 2-3 на рис. 3.5, е) и напряжение u_c в оставшуюся часть рабочего полупериода полностью уравнивается падением напряжения на суммарном активном сопротивлении рабочей цепи. При этом рабочая точка перемещается по насыщенному участку петли гистерезиса (принятому горизонтальным) сначала на участке 2-3 (рис. 3.5, б), а затем по мере уменьшения напряжения u_c и пропорционального ему тока i_p на участке 3-4, достигая в точке 4 начала нисходящего (вертикального) участка статической петли.

Казалось бы, что ток i_p в рабочей цепи должен прекратиться и вентиль запереться в момент π перехода питающего напряжения через нуль. Однако, начиная с момента 4, под действием разности напряженностей $H_y - H_p$ (имеются в виду их абсолютные значения) сердечник начинает размагничиваться, т. е. рабочая точка опускается по нисходящему участку петли гистерезиса (участок 4-5 на рис. 3.5, б). Индукция на этом участке изменяется и в обмотке w_p наводится э. д. с., поддерживающая ток i_p в рабочей цепи (см. рис. 3.5, з, д и е).

Когда напряжение u_c (оно отрицательно в управляющий полупериод и стремится запереть вентиль) будет по абсолютной величине больше э. д. с. e , вентиль заперется и ток i_p прекратится (точка 5). На участке 5-6 сердечник находится под действием только H_y , которая и определяет скорость изменения индукции на этом участке. При принятой прямоугольной аппроксимации петли гистерезиса эта скорость $\Delta B/\Delta t$ (а значит, и э. д. с. e) будет постоянной и ее величина будет определяться шириной динамической петли (см. рис. 1.12) в точке $H_y = H_{c \text{дин}}$.

К концу управляющего полупериода, когда напряжение u_c станет меньше э. д. с. e (рис. 3.5, з), вентиль снова может открыться (точка 6) и появиться ток i_p . Разность напряженностей $H_y - H_p$ будет уменьшаться, а скорость изменения индукции и э. д. с. — снижаться (участок 6-1), пока в точке 1 индукция не достигнет статической петли гистерезиса и э. д. с. в обмотке w_p не обратится в нуль. Таким образом, процесс размагничивания может закончиться (точка 1) лишь в начале следующего, рабочего полупериода.

Назовем *выходным напряжением* падение напряжения, создаваемое током i_p на суммарном активном сопротивлении рабочей цепи (3.19). Управление этим напряжением происходит следующим образом. При большем (по абсолютному значению) токе, а значит, и напряженности управления размагничивание будет происходить по более широкой петле гистерезиса и (ср. рис. 1.12) с большей скоростью изменения индукции, точка 1 в управляющий полупериод опустится ниже и в рабочий полупериод индукция дольше будет находиться на участке 1-2. Рабочая точка позднее достигнет точки насыщения 2, угол α_s увеличится и выходное напряжение (заштрихованная площадь) станет меньше.

На рис. 3.5, б пунктиром показано перемещение рабочей точки по предельному для данной частоты питающего напряжения циклу, при котором в точке 1' индукция достигает насыщения B_s . Ширина предельного цикла характеризуется напряженностью $H_{с. дин. прѣд.}$. В этом случае, очевидно, э. д. с. рабочей обмотки уравнивает наибольшую возможную часть напряжения U_c и выходное напряжение станет минимальным (режим холостого хода).

При уменьшении по абсолютному значению тока управления напряжением на выходе возрастает, достигая наибольшего значения при напряженности H_y , соответствующей точке 4, когда рабочая точка будет перемещаться только по насыщенному горизонтальному участку петли 4-3-4, не достигая нисходящей ее части.

Выходное напряжение будет оставаться наибольшим и при $H_y \gg 0$, потому что размагничивания в управляющий полупериод происходить не будет.

Определим выходное напряжение как разность между напряжением, питающим схему u_c , и напряжением на рабочей обмотке $u_p = -e$:

$$u_{\text{вых}} = u_c - u_p = u_c - \omega_p s \frac{dB}{dt}. \quad (3.20)$$

Пренебрежем падением напряжения на сопротивлении R_{Σ} , которое создается током i_p на участках 6-1 и 4-5, так как в реальных усилителях ток на этих участках несравнимо меньше тока на участке 2-3-4. Тогда, заменяя $t = \alpha/\omega$ и интегрируя от $\alpha = 0$ до $\alpha = \pi$, получим из (3.20) среднее за период значение $U_{\text{вых. ср}}$ в виде

$$\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} u_{\text{вых}} d\alpha = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} u_c d\alpha - \frac{1}{2\pi} \omega \omega_p s \int_0^{\pi} \frac{dB}{d\alpha} d\alpha. \quad (3.21)$$

Учтя, что $\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} u_c d\alpha = U_{c. \text{ ср}}$ — среднее значение напряжения схемы, а $\int_0^{\pi} \frac{dB}{d\alpha} d\alpha = \Delta B_p = |\Delta B_y|$ — изменение индукции (рис. 3.5, б), и заменив в (3.21) $\omega = 2\pi f$, получим среднее значение напряжения на выходе

$$U_{\text{вых. ср}} = U_{c. \text{ ср}} / 2 - f \omega_p s |\Delta B_y|. \quad (3.22)$$

Используя выражение к. п. д. рабочей цепи

$$\eta = \frac{R_H}{R_{\Sigma}} = \frac{R_H}{R_H + R_p + R_d}, \quad (3.23)$$

напряжение на нагрузке можно выразить формулой

$$U_{н. \text{ ср}} = \eta U_{\text{вых. ср}} = \eta \left(\frac{U_{c. \text{ ср}}}{2} - f \omega_p s |\Delta B_y| \right). \quad (3.24)$$

Предельно допустимое напряжение $U_{с.ср.пред}$ определяется из условия, что рабочая точка движется по предельной петле гистерезиса, опускаясь в управляющий полупериод до значения индукции насыщения $-B_s$ и достигая точки 2 лишь в момент времени $\omega t = \pi$. Если принять при этом, что $U_{н.ср} \approx 0$, а $\Delta B_y = 2B_s$, то среднее значение такого напряжения

$$U_{с.ср. пред} = 2f\omega_p s |2B_s| = 4f\omega_p s B_s. \quad (3.25)$$

Рассмотренный режим работы сохраняется до значения напряженности H_y , при которой рабочая точка в управляющий полупериод достигает точки 1' (рис. 3.5, б). При больших отрицательных значениях H_y режим работы схемы рис. 3.5, а принципиально меняется. При этом характер процессов напоминает работу магнитного усилителя, показанную на рис. 2.4, когда H_p «возвращает» рабочую точку на вертикальный отрезок петли гистерезиса.

На рис. 3.5, в приведен частный динамический цикл такого режима. В управляющий полупериод рабочая точка достигает положения 1, находящегося на насыщенном участке петли. Поэтому в рабочий полупериод, пока ток i_p не создает напряженность

$$H_p = H_y + H_{с.дин}, \quad (3.26)$$

напряжение U_c будет уравниваться активным падением напряжения на R_2 под действием тока i_p . Если питающее схему напряжение равно предельному (3.25), то под действием «оставшейся» части неуравновешенного напряжения U_c рабочая точка, поднимаясь по правой ветви динамического частного цикла, к концу рабочего полупериода не достигнет насыщения (точка 2 на рис. 3.5, в). В следующий управляющий полупериод рабочая точка снова вернется в исходное положение 1.

Пренебрежем динамическим расширением петли гистерезиса, т. е. примем, что $H_{с.дин} \approx H_{с.ст}$. Тогда, заменяя в уравнении (3.26) напряженность H_y на н. с. обмотки управления, а напряженность H_p на среднюю за рабочий полупериод н. с. рабочей обмотки, деленные на l ,

$$\frac{I_{н.ср} \omega_p}{l} = \frac{I_y \omega_y}{l} + H_{с.}, \quad (3.27)$$

находим среднее за период значение тока в нагрузке

$$I_{н.ср} \approx \frac{1}{2} \left(I_y \frac{\omega_y}{\omega_p} + \frac{H_{с.} l}{\omega_p} \right). \quad (3.28)$$

В рассмотренной элементарной схеме в обмотке ω_y наводится переменная э. д. с. Для ее уменьшения магнитные усилители с самонасыщением выполняют из двух элементарных схем (см. рис. 3.1, в). Обмотки ω_p и диоды соединяют так, чтобы в одно и то же время один из сердечников находился в состоянии управляющего полупериода, а другой — рабочего. Так как кривые изменения индукции в рабочий и управляющий полупериоды близки по своему характеру (рис. 3.5, д) и направлены в противоположные стороны, то их действие на об-

мотку управления частично компенсируется и в ней наводятся только четные гармоники э. д. с., а основная и нечетная гармоники подавляются, как в дроссельном усилителе.

Если усилитель работает в режиме вынужденного намагничивания, то можно считать, что процессы в каждом сердечнике аналогичны рассмотренным на рис. 3.5, но сдвинуты на полпериода. Так как

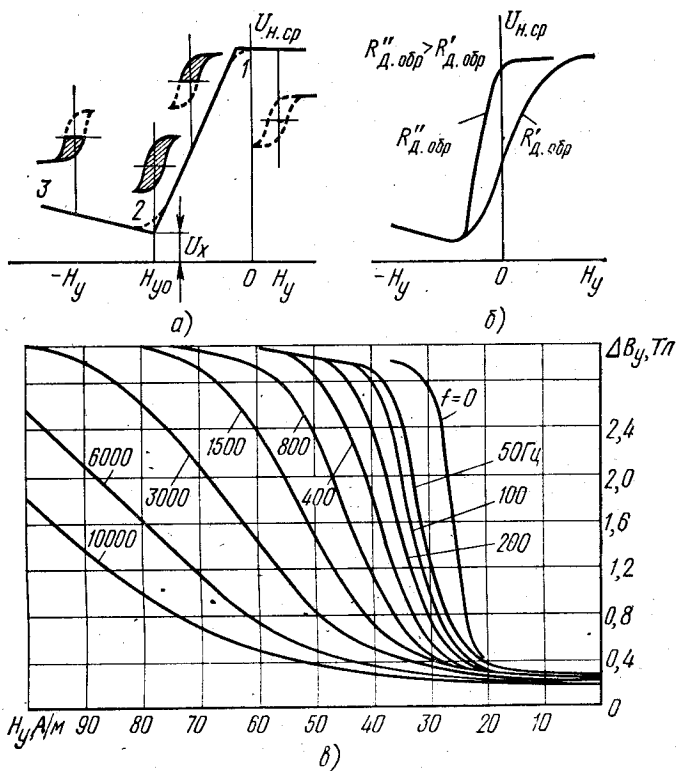


Рис. 3.6. Характеристики усилителя с самонасыщением: а — характеристика вход — выход; б — влияние обратного сопротивления диодов на характеристику вход — выход; в — семейство динамических кривых размагничивания стали Э310 (лента толщиной 0,08 мм) при различных частотах перемагничивания

схема на двух сердечниках в отличие от элементарной схемы двухполупериодная, среднее значение напряжения на нагрузке удваивается:

$$U_{н. ср} = \eta U_{вых. ср} = \eta (U_{с. ср} - 2f\omega_p s |\Delta B_y|). \quad (3.29)$$

Аналогично удваивается и ток в нагрузке при больших отрицательных напряжениях управления

$$I_{н. ср} \approx I_y \frac{\omega_y}{\omega_p} + \frac{H_c l}{\omega_p}. \quad (3.30)$$

Если за выходную величину в схеме рис. 3.1, *в* принять напряжение, то характеристика вход — выход усилителя с самонасыщением примет вид, показанный на рис. 3.6; *а*. На участке 1-2 напряжение на выходе определяется выражением (3.29), а на участке 2-3 выражением (3.30), умноженным на R_{Σ} :

$$U_{н. ср} = I_{н. ср} R_{\Sigma} = \left(I_y \frac{\omega_y}{\omega_p} + \frac{H_c l}{\omega_p} \right) R_{\Sigma}. \quad (3.31)$$

На рис. 3.6, *а* характеристика реального усилителя дана пунктиром; на вынесенных петлях гистерезиса заштрихованы частные циклы, соответствующие работе усилителя на различных участках характеристики вход — выход.

Важно отметить принципиальную разницу в работе усилителя на участках 1-2 и 2-3. На участке 2-3 усилитель работает подобно усилителю без обратной связи. Так, если принять коэрцитивную силу $H_c = 0$ (что будет достаточно точно при относительно больших напряжениях управления), то выражение (3.30) переходит в выражение (2.8). Поэтому к участку 2-3 характеристики вход — выход применим вывод, сделанный в § 2.2, и можно сказать, что *при больших отрицательных напряжениях управления усилитель с самонасыщением является управляемым источником тока*: ток нагрузки определяется током управления и не зависит от сопротивления нагрузки, напряжения схемы и других факторов.

На участке 1-2 не ток, а напряжение на выходе усилителя определяется током управления — в выражении (3.29) величина ΔB_y , характеризующая напряжение $U_{н. ср}$, зависит только от управляющего тока. Таким образом, *на участке 1-2 усилитель с самонасыщением является управляемым источником напряжения*, а ток в нагрузке зависит от сопротивления нагрузки. Заметим, однако, что на этом участке усилитель не отличается той стабильностью при изменении напряжения схемы, которая свойственна усилителю без обратной связи, что ясно из формулы (3.29).

Коэффициент усиления на участке 1-2 на несколько порядков выше, чем на участке 2-3, поэтому усилитель используют именно на участке 1-2. Крутизна этого участка характеристики зависит от многих факторов: типа магнитного материала, толщины материала, частоты питающей сети, качества вентиля и т. п., которые можно учесть экспериментально. Для этого на модели магнитного усилителя с самонасыщением в условиях, максимально приближенных к условиям работы будущего усилителя, по схеме, подобной схеме на рис. 2.8, снимается динамическая кривая размагничивания $\Delta B_y(f, H_y)$. Значение изменения индукции ΔB_y вычисляют по формуле

$$\Delta B_y = E_{ср} / (4\omega_n fs), \quad (3.32)$$

где $E_{ср}$ определяют с помощью выражения (2.11).

По динамической кривой размагничивания можно с достаточной точностью построить основной участок 1-2 характеристики усилите-

ля, спроектированного на такую частоту сети и при такой толщине материала, для которых снималась эта кривая.

Наряду со свойствами магнитного материала большое влияние на крутизну характеристики вход — выход оказывает обратное сопротивление диодов. Так, обратный ток диода, проходящий по рабочей обмотке, способствует размагничиванию сердечника, т. е. увеличивает

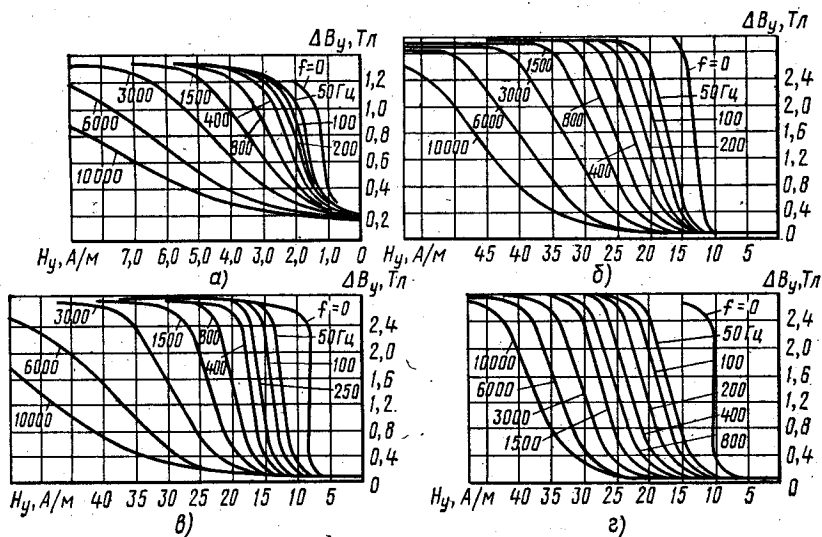


Рис. 3.7. Семейства динамических кривых размагничивания трех видов пермаллоя:

а — 79НМ с толщиной ленты 0,05 мм; б — 50НП с 0,05 мм; в — 34НКМП с 0,05 мм; г — 34НКМП с 0,02 мм

ет ΔB_y , а значит, снижает $U_{\text{вых}}$. На рис. 3.6, б показано качественное влияние обратного сопротивления диодов на характеристику вход — выход.

Чтобы обратное сопротивление диода мало влияло на характеристику вход — выход, должно выполняться условие

$$I_{\text{обр}}\omega_p/l \ll H_c. \quad (3.33)$$

На рис. 3.6, в и 3.7 приведены семейства динамических кривых размагничивания для электротехнической стали и трех видов пермаллоя, снятых на кольцевых сердечниках в диапазоне частот от 50 Гц до 10 кГц [1.7]. Для сплава 34НКМП наглядно видно, как изменяется динамическая кривая размагничивания за счет влияния вихревых токов при одних и тех же частотах в зависимости от толщины ленты.

Усилители с самонасыщением и выходом постоянного (выпрямленного) тока можно выполнить по схемам рис. 3.8, а — в. Схемы имеют приблизительно одинаковые характеристики вход — выход, которые можно построить по кривой размагничивания.

В первом приближении для расчета характеристик вход — выход всех схем рис. 3.8 можно использовать динамические кривые размаг-

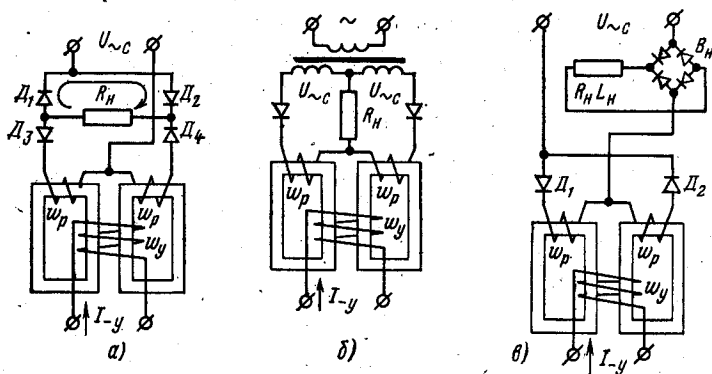


Рис. 3.8. Схемы усилителей с самонасыщением и выходом постоянного тока

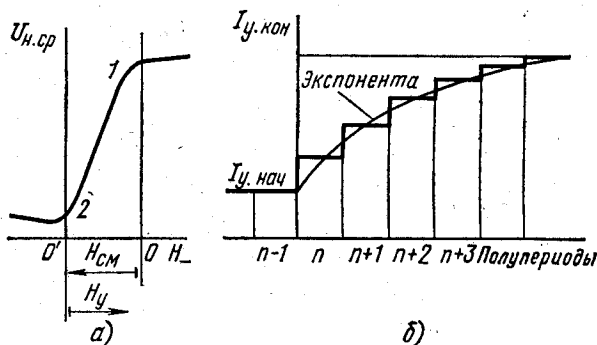


Рис. 3.9. Смещение характеристики вход — выход (а) и переходный процесс (б) в усилителе с самонасыщением

ничивания (см. рис. 3.7) с указанной регулировкой смещения, которое часто подбирают так (рис. 3.9, а), чтобы увеличению тока управления соответствовало возрастание напряжения на нагрузке.

§ 3.5. Динамические характеристики усилителей с самонасыщением

Рассмотрим переходные процессы в усилителях с выходом постоянного тока (рис. 3.8). Учитывая, что усилитель с самонасыщением на основном участке 1-2 статической характеристики (рис. 3.9, а) является управляемым источником напряжения, найдем связь в переходном процессе между напряжением на нагрузке усилителя и сигналом на его входе. Вначале определим связь между напряжением на нагрузке и током управления, т. е. в рабочей цепи, а затем — между током

управления и напряжением управляющего сигнала, т. е. в цепи управления [1.7]. Как и в дроссельных магнитных усилителях, будем оперировать средними за полупериод значениями переменных и считать для динамического режима справедливыми уравнения статического режима.

Считая в переходном процессе (3.29) справедливым, для n -го полупериода запишем

$$U_{н. ср}(n) = \eta [U_{с. ср} - 2f\omega_p s \Delta B_p(n)],$$

где $U_{н. ср}(n)$ — среднее значение напряжения на нагрузке в n -й полупериод; $\Delta B_p(n)$ — изменение индукции в n -й полупериод в сердечнике, для которого этот полупериод является рабочим.

Так как изменение индукции сердечника в рабочий полупериод равно по абсолютной величине значению индукции в управляющий, т. е. $(n-1)$ -й для данного сердечника полупериод

$$\Delta B_p(n) = |\Delta B_y(n-1)|,$$

то

$$U_{н. ср}(n) = \eta [U_{с. ср} - 2f\omega_p s |\Delta B_y(n-1)|].$$

Условимся, что переходный процесс протекает достаточно медленно, так что связь между $\Delta B_y(n-1)$ и средним значением тока (а значит, и напряженности) управления $H_y(n-1)$ определяется динамической кривой размагничивания. Найдем коэффициент связи между приращениями напряжения на нагрузке и тока управления, имеющий размерность сопротивления:

$$K_R = \frac{\Delta U_{н. ср}}{\Delta I_y} = \frac{2\eta f\omega_p s \omega_y}{l} \frac{\partial \Delta B_y}{\partial H_y}.$$

Здесь $\frac{\partial \Delta B_y}{\partial H_y}$ — крутизна кривой размагничивания на участке, соответствующем значениям ΔB_y и H_y , для которых определяется переходный процесс.

Переходя от абсолютных значений $U_{н. ср}$ к приращениям, получим

$$\Delta U_{н. ср}(n) = K_R \Delta I_y(n-1). \quad (3.34)$$

Таким образом, динамические свойства рабочей цепи характеризуются запаздыванием на полупериод изменений выходного напряжения от соответствующих изменений тока управления.

Используя теорему смещения в вещественной области, запишем (3.34) в изображениях по Лапласу

$$\Delta \bar{U}_{н. ср} = K_R \Delta \bar{I}_y e^{-\tau s}, \quad (3.35)$$

где $\Delta \bar{U}_{н. ср}$ и $\Delta \bar{I}_y$ — изображения по Лапласу средних за полупериод напряжения на нагрузке и тока управления; τ — смещение, равное половине периода питающей сети, $\tau = T/2 = 1/(2f)$.

Из (3.35) следует, что передаточная функция рабочей цепи

$$W_p(p) = \frac{\Delta \bar{U}_{н. \text{ ср}}}{\Delta \bar{I}_y} K_R e^{-p\tau}. \quad (3.36)$$

Рассмотрим теперь связь между током управления и напряжением сигнала, подаваемого к обмотке управления.

Процесс в цепи управления описывается уравнением

$$\omega_y s \left(\frac{dB_{y1}}{dt} + \frac{dB_{p2}}{dt} \right) + R_y i_y = u_y, \quad (3.37)$$

где B_{y1} — индукция одного сердечника, находящегося в состоянии управляющего полупериода; B_{p2} — индукция другого сердечника, находящегося в этот момент в состоянии рабочего полупериода; R_y — общее сопротивление цепи управления, включающее внутреннее сопротивление датчика напряжения управляющего сигнала.

Проинтегрируем (3.37) за n -й полупериод и разделим на π , чтобы определить среднее значение величин:

$$\frac{1}{\pi} \omega_y s \int_{(n-1)\pi}^{n\pi} \left(\frac{dB_{y1}}{dt} + \frac{dB_{p2}}{dt} \right) d\alpha + \frac{1}{\pi} \int_{(n-1)\pi}^{n\pi} R_y i_y d\alpha = \frac{1}{\pi} \int_{(n-1)\pi}^{n\pi} u_y d\alpha,$$

где $d\alpha = \omega dt = 2\pi f dt$.

Учитывая, что

$$\Delta B_p(n) = -\Delta B_y(n-1),$$

получим

$$2f\omega_y s [\Delta B_{y1}(n) - \Delta B_{y2}(n-1)] + R_y I_y(n) = U_y(n), \quad (3.38)$$

где $U_y(n)$ и $I_y(n)$ — средние за n -й полупериод значения напряжения и тока в цепи управления.

В установившемся режиме разность, стоящая в квадратных скобках, равна нулю и ток I_y определяется только величиной сигнала U_y и сопротивлением R_y . Изменения индукций первого и второго сердечников равны и связаны с током I_y динамической кривой размагничивания.

Предположим, что в начале n -го полупериода скачком увеличился сигнал U_y . Этот скачок вызовет увеличение тока $I_y(n)$ и индукции $\Delta B_{y1}(n)$. Однако ток управления не сможет достигнуть в этот же полупериод установившегося значения, соответствующего новой величине напряжения U_y . Это объясняется тем, что часть напряжения уравновесится противо-э. д. с., пропорциональной разности индукций

$$[\Delta B_{y1}(n) - \Delta B_{y2}(n-1)].$$

Появление разности индукций обусловлено величиной $\Delta B_{y2}(n-1)$, соответствующей прежнему, начальному значению сигнала U_y и тока I_y . В результате переходный процесс занимает несколько полупериодов (рис. 3.9, б); после его окончания I_y и $\Delta B_{y1} = \Delta B_{y2}$ принимают конечные значения, соответствующие новому сигналу U_y .

Поскольку динамическая кривая размагничивания нелинейна, уравнение (3.38) представляет собой нелинейное уравнение первого порядка в конечных разностях, которое в общем случае решают лишь численными методами. Линеаризованное и записанное в приращениях, оно принимает вид

$$2fL_y[\Delta I_y(n) - \Delta I_y(n-1)] + R_y\Delta I_y(n) = \Delta U_y(n), \quad (3.39)$$

где индуктивность обмотки управления

$$L_y = \omega_y s \frac{\partial \Delta B_y}{\partial I_y} = \frac{\omega_y^2 s}{l} \frac{\partial \Delta B_y}{\partial H_y}.$$

Если переходный процесс протекает достаточно медленно и можно не учитывать дискретный характер процессов в усилителе, то конечные приращения тока управления за полупериод можно заменить дифференциальными, т. е.

$$\frac{\Delta I_y}{T/2} = \frac{\Delta I_y}{1/(2f)} \rightarrow \frac{d\Delta I_y}{dt},$$

и (3.39) примет вид

$$L_y \frac{d\Delta I_y}{dt} + R_y \Delta I_y = \Delta U_y.$$

Его решением является экспонента с постоянной времени

$$T = \frac{L_y}{R_y} = \frac{\omega_y^2 s}{l R_y} \frac{\partial \Delta B_y}{\partial H_y}. \quad (3.40)$$

Передаточная функция цепи управления, связывающая изображение по Лапласу приращений тока управления с приращениями напряжения сигнала,

$$W_y(p) = \frac{\Delta \bar{I}_y}{\Delta \bar{U}_y} = \frac{1/R_y}{Tp + 1}, \quad (3.41)$$

а передаточная функция усилителя в целом, связывающая изображение напряжения на нагрузке с напряжением сигнала

$$W(p) = \frac{\Delta \bar{U}_{н. \text{ ср}}}{\Delta \bar{U}_y} = W_p(p) W_y(p) = \frac{K_R R_y}{Tp + 1} e^{-p \frac{1}{2f}}. \quad (3.42)$$

Постоянная времени может быть преобразована, если заменить напряженность управления током I_y и вместо приращения ΔB_y подставить его значение, найденное из (3.29):

$$T = \frac{\omega_y}{2f\eta\omega_p} \frac{dU_{н. \text{ ср}}}{d(I_y R_y)} = \frac{k_U}{2f\eta} \frac{\omega_y}{\omega_p}. \quad (3.43)$$

Уравнение (3.39) справедливо и в том случае, когда под U_y понимают э. д. с. источника сигнала, а под R_y — общее сопротивление цепи управления, включая источник сигнала.

§ 3.6. Сравнение усилителей с внешней обратной связью с усилителями с самонасыщением

Идентичный характер кривых изменения индукции (ср. рис. 3.4 и 3.5) свидетельствует о близости характеристик усилителей с самонасыщением и с внешней обратной связью, когда эта связь положительна и $k_{oc} = 1$.

Как показывают эксперименты, вид статических характеристик и коэффициенты усиления усилителей с внешней ОС и с самонасыщением достаточно близки.

Выражения для постоянных времени, характеризующие динамические свойства этих усилителей [ср. формулы (3.14) и (3.43)], одинаковы, если учесть, что число витков рабочей обмотки усилителя с самонасыщением в два раза больше числа витков рабочей обмотки усилителя с внешней обратной связью при прочих равных условиях (см. § 3.1).

Преимуществом усилителей с самонасыщением является их способность отдавать в нагрузку примерно в полтора раза большую мощность по сравнению с усилителем с внешней обратной связью тех же габаритов.

Допустим, что один и тот же усилитель, имеющий четыре обмотки с одинаковым числом витков, соединен по схеме с внешней (рис. 3.10, а) или внутренней (рис. 3.10, б) обратной связью. Тогда в схеме рис. 3.10, а в режиме короткого замыкания ток нагрузки в каждый полупериод проходит по четырем обмоткам (две w_p и две w_{noc}), в которых выделяется мощность $4I_n^2 R_w$, греющая обмотки усилителя, где R_w — сопротивление каждой из четырех обмоток. В схеме же рис. 3.10, б в каждый полупериод ток проходит лишь по двум из четырех обмоток. При одинаковой степени нагрева максимальный ток нагрузки может быть увеличен в $\sqrt{2}$ раз; при этом мощность $2(\sqrt{2}I_n)^2 R_w$, выделяющаяся в виде тепла в обмотках, сохраняется неизменной. Так как напряжение U_c в схемах рис. 3.10 одинаково, а в режиме короткого замыкания оно практически целиком приложе-

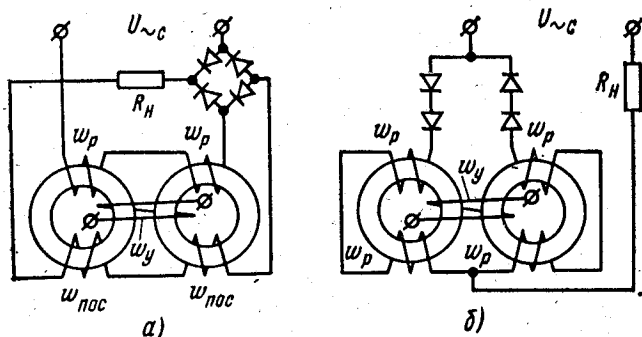


Рис. 3.10. Схемы усилителя с четырьмя обмотками:
а — с внешней обратной связью; б — с самонасыщением

но к нагрузке, очевидно, что во втором случае мощность в нагрузке возрастает в $\sqrt{2}$ раз. Это преимущество усилителей с самонасыщением привело к широкому их применению.

Преимуществом усилителей с внешней обратной связью является их большая гибкость в построении схем. Например, при нагрузке переменного тока, выполнив внешнюю обратную связь по напряжению (см. § 3.1), в обмотку обратной связи можно подавать лишь небольшую часть общего тока нагрузки с использованием диодов небольшой мощности, в то время как в усилителях с самонасыщением диоды должны пропускать весь ток нагрузки.

§ 3.7. Основы расчета усилителей

Как отмечалось ранее, точный расчет магнитных усилителей из-за сложной несинусоидальной формы кривых токов и напряжений практически невозможен.

Наиболее приемлемы в инженерной практике графо-аналитические методы, в которых используют метод подобия (см. § 2.4).

В литературе рассмотрены различные варианты метода подобия, позволяющие рассчитывать усилители на максимальную мощность, минимальный объем стали и т. д. [1.5, 1.6]. Однако эти расчеты связаны, как правило, с построением вспомогательных кривых, которые не показывают непосредственной связи между магнитными и электрическими величинами.

Рассмотренный в данном параграфе метод подобия подчеркивает такую связь и поэтому имеет преимущества перед другими, более сложными вариантами. Метод представляет собой дальнейшее развитие методики, предложенной Б. С. Сотсковым [6]. Расчет ведется с допущениями, сформулированными в § 2.5, по нагрузочной прямой. Обычно, сравнив два-три варианта расчетов, можно установить лучший с точки зрения, например, массы и габаритов усилитель.

При расчете магнитных усилителей важным является выбор магнитного материала. Для маломощных усилителей с большими коэффициентами усиления по мощности целесообразно применять железоникелевые сплавы 79НМ и 80НХС. Меньшие массу и объем сердечников мощных магнитных усилителей можно получить при изготовлении их из электротехнических сталей, индукция насыщения которых наиболее высока. Наилучшим материалом этой группы являются холоднокатаные, текстурованные стали (Э310, Э320 и т. п.).

Электротехнические стали целесообразно использовать для усилителей при мощностях в нагрузке от нескольких ватт до киловатт и выше.

Для мощностей в нагрузке от долей ватта до десятков ватт и при высоких требованиях к характеристике вход — выход (линейность, высокий коэффициент усиления) изготавливать сердечники целесообразно из пермаллоев 50НП и 65НП, обладающих прямоугольной петлей гистерезиса.

Для предотвращения влияния вихревых токов (см. § 1.3), в значительной степени ухудшающих магнитные свойства материала, важно правильно выбрать его толщину.

Допустимую толщину листа d (в мм) для пермаллоев можно определить по формуле (1.11), приведенной к виду

$$d \leq k / \sqrt{f},$$

где k — постоянный коэффициент; f — частота, Гц.

Значения коэффициента k для различных марок пермаллоя

50 НП	1,9
65 НП	0,7
79 НМ	1,8
80 НХС	1,7

Рассмотрим метод расчета усилителя, выполненного на двух Ф- или Ш-образных сердечниках, набираемых из пластин (пакетов).

Примем за основной размер a ширину среднего стержня Ф- и Ш-образных сердечников (рис. 3.11).

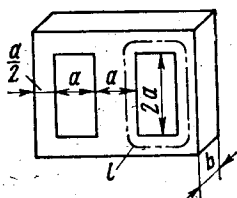


Рис. 3.11. Размеры Ш-образного сердечника

Толщина пакета

$$b = k_b a, \quad (3.44)$$

где $k_b = 0,5 \div + 2$ — коэффициент толщины пакета.
Длина средней магнитной линии

$$l = k_l a, \quad (3.45)$$

где k_l — коэффициент длины средней магнитной линии (для Ш-образных сердечников с соотношением размеров, указанных на рис. 3.11, $k_l = 7,57$).

Разделим и умножим правую часть формулы.

$$U_c = 2 \cdot 4,44 \omega_p / s B_{cm}$$

на l и выразим s и l через размер a :

$$U_c = 2 \cdot 4,44 (\omega_p / l) f k_b k_l a^3 B_{cm};$$

откуда основной размер сердечника (в см)

$$a = \sqrt[3]{\frac{U_c 10^4}{2 \cdot 4,44 (\omega_p / l) f k_b k_l B_{cm}}}, \quad (3.46)$$

где U_c , В; f , Гц; B_{cm} , Тл; ω_p / l , см⁻¹.

Величины, входящие в формулу, находят следующим образом. Предположим, что усилитель выполнен по схеме рис. 3.3; a .

Прежде всего определяем напряжение U_c , которое надо подать на схему усилителя с нагрузкой,

$$U_c = (1,2 \div 2,0) 1,11 I_{n \max} R_n \quad (3.47)$$

и устанавливаем, необходим ли питающий трансформатор.

Коэффициент запаса $(1,2 \div 2,0)$ вводят для учета той части напряжения U_c , которая остается приложенной к рабочим обмоткам усилителя и к выпрямителю при максимальном токе нагрузки.

Габариты и масса усилителя во многом зависят от выбора B_c и H_k .

Индукцию B_c нужно выбрать возможно ближе к верхнему «колену» кривой намагничивания при $H_c = 0$. Однако это может привести (см. рис. 2.11, a и g) к росту напряженности H_k , а значит, к увеличению минимального тока в нагрузке и к ухудшению линейности характеристики вход — выход.

Если кратность изменения тока в нагрузке должна быть не меньше заданной, нагрузочную прямую надо расположить так, чтобы удовлетворилось неравенство

$$k_{кр} = I_{n \max} / I_{n \min} \leq H_{\max} / H_k, \quad (3.48)$$

очевидное из пропорциональности токов и напряженностей.

Рабочую точку режима H_{\max} для мощных усилителей следует выбирать вблизи нижнего «колена» кривой намагничивания (рис. 3.12).

Входящее в формулу (3.46) удельное число витков рабочей обмотки определяют так:

$$\omega_p / l = H_{\max} / I_{n \max}, \quad (3.49)$$

где H_{\max} , А/см; $I_{n \max}$, А.

Размер a , найденный из (3.46) и округленный до стандартного значения, позволяет найти размеры стандартных пластин и толщину каждого сердечника усилителя.

Затем определяют число витков каждой обмотки

$$\omega_p = (\omega_p/l) l, \quad (3.50)$$

где l — длина средней линии сердечника.

Получив данные о размерах сердечников и числе витков рабочих обмоток, надо проверить, будет ли выдержано значение индукции B_c , которым задались в начале расчета, так как после округления размера a до стандартного значения фактическое значение B_c может измениться. Проверку производят по формуле

$$B_c = \frac{U_c \cdot 10^4}{2.4, 44 f \omega_p s},$$

где ω_p — определенное по (3.50) число витков; s — фактическое сечение подбранного сердечника.

Если значение B_c отличается незначительно от выбранного в начале расчета, им можно оперировать в дальнейшем при построении нагрузочной прямой. Для сердечников из пластин можно изменить толщину пакета b так, чтобы сохранить величину B_c .

При расчете усилителей на стандартных кольцевых сердечниках рекомендуется по выбранному (как указано ранее) B_{cm} , H_{max} и U_c определять объем V (в см^3) и массу G (в г) сердечника:

$$V = \frac{U_c I_{n \max} \cdot 10^4}{2.4, 44 f H_{\max} B_{cm}} \quad \text{и} \quad G = \gamma V, \quad (3.51)$$

где γ — удельная масса магнитного материала (примерно $7,8 \text{ г/см}^3$ для стали и пермаллоя).

Выбрав из табл. П1 приложения сердечник с массой, ближайшей к рассчитанной, по его сечению s находят необходимое число витков

$$\omega_p = \frac{U_c \cdot 10^4}{2.4, 44 f s B_{cm}}. \quad (3.52)$$

Затем нужно проверить, уместятся ли обмотки в окне сердечника или оно окажется незаполненным. Для этого следует определить (хотя бы приблизительно) площадь окна, которая требуется для размещения обмоток.

Сечение провода q_p рабочих обмоток можно найти по допустимой плотности тока j :

$$q_p = I_{n \max} / j \quad (3.53)$$

и округлить до стандартного значения.

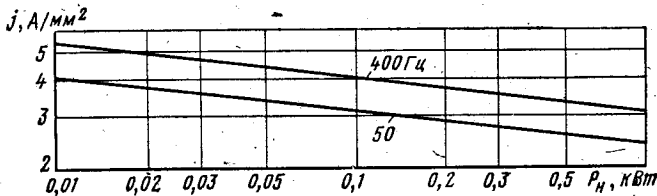


Рис. 3.13. График зависимости допустимой плотности тока в обмотках от мощности магнитного усилителя при различных частотах сети

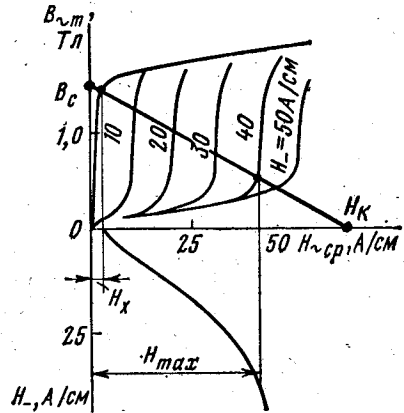


Рис. 3.12. Расположение нагрузочной прямой

Допустимая плотность тока зависит от ряда факторов: геометрии сердечника, мощности усилителя, условий охлаждения, вида изоляции провода обмоток и т. п.

На рис. 3.13 приведена зависимость допустимой плотности тока от мощности усилителей при различной частоте [3].

Площадь окна для рабочей обмотки

$$Q_p = q_p \omega_p / k_3, \quad (3.54)$$

где k_3 — коэффициент заполнения окна медью (рис. 3.14) [6].

Для кольцевых сердечников применяют провод в шелковой изоляции и типа ПЭВ.

Предположим, что коэффициент обратной связи $k_{oc} \leq 0,9$.

Тогда число витков обмотки

$$\omega_{oc} = k_{oc} \omega_p \quad (3.55)$$

или больше найденного на 15—20%, чтобы можно было плавно регулировать k_{oc} по схеме рис. 3.3, а.

Сечение провода q_{oc} равно сечению q_p ; площадь окна для обмотки ω_{oc}

$$Q_{oc} = k_{oc} Q_p.$$

Намагничивающую силу обмотки управления можно оценить исходя из основного закона магнитного усиления:

$$H_{max} \approx H_{oc} + H_y.$$

Умножив это равенство на l и заменив H_{oc} на $k_{oc} H_{max}$, получим

$$F_y = H_y l = H_{max} l (1 - k_{oc}). \quad (3.56)$$

Мощность, которую необходимо подать в обмотку управления, зависит от размеров обмотки ω_y и н. с. F_y :

$$P_y = I_y^2 R_y = I_y^2 \frac{\rho l_y \omega_y}{k_3 Q_y / \omega_y} = \frac{\rho l_y}{k_3 Q_y} (I \omega_y)^2. \quad (3.57)$$

Согласно (3.57) необходимая площадь окна под обмотку управления при заданной мощности P_y

$$Q_y = \frac{\rho l_y F_y^2}{k_3 P_{y \max}}, \quad (3.58)$$

где ρ — удельное сопротивление меди ($1/57$ Ом · мм²/м); l_y — средняя длина витка обмотки ω_y (измеряют по эскизу сердечников с обмотками); k_3 — коэффициент заполнения (может быть принят равным в первом приближении коэффициенту заполнения для рабочей обмотки).

Окно для обмотки смещения обычно составляет несколько процентов от общего окна.

Определив суммарную площадь окна, занимаемую обмотками, сравнивают ее с площадью окна сердечника и принимают решение о приемлемости найденных размеров сердечника для размещения обмоток. Если окно окажется свободным, следует значительно (иногда на порядок) увеличить выбранную H_{max} , приняв изложенные ранее рекомендации о расположении нагрузочной прямой (при этом кратность тока возрастет). Это обусловит значительное увеличение удельного числа витков, что приведет к уменьшению размера a и увеличению

количества витков обмоток. Можно также несколько изменить коэффициенты k_b и k_l . Если же обмотки не уместятся в окне, необходимо уменьшить значение N_{max} , снизив индукцию B_c (а следовательно, и H_x) до величины, при которой удовлетворяется неравенство (3.48) и обеспечивается заданная кратность регулирования. Обычно после двух-трех проб находят оптимальные параметры сердечников и обмоток.

Построив характеристику вход — выход усилителя (см. § 2.5), с помощью линии обратной связи (см. рис. 3.2, б) перестраивают характеристику с учетом

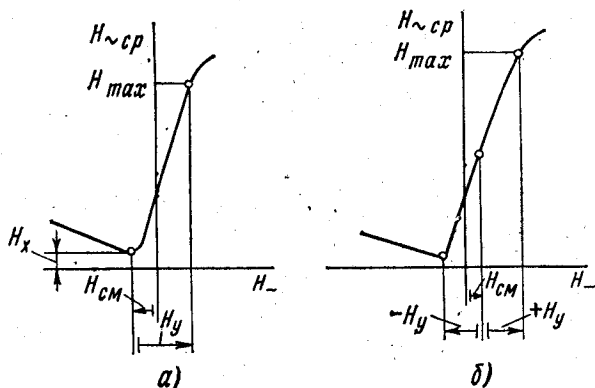


Рис. 3.15. Определение напряженностей смещения и управления для усилителей:
а — неинверсивного; б — поляризованного

обратной связи и по ней находят напряженности $H_{см}$ и H_y для неинверсивного или поляризованного усилителя (рис. 3.15) и н. с. соответствующих обмоток:

$$F_{см} = H_{см} l \text{ и } F_{y \max} = H_y l. \quad (3.59)$$

Пример 3.1. Рассчитать магнитный усилитель с внешней обратной связью (см. рис. 3.3, а) на Ш-образных сердечниках из стали, кривые намагничивания которой представлены на рис. 3.16, по следующим данным: $P_n = 60$ Вт; $R_n = 130$ Ом; $I_n = 0,68$ А; $f = 50$ Гц; $P_y = 6$ Вт.

Решение. Определим напряжение питания по (3.47), приняв коэффициент запаса равным 1,45

$$u_c = 1,45 \cdot 0,68 \cdot 130 = 127 \text{ В.}$$

По кривым намагничивания выбираем $B_{см} = 1,6$ Тл и $H_{max} = 30$ А/см (рис. 3.16). Удельное число витков (3.49)

$$\omega_p / l = 30 / 0,68 = 44,0.$$

Задавись $k_b = 0,7$, определим основной размер (3.46)

$$a = \sqrt[3]{\frac{127 \cdot 10^4}{2 \cdot 4,44 \cdot 44 \cdot 50 \cdot 0,7 \cdot 7,57 \cdot 1,6}} = 1,98 \text{ см,}$$

который округляем до стандартного Ш-20 ($a = 2$ см), и остальные размеры сердечника $l = 7,57 \cdot 2 = 15,14$ см; $b = 0,7 \cdot 2 = 1,4$ см; $s = 2,8$ см²; $Q = 8$ см².

Число витков рабочей обмотки (3.50) $\omega_p = 44 \cdot 15,14 = 665$ витков. Сечение провода рабочей обмотки определим по плотности тока (3.53), которую примем равной 3 А/мм² (см. рис. 3.13):

$$q_p = 0,68/3 = 0,226 \text{ мм}^2,$$

что соответствует диаметру провода 0,53 мм ($q = 0,2206 \text{ мм}^2$; количество витков в 1 см^2 сечения обмотки — 263).

Площадь окна, занимаемая рабочей обмоткой,

$$Q_p = w_p/263 = 665/263 = 2,53 \text{ см}^2.$$

Пусть $k_{oc} = 0,9$. Тогда число витков обмотки обратной связи (3.55)

$$w_{oc} = 0,9 \cdot 665 = 600 \text{ витков},$$

а площадь окна под ней

$$Q_{oc} = 600/263 = 2,28 \text{ см}^2.$$

Оценим н. с. обмотки управления (3.56)

$$F_y = 30 \cdot 15,14 (1 - 0,9) = 45,5 \text{ А}$$

и площадь окна, которую она займет (3.58),

$$Q_y = \frac{1 \cdot 0,16 (45,5)^2}{57 \cdot 0,5 \cdot 6,0} = 1,94 \text{ см}^2,$$

где $l_y = 0,16 \text{ м}$; k_3 для провода с изоляцией ПЭВ принят равным 0,5.

Суммарная площадь окна под обмотками w_p , w_{oc} и w_y

$$\Sigma Q = Q_p + Q_{oc} + Q_y = 2,53 + 2,28 + 1,94 = 6,75 \text{ см}^2.$$

Остальная часть окна $Q - \Sigma Q = 8,0 - 6,75 = 1,25 \text{ см}^2$ остается для обмотки смещения и каркаса.

Пример 3.2. Рассчитать магнитный усилитель с самонасыщением (см. рис. 3.8, а) на стандартных кольцевых сердечниках из стали Э310, динамическая кривая размагничивания (ДКР) которой для $f = 400 \text{ Гц}$ представлена на рис. 3.17, по следующим данным: $P_H = 60 \text{ Вт}$; $R_H = 130 \text{ Ом}$; $I_H = 0,68 \text{ А}$; $f = 400 \text{ Гц}$; коэффициент кратности не менее 50.

Решение. По ДКР задаемся на линейном участке максимальным значением изменения индукции $\Delta B_{y, \max} = 2,8 \text{ Тл}$ (точка а на рис. 3.17), соответствующим холостому ходу.

Пусть точка б соответствует наибольшему напряжению на нагрузке. Тогда коэффициент запаса для расчета напряжения питания можно определить как отношение $\Delta B_{y, \max} / \Delta B_{yH} = 2,8/2,3 = 1,2$.

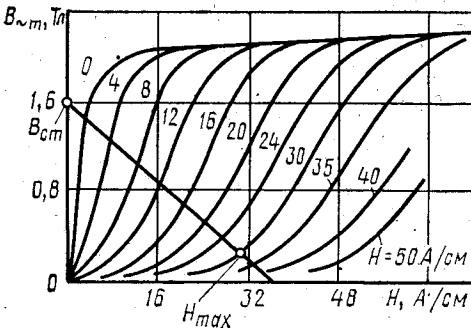


Рис. 3.16. К примеру расчета характеристики усилителя с внешней обратной связью

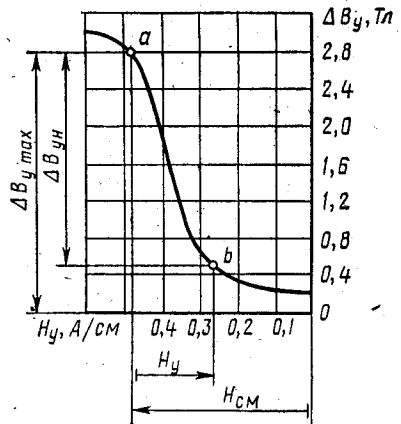


Рис. 3.17. К примеру расчета усилителя с самонасыщением

Напряжение, питающее схему (3.47),

$$U_c = 1,11 \cdot 1,2 \cdot 0,68 \cdot 130 = 115 \text{ В.}$$

В режиме холостого хода (точка 2 характеристики вход — выход на рис. 3.6, а) можно считать, что (см. рис. 3.5, б) для предельной петли

$$I_y \omega_y = H_y l \approx H_c \text{ дин. пред } l$$

и

$$I_x \omega_p = H_p l \approx 2H_c \text{ дин. пред } l,$$

а значит, формула (3.30) для тока холостого хода в нагрузке принимает вид

$$I_x \approx 2H_c \text{ дин. пред } l / \omega_p,$$

где за $H_c \text{ дин. пред}$ можно принять напряженность, соответствующую точке на рис. 3.17.

Тогда коэффициент кратности

$$k_{кр} = I_{n \max} / I_x = H_{\max} / (2H_c \text{ дин. пред}).$$

Для нашего случая $H_a = 0,48 \text{ А/см}$ и $H_{\max} = 2 \cdot 0,48 \cdot 50 = 48 \text{ А/см}$. Из анализа процесса (§ 3.4) следует, что амплитуда индукции

$$B_{cm} \approx \Delta B_{y \max} / 2 = 2,8 / 2 = 1,4 \text{ Тл.}$$

Объем и массу сердечника для усилителя с самонасыщением находят по (3.51), опустив в знаменателе коэффициент 2, так как напряжение на усилителе уравнивается одной, а не двумя последовательно соединенными обмотками (см. § 3.1):

$$G = \frac{U_c I_{n \max} \gamma \cdot 10^4}{4,44 f H_{\max} B_{cm}} = \frac{115 \cdot 0,68 \cdot 7,8 \cdot 10^4}{4,44 \cdot 400 \cdot 48 \cdot 1,4} = 51,0 \text{ г.}$$

Выбираем из табл. П.1 приложения сердечник $48 \times 34 \times 7$ ($G = 50,5 \text{ г}$), имеющий $l = 12,8 \text{ см}$; $s = 0,49 \text{ см}^2$; $Q = 7 \text{ см}^2$.

Найдем действующее значение однополупериодного синусоидального тока, проходящего в каждой из двух рабочих обмоток (см. § 3.6):

$$I_p = \frac{I_{n \max}}{2} k_{\Phi} \frac{0,68}{2} \frac{\pi}{2} = 0,535 \text{ А.}$$

При допустимой плотности тока $4,0 \text{ А/мм}$ (рис. 3.13 для $f_j = 400 \text{ Гц}$) необходим провод сечением $q_p = 0,535 / 4 = 0,134 \text{ мм}^2$. Выбираем провод диаметром $0,41 \text{ мм}$ ($q = 0,1320 \text{ мм}^2$).

Число витков рабочей обмотки [(3.52) без коэффициента 2]

$$\omega_p = \frac{115 \cdot 10^4}{4,44 \cdot 400 \cdot 0,49 \cdot 1,4} = 943 \text{ витка.}$$

Площадь окна под рабочей обмоткой (3.54)

$$Q_p = \frac{0,1320 \cdot 943}{0,325} = 3,82 \text{ см}^2,$$

где $k_z = 0,325$ для провода с изоляцией ПЭВ принят равным в два раза меньшим, чем на рис. 3.14.

Оставшееся окно $Q - Q_p = 7,0 - 3,82 = 3,18 \text{ см}^2$ будет занято каркасом, а также обмотками смещения и управления, которые должны создать напряженности $H_{cm} = 0,4 \text{ А/см}$ и $H_y = 0,21 \text{ А/см}$ (см. рис. 3.17).

Глава 4. Реверсивные, многокаскадные и быстродействующие магнитные усилители

§ 4.1. Реверсивные усилители с выходом постоянного тока и их расчет

Простейшие усилители, которые не реагируют на изменение полярности тока в обмотке управления (см. рис. 2.1), называют нейтральными. Усилители с ОС, реагирующие на положительную и отрицательную полярности тока управления, считают поляризованными (см. рис. 3.3, б). У всех рассмотренных усилителей направление тока в нагрузке остается неизменным, а ток меняется лишь по величине. Поэтому их называют *нереверсивными*.

Реверсивные усилители с выходом постоянного тока — это усилители, в которых при изменении полярности управляющего сигнала изменяется *полярность* тока нагрузки*.

Для работы на электромагнитную нагрузку, реверс которой осуществляется изменением направления постоянного магнитного потока на противоположное, реверсивный усилитель наиболее просто получить, объединив два поляризованных усилителя с внешней обратной связью, как на рис. 4.1, а, или с самонасыщением по схемам рис. 3.8.

Примерами таких нагрузок (R_{H1} и R_{H2} на рис. 4.1) могут служить две встречно включенные обмотки возбуждения генератора или электромашиного усилителя постоянного тока, две обмотки поляризо-

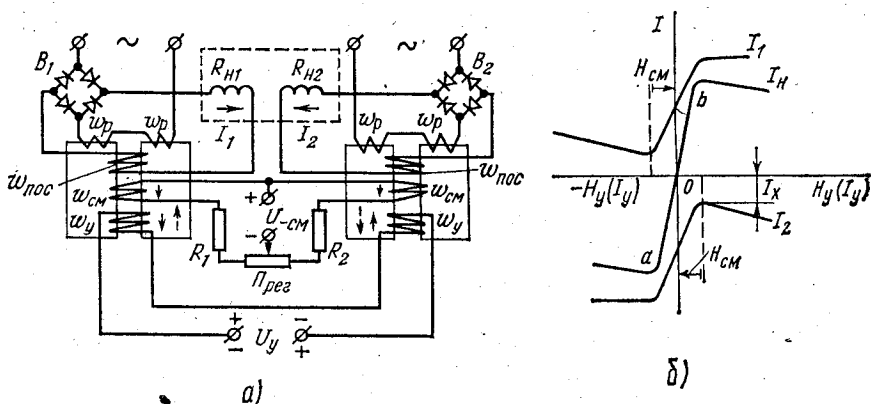


Рис. 4.1. Схема реверсивного магнитного усилителя с нагрузкой в виде двух сопротивлений R_{H1} и R_{H2} и его характеристика

* Термины одно- и двухтактные, используемые в литературе для обозначения соответственно нечувствительности и чувствительности усилителя к полярности сигнала, нельзя признать удачными, так как, например, в цифровых устройствах под этими терминами подразумевается иное содержание.

ванного реле или две обмотки управления последующего каскада магнитного усилителя (см. рис. 4.12). Две нагрузки — обмотки указанных устройств включают так, чтобы их результирующая н. с. была пропорциональна условному току нагрузки, равному разности токов двух обмоток:

$$I = I_1 - I_2.$$

Напряженности смещения $H_{см}$, перемещающие начальные рабочие точки каждого усилителя на середину линейного участка, регулируются с помощью потенциометра $P_{пер}$ так, чтобы при отсутствии тока в обмотках управления токи I_1 и I_2 были равны и, следовательно, $I_n = 0$. Обмотки смещения и управления наматывают так, чтобы при наличии управляющего сигнала напряженности смещения и управления складывались в одном и вычитались в другом усилителе, как показано на рис. 4.1. Тогда ток нагрузки одного усилителя увеличится, а другого — уменьшится и появится разность токов $I_1 - I_2$, меняющая знак, а значит, и направление результирующего магнитного потока в нагрузке при изменении полярности управляющего сигнала. Предельная величина тока управления должна соответствовать точкам a и b на характеристике рис. 4.1, б, так как при больших сигналах ток в нагрузке начнет уменьшаться (в этом заключается согласование источника управляющего сигнала с усилителем).

Каждый поляризованный усилитель реверсивной схемы рассчитывают как обычный усилитель (см. § 3.7). Следует только за ток I_n max принять наибольший ток нагрузки, увеличенный на несколько процентов от заданного, чтобы учесть действие противоположно направленного тока холостого хода другого усилителя при максимальном сигнале в обмотке управления. При расчете цепи управления и оценке коэффициента усиления необходимо помнить, что мощность на входе схемы делится поровну между двумя последовательно соединенными обмотками управления.

Постоянная времени реверсивного усилителя равна постоянной времени каждого усилителя, а его передаточная функция выражается такой же зависимостью, как и составляющих реверсивную схему усилителей. Это объясняется тем, что увеличение вдвое крутизны участка ab статической характеристики реверсивной схемы (рис. 4.1) по сравнению с характеристиками усилителей, составляющих ее (и кажущееся увеличение вдвое коэффициента усиления), сопровождается увеличением (тоже в два раза) напряжения и мощности, которые подаются к двум последовательно соединенным обмоткам управления.

Часто на выходе реверсивного усилителя включают одно сопротивление нагрузки, в котором ток должен менять полярность при изменении полярности тока управления. В этом случае применяют схемы с балластными сопротивлениями.

На рис. 4.2 приведена одна из таких схем. В сопротивлении R_n проходят направленные навстречу друг другу выпрямленные токами B_1 и B_2 выходные токи усилителей, создающие результирующий ток

$$I_n = I_{н1} - I_{н2}.$$

Цепи смещения и управления работают аналогично схеме рис. 4.1, а, реверсируя ток $I_{\text{н}}$ при изменении полярности тока управления.

Однако в нагрузку течет только одна часть $I_{\text{н1}}$ выпрямленного тока усилителя; вторая часть $I_{\text{н1}}$, как показано стрелками для тока первого усилителя, может ответвляться в балластное сопротивление R_6 , когда все четыре вентиля выпрямителя B_2 открыты. При отсутствии R_6

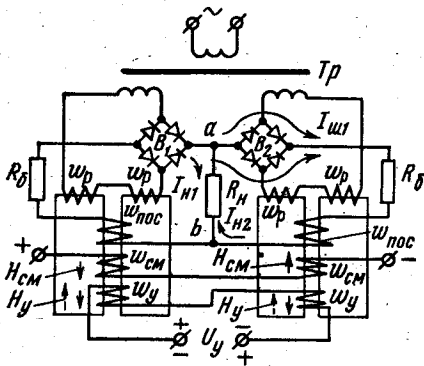


Рис. 4.2. Схема реверсивного магнитного усилителя с «параллельными» балластными сопротивлениями

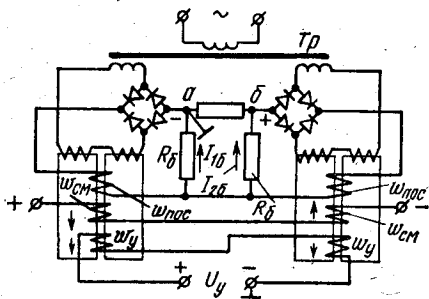


Рис. 4.3. Схема реверсивного магнитного усилителя с «последовательными» балластными сопротивлениями

и малом прямом сопротивлении вентилей эта цепь целиком бы шунтировала нагрузку. Сделать $R_6 \rightarrow \infty$ нельзя, так как цепь для выходного тока второго усилителя оказалась бы разорванной. Существует некоторое оптимальное значение R_6 .

На рис. 4.3 показана другая схема с балластными сопротивлениями, работа которой подобна рассмотренной. При отсутствии сигнала токи I_{16} и I_{26} в балластных сопротивлениях одинаковы, а следовательно, равны и падения напряжений на них. Разность потенциалов между точками a и b отсутствует, и ток в нагрузке равен нулю. При появлении положительного тока управления ток I_{16} растет, ток I_{26} падает и на нагрузку появляется разность потенциалов с полярностью, обозначенной на рисунке. При отрицательном токе управления напряжение и ток нагрузки меняют полярность.

Реверсивные схемы рис. 4.2 и 4.3 состоят из усилителей с внешней ПОС, вместо которых можно также применять усилители с самонасыщением по схемам рис. 3.8.

Расчет каждого усилителя реверсивной схемы с балластными сопротивлениями тоже можно свести к расчету простейшего усилителя (см. § 3.7).

При максимальном токе управления усилитель, в котором напряженности смещения и управления складываются, находится в режиме H_{max} , а усилитель, в котором напряженности $H_{\text{см}}$ и $H_{\text{у}}$ вычитаются, близок к режиму холостого хода. Последнее означает, что током на выходе второго усилителя можно пренебречь, а схемы рис. 4.2 и 4.3

привести соответственно к схемам замещения рис. 4.4, а и в. Сопротивление обмоток $\omega_{\text{пoc}}$ и прямые сопротивления вентиляей можно считать включенными в R_6 .

Рассмотрим схему рис. 4.4, а, которую можно свести к схеме рис. 4.4, б, где эквивалентное сопротивление

$$R_9 = \frac{2R_6R_H + R_6^2}{R_6 + R_H} \quad (4.1)$$

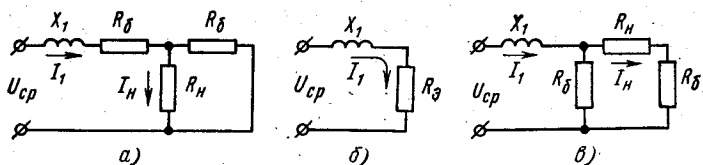


Рис. 4.4. Схемы замещения для расчета реверсивных магнитных усилителей с выходом постоянного тока

Считая сопротивление рабочих обмоток первого усилителя чисто индуктивным и обозначив его через X_1 , получим среднее значение выходного тока этого усилителя

$$I_{1\text{cp}} = \frac{U_{\text{cp}}}{\sqrt{X_1^2 + R_9^2}}, \quad (4.2)$$

где U_{cp} — среднее напряжение каждой вторичной обмотки питающего трансформатора (см. рис. 4.2).

Ток нагрузки связан с током I_1 соотношением

$$I_H = I_1 \frac{R_6}{R_H + R_6}, \quad (4.3)$$

а мощность в нагрузке с учетом (4.2)

$$P_H = \frac{U_{\text{cp}}^2 R_6^2 R_H}{X_1^2 (R_6 + R_H)^2 + (2R_6 R_H + R_6^2)^2}. \quad (4.4)$$

Приравняв нулю частные производные $\partial P_H / \partial R_H$ и $\partial P_H / \partial R_6$, можно найти оптимальные значения R_H и R_6 :

$$R_H = X_1/2 \text{ и } R_6 = \sqrt{2}R_H, \quad (4.5)$$

которым соответствует максимальная мощность в нагрузке. Следует отметить, что оптимальное значение отношения R_6/R_H не зависит от X_1 , т. е. остается неизменным при различных сигналах в ω .

Подставляя равенство (4.5) в (4.3) и (4.1), найдем эквивалентное сопротивление и выходной ток, на которые следует рассчитывать каждый усилитель схемы рис. 4.2:

$$R_3 = \frac{2\sqrt{2} R_H^2 + 2R_H^2}{\sqrt{2}R_H + R_H} = 2R_H \quad (4.6)$$

и

$$I_1 = I_H \frac{R_H + \sqrt{2}R_H}{\sqrt{2}R_H} = \frac{1 + \sqrt{2}}{\sqrt{2}} I_H \approx 1,7 I_H.$$

При этих оптимальных соотношениях мощность, выделяющаяся в нагрузке,

$$P_H = I_H^2 R_H = (1/1,7)^2 I_1^2 0,5 R_3 = 0,175 I_1^2 R_3 = 0,175 P_1 \quad (4.7)$$

составит лишь 17,5% от выходной мощности соответствующего нереверсивного усилителя; остальная мощность выделяется в балластных сопротивлениях R_6 .

Аналогично для схемы рис. 4.4, в, которую можно также свести к схеме эквивалентного нереверсивного усилителя рис. 4.4, б, где сопротивление

$$R_3 = \frac{R_6^2 + R_6 R_H}{2R_6 + R_H},$$

можно найти следующие оптимальные соотношения:

$$R_6 = R_H / \sqrt{2}; \quad R_3 = R_H / 2 \quad \text{и} \quad I_1 \approx 3,4 I_H. \quad (4.8)$$

Как и в предыдущем случае, только 17,5% мощности, на которую по данным (4.8) рассчитан каждый усилитель, будет отдаваться в нагрузку; остальная мощность выделяется в R_6 .

Таким образом, обе схемы одинаково неэкономичны. Схему рис. 4.2 удобнее согласовать с малыми сопротивлениями нагрузки, так как для нее $R_3 = 2R_H$, схему рис. 4.3 — с большими сопротивлениями (для нее $R_3 = R_H/2$). Этим руководствуются при выборе схемы.

Расчислять усилители можно по методу, рассмотренному в § 3.7, используя соотношения (4.6) или (4.8). При оценке коэффициента усиления по мощности каждого усилителя необходимо учитывать выражение (4.7) и то, что мощность, выделяющаяся в обмотке управления каждого усилителя, равна половине мощности, поступающей на вход схемы, благодаря последовательному соединению обмоток ω_y .

Пример 4.1. Рассчитать реверсивный магнитный усилитель с балластными сопротивлениями по следующим данным:

$R_H = 5625 \text{ Ом}; I_H = 5 \text{ мА}; f = 500 \text{ Гц}; I_y = 0,25 \text{ мА}; R_y = 1000 \text{ Ом}.$

Решение. При заданном значении R_H целесообразна схема рис. 4.2. Расчет каждого плеча такой схемы усилителя производят на следующие эквивалентные параметры: $R_3 = 2R_H = 2 \cdot 5625 = 11\,250 \text{ Ом}; I_3 = 1,7 \cdot 5 = 8,5 \text{ мА}$ при $R_6 = \sqrt{2}R_H = 8000 \text{ Ом}$ и заданных I_y и R_y .

§ 4.2. Реверсивные усилители с выходом переменного тока

Реверсивными усилителями с выходом переменного тока называют усилители, изменяющие на 180° фазу тока в нагрузке при изменении полярности тока управления.

Такое изменение фазы необходимо при реверсе двухфазных двигателей, работающих в следящих системах, и т. п.

Существует три основных вида схем реверсивных усилителей этого типа: *дифференциальная*, *мостовая* и *трансформаторная*.

В дифференциальной схеме (рис. 4.5, а) нагрузки включают между средней точкой вторичных обмоток питающего трансформатора

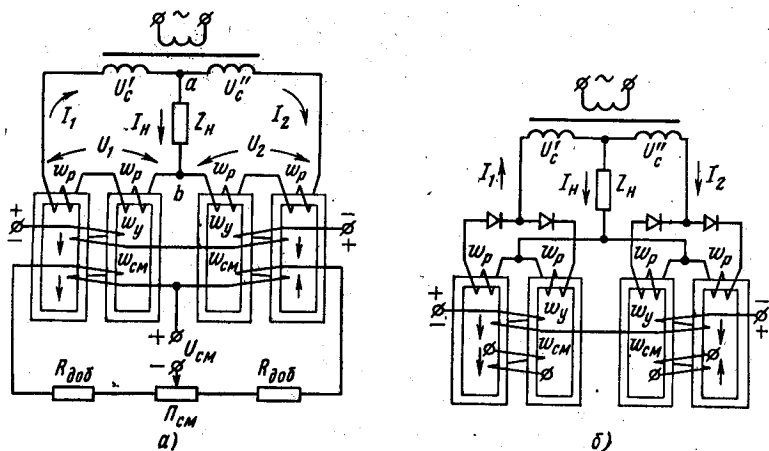


Рис. 4.5. Дифференциальные схемы реверсивных магнитных усилителей с выходом переменного тока: а — без обратной связи; б — с самонасыщением

сформатора и общей точкой соединения двух одинаковых нереверсивных усилителей. Обмотки смещения и управления намотаны и взаимодействуют точно так же, как в реверсивных схемах с выходом постоянного тока (см. рис. 4.2, 4.3). При отсутствии тока управления сердечники обоих усилителей подмагничены в одинаковой степени и выходные токи I_1 и I_2 усилителей равны. Разность этих токов в нагрузке близка к нулю (обычно в нагрузке в этом режиме продолжают проходить токи высших гармоник). При подаче сигнала в обмотки управления в нагрузке появляется ток, равный разности токов $I_1 - I_2$, основная гармоника которого меняет фазу на 180° при перемене полярности тока I_y .

Аналогично работает схема с самонасыщением (рис. 4.5, б), выгодно отличающаяся от предыдущей на один-два порядка большим коэффициентом усиления. Выпрямляя токи I_1 и I_2 мостовыми выпрямителями, можно получить схемы с комбинированной (внешней и внутренней) обратной связью (см. рис. 4.15), релейный режим и т. п.

Оперируя с основными гармониками токов и напряжений, можно для выходных токов усилителей записать выражения:

$$i_1 = \frac{\dot{U}'_c - i_H (R_H + j\omega L_H)}{j\omega L_1}$$

и

$$i_2 = \frac{\dot{U}_c + \dot{I}_H (R_H + j\omega L_H)}{j\omega L_2}, \quad (4.9)$$

где $\dot{I}_H = \dot{I}_1 - \dot{I}_2$ — ток нагрузки; $R_H + j\omega L_H = Z_H$ — сопротивление нагрузки; L_1 и L_2 — индуктивности рабочих обмоток усилителей (активными сопротивлениями этих обмоток пренебрегаем).

Из (4.9) действующее значение основной гармоники тока нагрузки

$$I_H = \frac{U_c \frac{L_2 - L_1}{L_2 + L_1}}{\sqrt{R_H^2 + \left(\omega L_H + \omega \frac{L_1 L_2}{L_1 + L_2}\right)^2}}. \quad (4.10)$$

Сдвиг фаз между током I_H и напряжением U_c вторичных обмоток трансформатора определяется выражением

$$\text{tg } \varphi = \frac{\omega L_H + \omega \frac{L_1 L_2}{L_2 + L_1}}{R_H}. \quad (4.11)$$

В идеальном случае при полном размагничивании одного усилителя (когда $H_{см} - H_y = 0$) его индуктивность $L_1 \rightarrow \infty$, а индуктивность другого усилителя $L_2 \rightarrow 0$ и к нагрузке будет приложено все напряжение U_c . В реальных усилителях всегда $U_H \text{ max} < U_c$.

В мостовой схеме рабочие обмотки одного w_{1a} и w_{1b} и рабочие обмотки другого w_{2a} и w_{2b} нереверсивного усилителя (рис. 4.6, а) образуют четыре плеча моста, в одну диагональ которого включают нагрузку, а к другой подводят напряжение (рис. 4.6, б). Цепи управления и смещения (не показанные на рисунке) осуществлены так же, как в дифференциальной схеме. При отсутствии тока управления индуктивности всех обмоток w_p одинаковы, мост уравновешен и ток в нагрузке равен нулю. При подаче тока управления индуктивность уменьшается у той пары рабочих обмоток, в сердечниках которой напряженности смещения и управления складываются, и увеличивается у двух других обмоток w_p . Так как рабочие обмотки

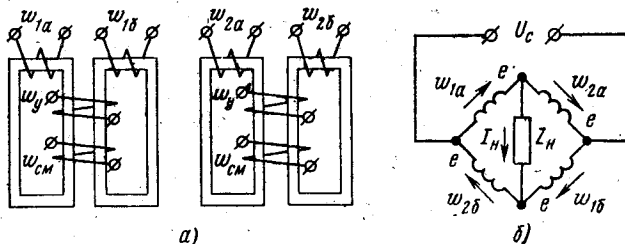


Рис. 4.6. Мостовая схема реверсивного магнитного усилителя с выходом переменного тока без обратной связи:

а — сердечники с обмотками; б — схема соединений рабочих обмоток (стрелки означают переходные э.д.с., повышающие, как в схеме рис. 2.2, в, инерционность, снизить которую можно, поменяв начала и концы w_1 или w_2)

одного нереверсивного усилителя находятся в противоположных плечах моста, мост выходит из равновесия и по нагрузке идет ток, фаза которого меняется на 180° при изменении полярности тока управления.

Мостовая схема реверсивного усилителя может быть выполнена и на усилителях с самонасыщением (рис. 4.7).

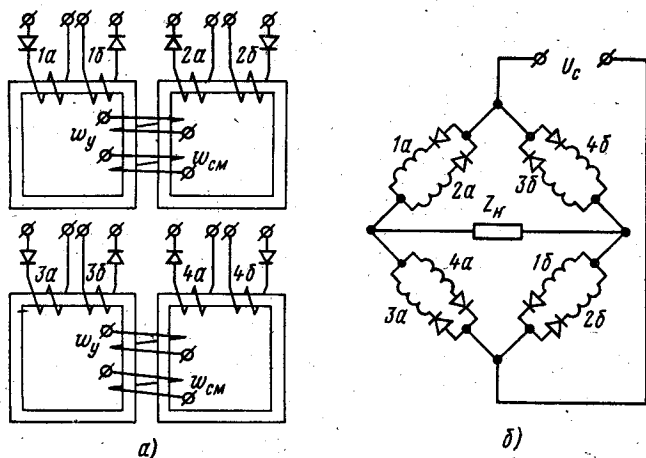


Рис. 4.7. Мостовая схема реверсивного усилителя с выходом переменного тока с самонасыщением:
а — сердечники с обмотками; б — схема соединений рабочих обмоток

Трансформаторная схема реверсивного усилителя также состоит из двух нереверсивных усилителей (рис. 4.8). Трансформаторные усилители помимо обычных рабочих обмоток, роль которых выполняют первичные обмотки w_{p1} , имеют вторичные обмотки w_{p2} , э. д. с. которых связана с напряжением, приложенным к первичным рабочим обмоткам, коэффициентом трансформации. В реверсивной схеме обмотки w_{p1} обоих усилителей включены последовательно с источником питания. Включенные встречно вторичные обмотки замкнуты на сопротивление нагрузки. Обмотки управления и смещения усилителей включены, как в двух предыдущих схемах (см. рис. 4.5).

При отсутствии тока управления сердечники обоих усилителей подмагничены обмотками смещения в одинаковой степени, индуктивности всех обмоток w_{p1} одинаковы и напряжение источника питания поровну делится между

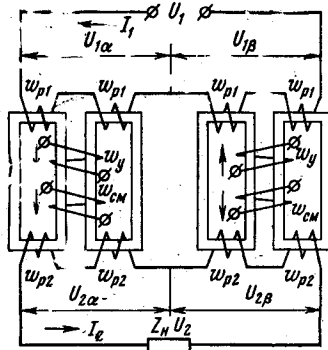


Рис. 4.8. Трансформаторная схема реверсивного усилителя с выходом переменного тока

двумя усилителями. Вторичные э.д. с. равны, и их разность, приложенная к нагрузке, равна нулю.

При подаче тока в обмотки управления уменьшается индуктивность той пары обмоток ψ_{p1} , в сердечниках которой напряженности управления и смещения складываются; индуктивность другой пары обмоток увеличивается. Напряжение U_1 перераспределяется соответственно сопротивлениям первичных обмоток, вместе с ним изменяются вторичные напряжения. На нагрузке появляется разность вторичных напряжений, которая изменяет фазу на 180° при изменении полярности управляющего сигнала.

Путем соответствующего выбора коэффициента трансформации можно получить любую величину напряжения на нагрузке, независимо от напряжения источника питания. Таким образом, схема рис. 4.8 совмещает функции усилителя и трансформатора.

Характеристики всех трех схем практически совпадают, если усилители выполнены на одних и тех же сердечниках, работающих в одинаковом режиме. Однако каждая схема имеет свои особенности, определяющие область ее применения.

Из схем без обратной связи (как внешней, так и внутренней, т. е. без самонасыщения) наиболее проста мостовая схема, не имеющая трансформатора (как дифференциальная схема) и обладающая меньшими потерями в обмотках по сравнению с трансформаторной схемой. Последнее объясняется тем, что в трансформаторной схеме максимальный ток нагрузки идет по всем четырем вторичным обмоткам, а с учетом коэффициента трансформации и по всем четырем первичным. В мостовой же схеме этот ток проходит по двум обмоткам из четырех, расположенных в противоположных плечах моста. Однако мостовую схему можно применять только в том случае, если максимальное напряжение на нагрузке не превышает 65—75% напряжения источника питания, так как достигнуть идеального случая, т. е. $U_{н\max} = U_c$, нельзя.

Трансформаторную схему удобно применять тогда, когда максимальное напряжение на нагрузке должно быть выше или намного ниже напряжения источника питания.

Из схем с самонасыщением наиболее проста дифференциальная схема, благодаря чему она нашла широкое применение. Питающий ее трансформатор со средней точкой обычно объединяется с общим силовым трансформатором, питающим предыдущий каскад усилителя, цепи смещения и т. п.

§ 4.3. Векторная диаграмма и расчет реверсивных усилителей с выходом переменного тока

Можно показать, что выражение (4.10) справедливо и для мостовой схемы, а с учетом коэффициентов трансформации и для трансформаторной. Поэтому векторные диаграммы для всех трех схем тоже одинаковы; следовательно, совпадут и перемещения рабочих точек на семействе кривых намагничивания при изменениях режима работы.

Рассмотрим подробнее эти вопросы лишь для дифференциальной схемы. Как правило, нагрузкой реверсивных усилителей с выходом переменного тока является обмотка двухфазного асинхронного двигателя или обмотка индукционного прибора (счетчика, реле). В этих случаях важно знать величину и фазу первой гармоники тока или напряжения на выходе усилителя. В приводимом далее графо-анали-

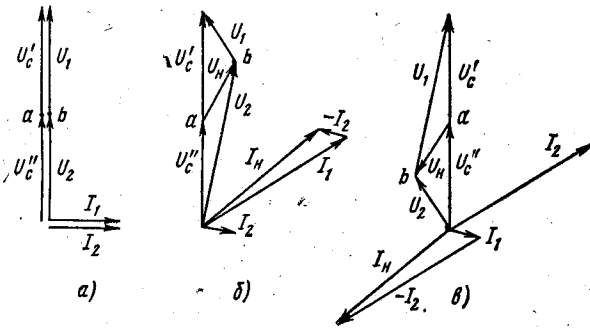


Рис. 4.9. Векторные диаграммы дифференциальной схемы:
 а — при $I_y=0$; б — при положительном I_y ; в — при отрицательном I_y

тическом методе расчета предполагается, что имеется семейство кривых намагничивания материала сердечников $B_m = f(H_{\sim}; H_{\sim})$, снятых для первых гармоник индукции и напряженностей. Тем не менее ошибка в расчете по кривым намагничивания, снятым в действующих значениях, оказывается небольшой благодаря квадратичному суммированию действующих значений гармоник, известному из основ электротехники. Так, действующее значение полного тока превышает действующее значение основной гармоники тока всего на 4% даже в том случае, если высшие гармоники составляют 30% от основной. Расчет проведем, пренебрегая активными сопротивлениями обмоток ω_p и потерями в сердечниках.

Для схемы рис. 4.5, а должны удовлетворяться уравнения

$$\dot{U}'_c = \dot{U}'_1 + \dot{U}'_H; \quad \dot{U}''_c = \dot{U}'_2 - \dot{U}'_H; \quad \dot{I}'_H = \dot{I}'_1 - \dot{I}'_2, \quad (4.12)$$

которым соответствуют векторные диаграммы рис. 4.9.

При отсутствии сигнала I_y оба усилителя находятся в состоянии, характеризуемом начальной точкой ($B_c; H_0$) на кривой намагничивания, соответствующей $H_{см}$ (рис. 4.10, а). Падения напряжения U_1 и U_2 на обмотках ω_p одинаковы и равны напряжениям вторичных обмоток трансформатора U'_c и U''_c (рис. 4.9, а). Токи усилителей I_1 и I_2 , пропорциональные H_0 , одинаковы. Ток и напряжение нагрузки равны нулю.

При наличии, например, положительного тока I_y , напряженности смещения и управления складываются в первом усилителе и он пере-

ходит в точку 1 на кривой $H_{см} + H_y$. В это время второй усилитель переходит в точку 2 на кривой $H_{см} - H_y$. Напряжения и токи усилителей изменяются в соответствии с индукциями B_1 и B_2 и напряжениями H_1 и H_2 , а векторная диаграмма принимает вид, показанный на рис. 4.9, б. По мере возрастания тока I_y рабочие точки усилителей расходятся (ср. точки 1-2, 3-4, 5-6), увеличивается разность ΔH_{\sim} между напряжениями H_1 и H_2 и пропорционально ей возрастает ток

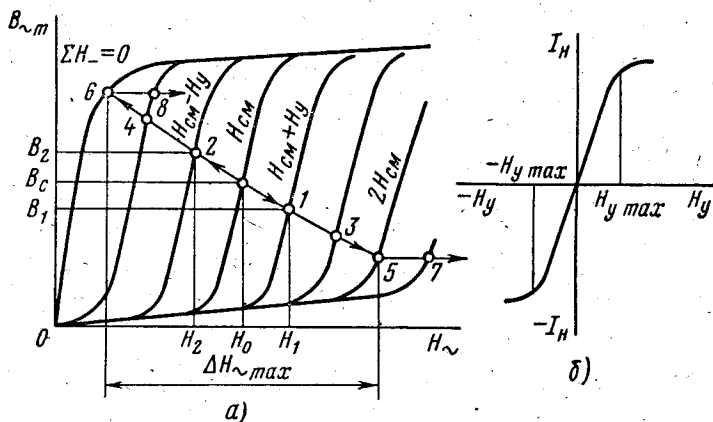


Рис. 4.10. Перемещение рабочих точек реверсивного усилителя по мере возрастания тока управления (а) и их связь с характеристикой вход — выход (б)

нагрузки (рис. 4.10, б). Однако наступает момент, когда разность $H_{см} - H_y$ становится равной нулю и второй усилитель достигает основной кривой намагничивания (точка 6). Начиная с этого значения, дальнейшее увеличение тока управления не будет вызывать увеличения разности ΔH_{\sim} , так как рабочая точка второго усилителя начнет «возвращаться» на прежние кривые намагничивания (точка 8), «догоняя» рабочую точку первого усилителя (точка 7). Ток нагрузки достигает максимального значения, пропорционального $\Delta H_{\sim max}$, и тоже прекращает увеличиваться. Этому режиму соответствует напряженность $H_{y max} = H_{см}$. При отрицательном токе управления усилители меняются ролями, обеспечивая симметрию характеристики вход — выход относительно начала координат, что соответствует повороту на 180° фазы тока в нагрузке (рис. 4.9, в).

Подобным образом на семействе кривых намагничивания перемещаются и рабочие точки мостовой и трансформаторной схем.

Поясним связь между векторной диаграммой и рабочими точками трансформаторной схемы. Особенность трансформаторной схемы заключается в том, что вследствие последовательного соединения обмоток в первичных обмотках обоих усилителей проходит один и тот же ток. Это относится и к току вторичной цепи.

Подчеркнем, что напряженность переменного поля в этой схеме создается не всем током первичной цепи, а лишь его намагничивающей составляющей.

При отсутствии управляющего сигнала оба усилителя находятся в точке с координатами H_0 и B_0 (рис. 4.10, а). Напряжение U_1 делится поровну между усилителями, ток во вторичной цепи отсутствует, а первичный ток состоит лишь из намагничивающего тока. Векторная диаграмма приведена на рис. 4.11, а.

При наличии сигнала намагничивающий ток, например, трансформатора α уменьшается, если напряженности $H_{см}$ и H_y в нем вычитаются. Уменьшение намагничивающего тока $I_{0\alpha}$ (рис. 4.11, б) приводит к увеличению общего сопротивления этого трансформатора, и падение напряжения на нем $U_{1\alpha}$ увеличивается. Трансформатор α переходит последовательно в точки 2, 4 и 6 (см. рис. 4.10, а).

Намагничивающий ток $I_{0\beta}$ трансформатора β возрастает, так как в нем напряженности $H_{см}$ и H_y складываются. Общее сопротивление его падает, напряжение на его первичных обмотках $U_{1\beta}$ уменьшается, и он переходит последовательно в точки 1, 3 и 5 на семействе кривых намагничивания (см. рис. 4.10, а).

Перемещения рабочих точек соответствуют векторной диаграмме рис. 4.11, б.

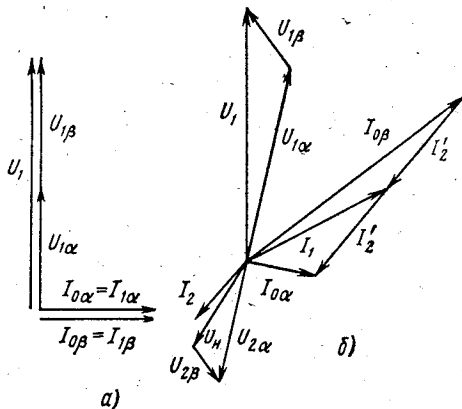


Рис. 4.11. Векторная диаграмма трансформаторной схемы

§ 4.4. Многокаскадные усилители

Магнитные усилители можно легко соединять в схемы в виде каскадов. В этом случае нагрузкой предыдущего каскада магнитного усилителя является обмотка управления последующего каскада. Часто усилители собирают в многокаскадные схемы для увеличения общего коэффициента усиления. При этом хорошие результаты дают комбинированные усилители, в которых предварительные каскады представляют собой транзисторные усилители, а выходной каскад является магнитным усилителем.

Если сигнал на входе усилителя не изменяет полярности и допустимо прохождение по нагрузке тока холостого хода, то многокаскадную схему выполняют на нереверсивных усилителях.

Если сигнал на входе меняет полярность, многокаскадную схему выполняют на реверсивных усилителях. На рис. 4.12 приведена подобная схема усилителя следящей системы, нагрузкой выходного каскада $MУ_2$ которого является обмотка управления двухфазного асинхронного двигателя. Выходной каскад изготовлен из электротехнической стали по дифференциальной схеме с самонасыщением. Начальное смещение в этом каскаде позволяет вывести исходные точки работы на линейные участки характеристик вход — выход каждого усилителя выходного каскада.

Входной каскад $MУ_1$ выполнен по схеме реверсивного усилителя рис. 4.1; нагрузками являются обмотки $\omega_{y1} - \omega_{y1}$ и $\omega_{y2} - \omega_{y2}$ второго каскада, шунтированные емкостями C_1 и C_2 . Ноль усилителя

устанавливается потенциометром смещения $\Pi_{см}$. Для снижения дополнительной постоянной времени, вносимой цепью смещения (см. § 3.3), предусмотрены $R_{доб}$, ограничивающие величину токов смещения в крайних положениях движка потенциометра $\Pi_{см}$.

Особенностью усилителя $МУ_1$ является применение в нем так называемой общей положительной обратной связи (ПОС).

В схеме рис. 4.1 обратная связь создается током только «своего» усилителя, проходящим по единственной обмотке обратной связи. Подобную связь можно назвать *раздельной*. Все ранее рассмотренные схемы с обратной связью были именно такого типа.

В схеме рис. 4.12 на каждой паре сердечников помещены две обмотки $\omega_{пос1}$ и $\omega_{пос2}$, напряженности которых вычитаются. Поэтому результирующая напряженность обратной связи создается разностью токов усилителей, составляющих каскад, т. е. током нагрузки

$$I_n = I_1 - I_2.$$

При отсутствии тока управления $I_1 = I_2$ и действие обратной связи равно нулю. При увеличении тока нагрузки возрастает и действие обратной связи. Общая ПОС позволяет создать усилители с повышенной стабильностью нуля (см. § 4.5).

Если в схемах с раздельной связью обмотки смещения могут отсутствовать, то в схемах с общей ПОС они обязательны, потому что иначе ток нагрузки будет оставаться равным нулю при любых значениях I_y .

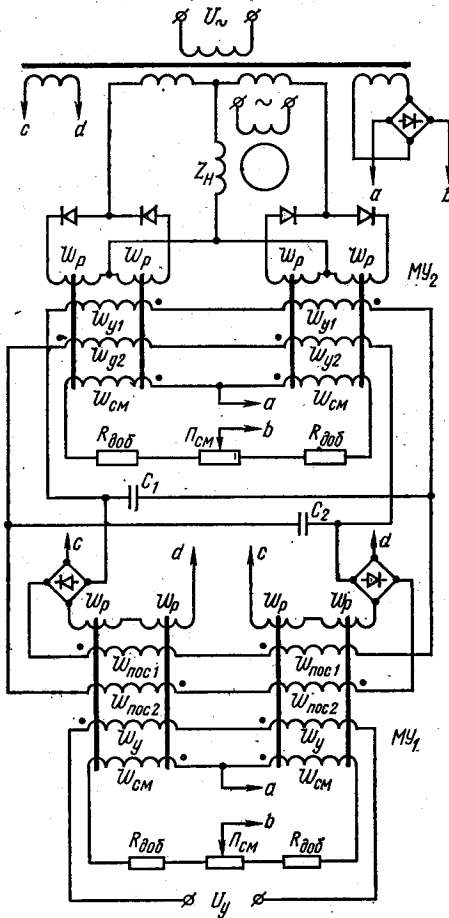


Рис. 4.12. Схема двухкаскадного реверсивного магнитного усилителя

§ 4.5. Стабильность, миниатюризация и резервирование магнитных усилителей

Под стабильностью работы магнитного усилителя понимают стабильность нуля, т. е. отсутствие выходного напряжения или тока в реверсивных усилителях при отсутствии сигнала на входе, и постоянство коэффициента усиления.

Магнитный гистерезис является одной из причин ухода нуля магнитных усилителей и проявляется в том, что после действия сигнала большой величины наблюдается остаточное смещение нуля. Меньшее влияние гистерезиса достигается при использовании сплавов с низкими значениями коэрцитивной силы и остаточной индукции, например пермаллоев с содержанием 75—80% никеля. Важно также применить такую конструкцию сердечников, при которой переменный магнитный поток, создающий размагничивающий эффект, проходил бы по всем участкам магнитопровода, где действует постоянное магнитное поле. Толщина пластин или ленты должна быть выбрана из условия (1.11), которое обеспечивает отсутствие сколько-нибудь существенного поверхностного эффекта, так как переменный поток размагничивает все сечение пластины.

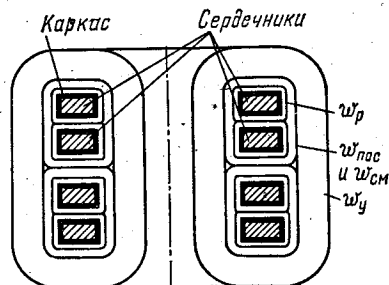


Рис. 4.13. Конструкция реверсивного усилителя с повышенной стабильностью нуля

Изменение магнитных характеристик сердечников во времени в результате механических деформаций при намотке или при изменении температуры также способ-
ствует уходу нуля усилителя.

Изменение характеристики вентиляей, особенно при изменении температуры, вызывает уход нуля и в значительной степени влияет на коэффициент усиления (ср. рис. 3.6, б). Поэтому целесообразно для диодов создавать облегченный режим (токи и напряжения значительно ниже допустимых), а также выбирать тип вентиляей с большей температурной стабильностью (например, кремниевые, а не германиевые).

Токи четных гармоник от наводимых в обмотках управления э. д. с., проходя через выпрямители предыдущих каскадов, подмагничивают сердечники этих каскадов и могут вызвать уход нуля. Э. д. с. четных гармоник значительно уменьшаются, если обмотка управления реверсивного усилителя охватывает сразу четыре сердечника, как показано на рис. 4.13.

Схемы с общей положительной обратной связью (см. рис. 4.12) позволяют снизить уход нуля на порядок по сравнению со схемами с отдельной связью. Это свойство можно пояснить следующим образом.

Если заменить изменение различных факторов ($U_{\text{сети}}$, температуры и т. п.), влияющих на величину тока нагрузки, некоторым приведенным к обмотке управления изменением тока смещения на $\Delta I_{\text{см}}$, то самопроизвольное изменение тока нагрузки (уход нуля) выразим так:

$$\begin{aligned} \Delta I_{\text{н}} &= \Delta I_1 - \Delta I_2 = k_{I_{\text{пос}1}} \Delta I_{\text{см}} - k_{I_{\text{пос}2}} \Delta I_{\text{см}} = \\ &= (k_{I_{\text{пос}1}} - k_{I_{\text{пос}2}}) \Delta I_{\text{см}}. \end{aligned}$$

Здесь цифры в индексах означают номера усилителей. Заменяя значения коэффициентов усиления усилителей с ПОС значениями из (3.4), получим

$$\Delta I_{\text{н}} = \left(\frac{\omega_y/\omega_p}{1-k_{\text{ос}1}} - \frac{\omega_y/\omega_p}{1-k_{\text{ос}2}} \right) \Delta I_{\text{см}}$$

В схемах с раздельной связью при коэффициентах $k_{\text{ос}}$, отличающихся даже на небольшую величину, но близких к единице, разность, стоящая в скобках, а значит, и уход нуля могут стать недопустимо большими. При общей же обратной связи коэффициент $k_{\text{ос}}$ один и тот же для обоих усилителей и изменение $\Delta I_{\text{н}} = 0$, т. е. ухода нуля не произойдет.

Относительный уход нуля можно снизить, уменьшая абсолютный уход нуля или увеличивая коэффициент усиления при неизменном абсолютном уходе нуля. Например, относительный уход нуля вследствие температурных изменений в выпрямителях цепи обратной связи будет тем меньше, чем выше коэффициент усиления без ПОС. Последнего достигают, увеличивая площадь окна под обмотками управления.

Уход нуля усилителей часто бывает обусловлен изменениями: напряжения и частоты источника питания, температуры окружающей среды, внешних магнитных полей и т. п. Для устранения этих причин применяют стабилизаторы напряжения и частоты в схемах, питающих усилители.

Усилители целиком или только выпрямители, работающие при низких температурах, помещают в камеры, где с помощью биметаллических выключателей и подогревающих элементов поддерживается неизменная температура; усилители экранируют от внешних магнитных полей экранами из магнитомягких материалов: армо-железа и пермаллоя.

Коэффициент усиления, особенно в усилителях с самонасыщением, в значительной степени зависит от ширины петли гистерезиса или крутизны динамической кривой намагничивания, изменение которых происходит при изменении режима намагничивания (вынужденное или свободное), температуры и т. п. и является одной из основных причин неустойчивости параметров усилителей.

Стремление к уменьшению габаритов и массы аппаратуры, повышению ее надежности и технологичности привело к созданию методов микроминиатюризации. В основе этих методов лежит использование микромодулей, представляющих собой миниатюрные функциональные узлы: усилители, выпрямители, генераторы, фильтры. Разные микромодули различаются как конструкцией, так и технологией изготовления, но общим для них является то, что в законченном виде они представляют собой герметичные узлы стандартных форм и размеров, которые не подлежат разборке и в случае неисправности заменяются целиком.

При проектировании магнитного усилителя наиболее трудно миниатюризируется сердечник с обмотками, так как один из его основных размеров (внешний диаметр) предопределен размерами платы

(рис. 4.14, а). Для обеспечения необходимого сечения сердечника приходится применять сердечники, напоминающие скорее отрезки трубочки, чем плоские кольца, и до предела сократить их внутренний диаметр. На рис. 4.14, б показан сердечник из ленты 79НМ толщиной 20 мкм с наружным диаметром 6 мм, внутренним диаметром 4 мм и высотой 5 мм. На рис. 4.14, в изображены два сердечника с обмотками,

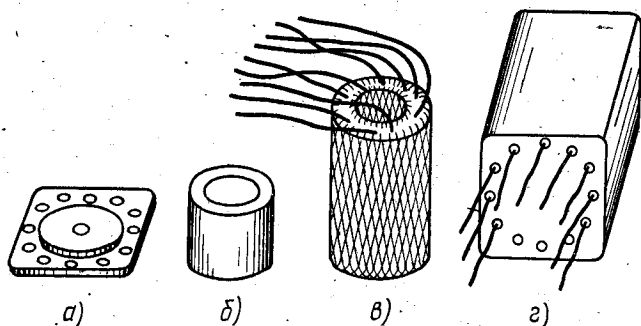


Рис. 4.14. Микромодуль магнитного усилителя

выполненными проводом диаметром 0,05 мм. Число витков обмоток переменного тока составляет 300, обмотки управления 50, обмотки смещения 50 и обмотки внешней обратной связи 5. На рис. 4.14, г изображен модуль сердечников с обмотками после заливки. Усилитель собран по схеме усилителя с самонасыщением с дополнительной обмоткой внешней обратной связи (рис. 4.15, а), причем выпрямитель представляет собой самостоятельный модуль, собранный на такой же плате, как и сердечник с обмотками. Усилитель работает на нагрузку 100 Ом и развивает мощность 0,43 Вт. Такая большая для приведен-

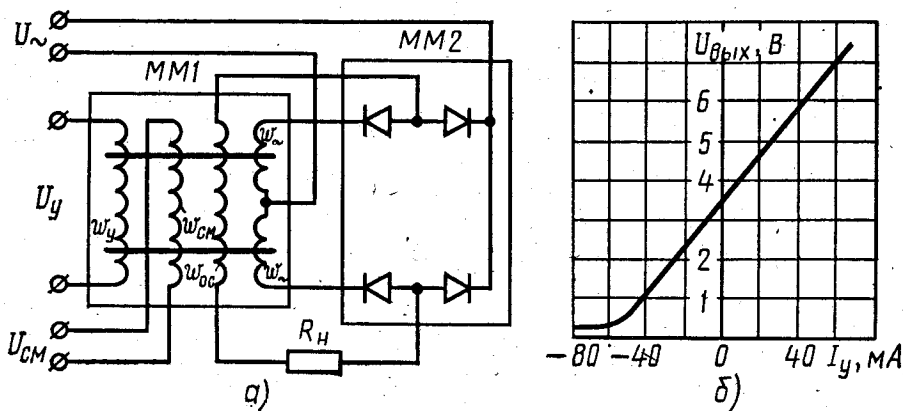


Рис. 4.15. Схема (а) и характеристика (б) микромодульного магнитного усилителя

ных габаритов мощность объясняется тем, что усилитель питается от источника напряжения с частотой 10 кГц. Характеристика усилителя (рис. 4.15, б) обладает значительным линейным участком, в пределах которого нелинейность не превышает 1%.

Для повышения надежности магнитных усилителей при проектировании применяют такие меры, как применение более теплостойких проводов для обмоток и снижение плотности тока в них. Весьма универсальным и эффективным способом повышения надежности магнитных усилителей является резервирование. Важно, что при резервировании надежность системы может быть выше надежности любого составляющего ее элемента.

Применяют два способа резервирования: поэлементное, когда резервируются, например, диоды, сопротивления и т. п., и общее, когда резервируется весь усилитель. При прочих равных условиях поэлементное резервирование эффективнее общего.

При поэлементном резервировании обычно резервируются (дублируются) все элементы магнитного усилителя, за исключением сердечников. Так, обмотки для обеспечения идентичности наматываются в две «нитки», полупроводниковые диоды резервируют по последовательно-параллельной схеме (т. е. заменяют один диод двумя последовательно соединенными парами параллельно включенных диодов), что обеспечивает защиту как от коротких замыканий, так и от обрыва. Аналогично рекомендуется включать резисторы, конденсаторы и другие элементы магнитных усилителей.

§ 4.6. Быстродействующие магнитные усилители (БМУ)

На основе анализа переходных процессов в усилителях с самонасыщением [выражение (3.43) в § 3.51] можно сделать вывод, что изменение индукции ΔV_{y1} одного сердечника в некоторый n -й полупериод определяется не только величиной сигнала в этот полупериод, но и изменением индукции V_{y2} другого сердечника в предыдущий ($n - 1$)-й полупериод. Это влияние одного сердечника на другой происходит через обмотку управления, охватывающую оба сердечника, и имеет место во всех рассмотренных ранее типах усилителей.

Следовательно, *условие предельно быстрого протекания переходного процесса (условие быстродействия) сводится к тому, что изменение индукции ΔV_y в первый же после подачи сигнала U_y полупериод должно принять установившееся значение, не зависящее от предыдущих значений индукции.*

Это условие проще всего выполнить двумя способами: созданием усилителя на одном сердечнике либо созданием усилителя без обмотки управления (управление таким усилителем осуществляется, например, шунтированием вентилей).

Рассмотрим работу усилителя на одном сердечнике (рис. 4.16, а), обладающем идеальной петлей гистерезиса (см. рис. 1.9, в). Для упрощения пренебрежем ее расширением под влиянием вихревых токов и магнитной вязкости. Работа схемы во многом напоминает работу схемы рис. 3.5, а. Основное отличие заключается в том, что исходным является не заданный ток управления, а напряже-

ние управления. Поэтому усилитель работает не в режиме вынужденного (как усилитель рис. 3.5, а), а в режиме свободного намагничивания.

В схеме рис. 3.5, а при отсутствии сигнала управления напряжение на нагрузке максимально (точка 1 на рис. 3.6, а). Для перемещения начальной рабочей точки по направлению к точке 2 необходимо ввести смещение. В схеме рис. 4.16, а оно осуществляется синусоидальным опорным напряжением $U_{оп}$, совпадающим по частоте и фазе с напряжением U_c :

$$U_{оп} = U_c \frac{\omega_y}{\omega_p}$$

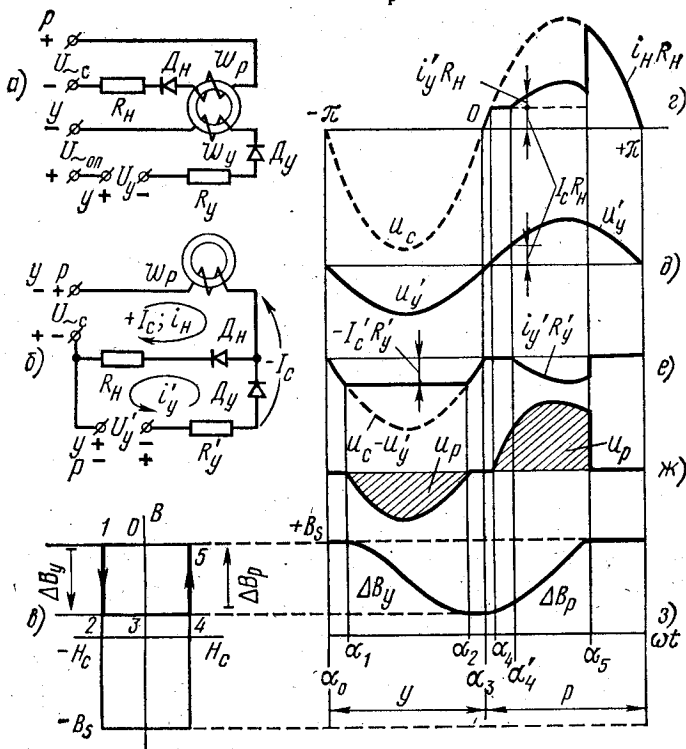


Рис. 4.16. Процессы в быстродействующем усилителе при синусоидальном сигнале

При отсутствии сигнала опорное напряжение, приложенное к обмотке ω_y через вентиль $Д_y$, открытый в управляющий полупериод, «опускает» индукцию на $\Delta B_{y\max}$ до значения $-B_s$ и, следовательно, обеспечивает $U_{н\max}$. Возможна также подача опорного напряжения в специально намотанную обмотку смещения. Управляющее напряжение, действуя навстречу опорному, уменьшает величину ΔB_y , и напряжение на нагрузке растет.

Для удобства анализа все величины управления можно привести к рабочей цепи. При этом схему замещения усилителя можно представить в виде схемы рис. 4.16, б.

Рассмотрим работу этой схемы при следующих допущениях: 1) обратные токи вентилях малы по сравнению с током $I_c = H_c/\omega_p$, соответствующим коэрцитивной силе; 2) напряжение схемы равно предельному [см. формулу (3.25)]; 3) сопротивления R_H и R_y — чисто активные. Знаки «+» и «-» с буквами y

и p означают на рис. 4.16 полярность напряжений в управляющий и рабочий полупериоды.

Особенностью быстродействующих усилителей является возможность их применения для непосредственного усиления сигналов переменного тока, имеющего частоту, равную частоте сети. Рассмотрим физические процессы именно для этого случая.

К началу управляющего полупериода сердечник насыщен и находится в точке O (рис. 4.16, в). В управляющий полупериод напряжение u_c запирает вентиль D_H и ток по нагрузке не идет. В этот полупериод u_c можно считать напряжением смещения, которое создает ток в цепи $R_Y - D_Y - \omega_p$. При наличии управляющего сигнала с полярностью, показанной на рис. 4.16, д, этот ток идет под действием разности $u_c - u_y'$ и рабочая точка перемещается в точку 1 к моменту $\omega t = \alpha_1$. На участке $1-2$ индукция изменяется, создавая на обмотке падение напряжения u_p (рис. 4.16, ж), уравнивающее большую часть разности ($u_c - u_y'$); оставшая часть уравнивается падением напряжения на R_y' от неизменного тока I_c' (рис. 4.16, е). На участке $2-3$ напряжения уменьшаются до нуля и рабочая точка приходит в точку 3 . На этом управляющий полупериод заканчивается.

В рабочий полупериод под действием u_c появляется ток в цепи $\omega_p - D_H - R_H$ и рабочая точка перемещается в точку 4 .

На участке $3-4$ напряжение схемы уравнивается только падением напряжения на сопротивлении R_H от тока, возрастающего от нуля до I_c (рис. 4.16, з). Когда напряжение управления u_y в точке $4'$ станет больше падения напряжения $I_c R_H$ (рис. 4.16, д), открывается вентиль D_Y , и по цепи $R_y' - D_Y - D_H - R_H$ течет ток i_y' (рис. 4.16, б), создавая на участке $4-5$ дополнительное падение напряжения на нагрузке (рис. 4.16, з). Разность между напряжением u_c и падением на R_H от суммы токов I_c и i_y' на участке $4-5$ уравнивается падением напряжения u_p на обмотке (рис. 4.16, ж).

С момента 5 , когда индукция достигнет насыщения, все напряжение u_c до конца рабочего полупериода прикладывается к нагрузке.

Как и при управлении постоянным током (ср. § 3.4), изменяя величину сигнала U_y , можно менять момент α_s скачка напряжения на нагрузке и величину среднего напряжения на ней.

Заметим, что величина среднего значения напряжения U_p на обмотке в управляющий и рабочий полупериоды (заштрихованы) равны по абсолютной величине, так как определяются равными по величине изменениями индукций $|\Delta B_y| = |\Delta B_p|$ (рис. 4.16, в). Поэтому выражение (3.24)

сохраняет силу для быстродействующих усилителей, управляемых сигналом переменного тока. Рассмотренная схема является однополупериодной.

На рис. 4.17 приведена схема двухполупериодного быстродействующего усилителя. Цепь нагрузки такого усилителя ничем не отличается от цепи нагрузки обычного усилителя с самонасыщением (ср. рис. 3.1, в и 4.17). Устранение влияния одного сердечника на другой достигается тем, что опорное напряжение трансформатора, равное $U_{оп} = U_c \frac{\omega_y}{\omega_p}$, запирает поочередно один из двух вентилях D_{y1} или D_{y2} и тем самым «отключает» ту обмотку управления, сердечник которой находится в рабочем полупериоде. Под действием разности ($U_{оп} - U_y$), приложенной к «включенной» обмотке, индукция сердечника, находящегося в управляющем полупериоде, изменяется на ΔB_y . При указанной на рис. 4.17, полярности вентиль D_{y2} заперт, и ток управления идет по цепи $U_{оп} - D_{y1} - \omega_{y1} - U_y - U_{оп}$. В следующий полупериод при запертом вентиле D_{y1} ток пойдет по цепи $U_{оп} - D_{y2} - \omega_{y2} - U_y - U_{оп}$. Схема управляется сигналом U_y как постоянного, так и переменного тока.

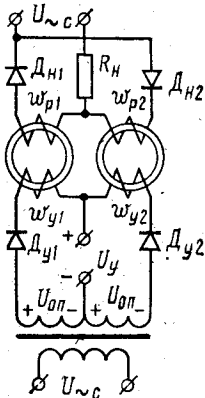


Рис. 4.17. Двухполупериодный быстродействующий магнитный усилитель

Вторичное напряжение трансформатора наряду с переключением вентилей выполняет роль напряжения смещения, как и в однополупериодной схеме.

Во всех приведенных схемах удовлетворяется условие быстродействия: в ближайший управляющий полупериод после подачи сигнала U_y или после изменения сопротивления $R_{ш}$ изменение индукции ΔB_y приобретает установившееся значение, и в ближайший за управляющим рабочий полупериод к нагрузке прикладывается новое установившееся значение напряжения. Таким образом, в отличие от «обычных» усилителей, где ток и напряжение нагрузки в переходном режиме возрастают по экспоненте, в быстродействующих усилителях наблюдается лишь запаздывание (задержка) t момента изменения напряжения на нагрузке от момента подачи сигнала. Эта задержка меняется в пределах от половины периода питающей сети, если момент подачи сигнала совпал с началом управляющего полупериода, до целого периода, если этот момент совпал с началом рабочего полупериода.

Динамические свойства быстродействующих усилителей характеризуются, как указывалось, лишь запаздыванием t . Поэтому передаточная функция быстродействующего усилителя имеет вид

$$W(p) = \bar{U}_{н.ср} / \bar{U}_{y.ср} = k U e^{-p\tau}$$

§ 4.7. Реверсивные и многокаскадные БМУ

Быстродействующие усилители, как указывалось, способны непосредственно усиливать сигналы переменного тока. Поэтому их целесообразно использовать в тех системах автоматики, где датчики (например, сельсины) выдают именно такого вида сигналы.

Чтобы напряжение на выходе меняло полярность или фазу на 180° при изменении полярности входного сигнала, применяют реверсивные схемы усилителей.

Рассмотрим две типовые схемы: дифференциальную и мостовую, лежащие в основе других более сложных схем.

Дифференциальную схему реверсивного быстродействующего усилителя получают путем объединения двух односердечниковых усилителей (рис. 4.18, а) таким образом, чтобы их рабочие полупериоды были сдвинуты на полпериода, а выходные напряжения имели одинаковую полярность. Опорные напряжения $U_{оп1}$ и $U_{оп2}$ подбирают так, чтобы при отсутствии выходного сигнала сердечники насыщались в моменты времени $\omega t = \pi/2$ и $\omega t = 3\pi/2$ (рис. 4.18, б). Для простоты объяснения пренебрегаем падением напряжения на нагрузке $I_c R_H$. В этом случае по нагрузке проходят четвертьпериодные импульсы тока, не содержащие основной гармоники. При подаче на вход синусоидального сигнала его напряжение действует навстречу опорному напряжению в полупериод, являющийся управляющим, например, для первого сердечника, в результате чего ΔB_y этого сердечника уменьшается, а его выходное напряжение возрастает

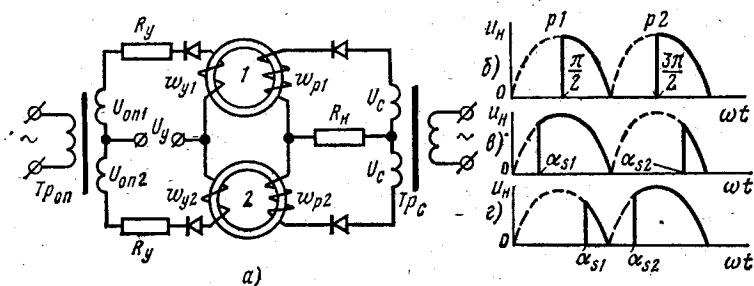


Рис. 4.18. Дифференциальная схема реверсивного быстродействующего усилителя

(рис. 4.18, в). В следующий полупериод, являющийся управляющим для второго сердечника, напряжение сигнала оказывается согласным с опорным напряжением, поступающим с другой вторичной обмотки трансформатора $Tr_{оп}$; под их суммарным действием ΔB_y второго сердечника возрастает, а выходное напряжение уменьшается. В результате на нагрузке появится основная гармоника напряжения (рис. 4.18, в), которая изменит фазу на 180° при перемене фазы управляющего сигнала (рис. 4.18, г). Это позволяет использовать схему для управления реверсивным двухфазным асинхронным двигателем.

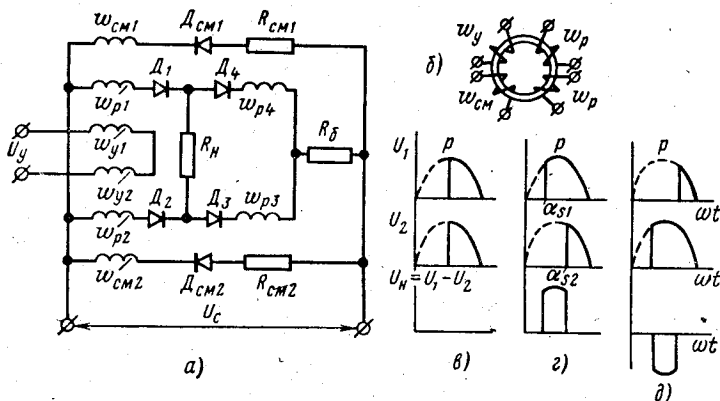


Рис. 4.19. Схема реверсивного мостового быстродействующего усилителя

Для любых величин и фаз управляющего сигнала при указанной величине $U_{оп}$ по нагрузке проходит постоянная составляющая тока, не меняющая ни величины, ни полярности. В ряде случаев она оказывается полезной, так как вызывает динамическое торможение двигателя и быстро останавливает его при снятии сигнала.

Следует отметить, что управляющее напряжение должно находиться либо в фазе, либо в противофазе с опорным напряжением. При других углах сдвига фаз чувствительность усилителя будет уменьшаться, а при сдвиге в $\pi/2$ станет равной нулю.

Мостовая схема реверсивного быстродействующего усилителя (рис. 4.19, а) образована также из двух односердечниковых усилителей. В отличие от элементарной схемы рис. 4.16, а рабочая обмотка каждого сердечника состоит из двух половин (рис. 4.19, б). Образованные таким образом четыре полуобмотки представляют собой четыре плеча моста, к одной диагонали которого подводят напряжение схемы, а в другую включают нагрузку. Полуобмотки w_{p1} и w_{p3} принадлежат одному сердечнику, а w_{p2} и w_{p4} — другому. Вентили $D_1 - D_4$ пропускают напряжение схемы только в рабочий полупериод, который у обоих сердечников в отличие от дифференциальной схемы протекает одновременно. В управляющий полупериод напряжение схемы, выполняющее в данном случае роль опорного, через открытые вентили $D_{см1}$ и $D_{см2}$ прикладывается к обмоткам смещения и размагничивает оба сердечника. Сопротивления смещения $R_{см1}$ и $R_{см2}$ подбирают так, чтобы в отсутствие сигнала углы насыщения сердечников были равными: $\alpha_{s1} = \alpha_{s2} = \pi/2$ (рис. 4.19, в). В этом случае на участке $0 - \pi/2$ мост уравновешен при относительно большом значении индуктивных сопротивлений всех четырех полуобмоток, которые определяются магнитной проницаемостью материала сердечников на «вертикальных» участках петли. На участке $\pi/2 - \pi$ мост продолжает оставаться уравновешенным, но при близких к нулю индуктивных сопротивлениях всех четырех плеч. В результате в течение всего рабочего полупериода ток в нагрузке не проходит.

Балластное сопротивление R_6 предохраняет рабочую цепь от короткого замыкания и ограничивает ток через рабочие обмотки на участке $\pi/2$ — π , когда сердечники насыщены и сопротивление обмоток w_p определяется лишь их активным сопротивлением.

При наличии управляющего сигнала н. с. обмоток управления вычитается из н. с. обмотки смещения в одном сердечнике, вызывая уменьшение его ΔB_{y1} , и складывается в другом, где ΔB_{y2} возрастает. Это приводит к уменьшению α_{s1} и увеличению α_{s2} в рабочий полупериод (рис. 4.19, д).

В результате на участке $\alpha_{s1} - \alpha_{s2}$, когда сопротивление обмоток w_{p1} и w_{p2} уже близко к нулю, а сопротивление обмоток w_{p2} и w_{p3} еще велико, мост выходит из равновесия и к нагрузке прикладываются импульсы напряжения, изменяющие свою полярность при изменении фазы управляющего сигнала на 180° (рис. 4.19, д).

Таким образом, в мостовой схеме в отличие от дифференциальной реверсируется не только основная гармоника выходного напряжения, но и его постоянная составляющая. Это позволяет включать нагрузку с выходом как переменного тока (двухфазный двигатель), так и постоянного (обмотка возбуждения машин постоянного тока).

Мостовые усилители легко соединять в многокаскадные схемы. Для этого вместо нагрузки R_H включают обмотку управления последующего каскада. При этом должно соблюдаться условие, чтобы рабочий полупериод предыдущего каскада был управляющим для последующего. Если схема питается от одного источника U_c , то достаточно все диоды в последующем каскаде включить в противоположном направлении.

Многокаскадные быстродействующие усилители позволяют усиливать сигналы переменного тока без их предварительного выпрямления с коэффициентом усиления по мощности до 10^6 . Запаздывание τ такого усилителя лежит в пределах

$$\frac{T}{2} n < \tau < \frac{T}{2} (n + 1),$$

где n — число каскадов; T — период сети.

Общим недостатком приведенных схем является однополупериодный выход. Рассмотрим одну их схем (рис. 4.20, а) с двухполупериодным выходом. Она

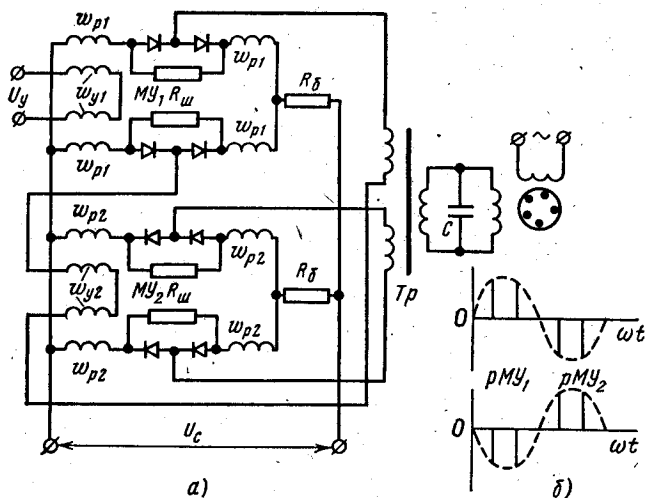


Рис. 4.20. Реверсивный мостовой быстродействующий усилитель с двухполупериодным выходом:

а — схема; б — напряжение на нагрузке при сигналах, отличающихся по фазе на 180°

состоит из двух однополупериодных мостовых схем типа схемы рис. 4.19, *а*, рабочие полупериоды которых чередуются, благодаря чему мостовые схемы работают попеременно на две первичные обмотки выходного трансформатора T_p . Чередование полупериодов обеспечивается за счет того, что обмотки управления второго мостового усилителя w_{y2} соединены последовательно с нагрузкой (одной из первичных обмоток трансформатора) первого мостового усилителя. Сигнал же управления подается лишь на обмотки управления w_{y1} первого мостового усилителя. Такую двухполупериодную схему можно использовать в качестве последнего каскада быстродействующих мостовых усилителей. В мостовых схемах роль цепей смещения могут выполнять рабочие обмотки, если в рабочих цепях шунтированы сопротивлениями $R_{ш}$.

§ 4.8. Индуктроны

В устройствах автоматики нередко приходится обрабатывать информацию в виде сигналов переменного тока. Рассмотренные в предыдущих двух параграфах БМУ позволяют усиливать такие сигналы.

Рассмотрим еще один магнитный элемент, названный индуктроном [1.24], на вход которого тоже подаются сигналы переменного тока. Принцип действия индуктрона, как и магнитных усилителей, основан на подмагничивании ферромагнитного сердечника постоянным магнитным полем.

Индуктрон представляет собой кольцевой сердечник неизменного (рис. 4.21, *а*) или переменного (рис. 4.21, *б*) сечения с четырьмя обмотками. За счет обмотки опорного подмагничивания $w_{оп}$, обтекаемой неизменным постоянным током $I_{оп}$, создается напряженность постоян-

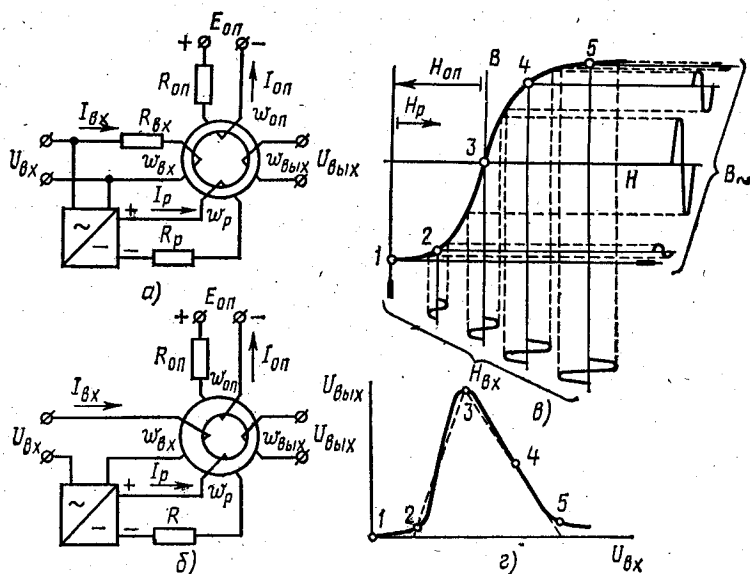


Рис. 4.21. Индуктрон:

а — на кольцевом сердечнике; *б* — на сердечнике переменного сечения; *в* — принцип работы; *г* — характеристика вход — выход

ного поля $H_{оп}$, которая доводит материал сердечника до насыщения (точка 1 на рис. 4.21, в). При подаче на вход сигнала переменного тока часть его (рис. 4.21, а) или весь ток источника сигнала (рис. 4.21, б) выпрямляется и, проходя по обмотке размагничивания w_p , создает напряженность H_p постоянного поля, направленную встречно с полем $H_{оп}$. В результате материал сердечника выходит из насыщения и по мере увеличения сигнала на входе рабочая точка перемещается из точки 1 в точки 2, 3, 4, 5.

Если сопротивления резисторов $R_{вх}$, R_p и R достаточно велики, то токи $I_{вх}$ и I_p , а значит, и напряженности $H_{вх}$ и H_p можно считать пропорциональными $U_{вх}$. За счет соотношения чисел витков обмоток и указанных сопротивлений добиваются, что напряженность переменного поля $H_{вх}$ становится значительно меньше, чем H_p . Поэтому частные циклы близки к симметричным и переменную составляющую индукции B_{\sim} , а значит, и э. д. с., наводимую в выходной обмотке $w_{вых}$, можно считать синусоидальными.

Из рис. 4.21, в видно, что при малых сигналах $U_{вх}$, когда частные циклы находятся в области 1-2, близкой к насыщению, индукция B_{\sim} , а значит, и напряжение на выходе $U_{вых}$ будут небольшими. По мере увеличения $U_{вх}$ частные циклы перемещаются в область 2-3 и амплитуда B_{\sim} , а с ней и $U_{вых}$ возрастают. Однако дальнейшее увеличение $U_{вх}$ приведет к тому, что частные циклы будут перемещаться в область 3-4-5 с уменьшающейся возвратной магнитной проницаемостью, что ведет к уменьшению амплитуды B_{\sim} , а значит, и $U_{вых}$. Таким образом, характеристика вход — выход индуктрона имеет вид, показанный на рис. 4.21, г.

Изменяя распределение обмоток на сердечнике и используя сердечники с переменным сечением, можно изменять степень наклона и расположение максимума $U_{вых}$ характеристики вход — выход индуктрона.

Наличие у характеристики индуктрона участков резкого возрастания и убывания делает возможным применение его в качестве усилительного элемента, незначительным изменениям напряжения на входе которого соответствуют существенные изменения напряжения на выходе. При этом возможны два режима: первый, когда положительным изменениям входного сигнала соответствуют положительные изменения выходного (участок 2-3 на рис. 4.21, г), и второй, когда положительным изменениям входного сигнала соответствуют отрицательные изменения выходного (участок 3-4-5).

Настройка на тот или иной режим осуществляется путем изменения напряженности $H_{оп}$.

Индуктрон можно использовать в качестве компаратора, т. е. устройства, сравнивающего входной сигнал с эталоном. Максимальное значение выходного сигнала (точка 3) соответствует такой величине входного, когда напряженности $H_{оп}$ и H_p полностью компенсируют друг друга. Задавая то или иное значение $E_{оп}$ (эталон), по максимуму $U_{вых}$ можно определять момент, когда изменяющееся входное напряжение примет значение, соответствующее эталону. Устройство ценно тем, что позволяет определять этот момент для сиг-

нала переменного тока без какого-либо дополнительного его преобразования.

Интересные возможности применения индуктронов появляются при использовании нескольких индуктронов (рис. 4.22, а), когда входной сигнал подается параллельно на их входы, а выходные сигналы суммируются за счет последовательного соединения выходных обмоток. При этом результирующая характеристика «вход — выход» зависит от соотношения между напряжениями в отдельных индукти-

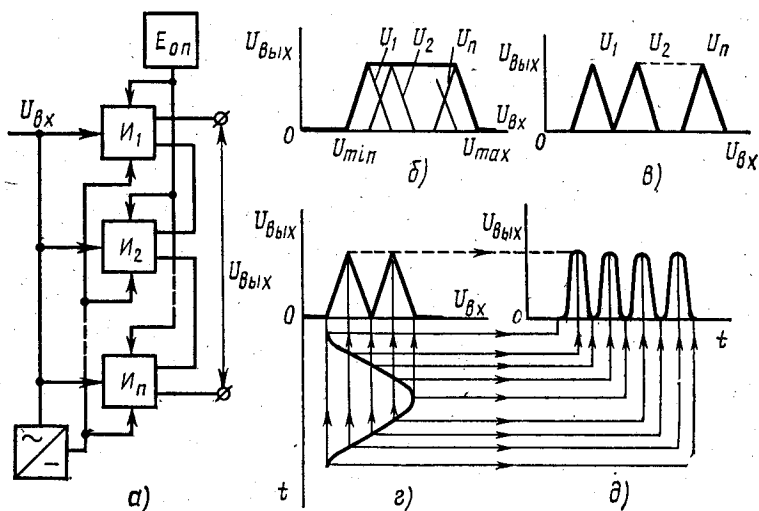


Рис. 4.22. Применение индуктронов

ронах. Аппроксимируем характеристику индуктрона треугольником, как показано пунктиром на рис. 4.21, г. Варьируя величину $H_{\text{оп}}$ индуктронов, составляющих схему, можно получить за счет сложения треугольных характеристик трапецидальную (рис. 4.22, б) и гребенчатую (рис. 4.22, в) суммарные характеристики.

Используя трапецидальную характеристику, можно реализовать схему бесконтактного реле переменного тока, в котором напряжение на выходе появляется, когда $U_{\text{вх}}$ достигает значения $U_{\text{вх мин}}$, что соответствует замыканию контактов обычного электромагнитного реле (ср. гл. 17), управляемого переменным током.

Если суммарная характеристика имеет горизонтальный отрезок, то на такой схеме можно реализовать стабилизатор напряжения переменного тока так называемого параметрического типа (ср. § 5.5), который может быть использован в качестве источника эталонного напряжения.

На схеме, обладающей гребенчатой характеристикой, легко выполняется умножитель частоты. В самом деле, если входное напряжение модулируется во времени так, как показано в четвертом квадранте рис. 4.22, г, а характеристика схемы из двух индуктронов имеет вид, приведенный в первом квадранте, то выходное напряжение та-

кой схемы будет промодулировано во времени с учетверенной частотой (рис. 4.22, д). Таким образом, схема с n -гребенчатой характеристикой будет в $2n$ раз умножать частоту модуляции входного сигнала переменного тока, сохраняя, естественно, неизменной его несущую частоту.

Необходимо отметить, однако, что индуктрон не может отдавать на выходе большой мощности и поэтому, подобно магнитным модуляторам (см. гл. 6), может быть использован лишь для обработки сигналов, т. е. как информационный, а не силовой элемент.

Глава 5. Применение магнитных усилителей

§ 5.1. Трехфазные усилители

В мощных системах автоматического регулирования целесообразно применять трехфазные магнитные усилители, обеспечивающие равномерную нагрузку фаз питающей сети, а в случае нагрузки на выпрямленном токе — малую величину его пульсаций.

Трехфазные усилители используют в системах автоматизированного электропривода, автоматического регулирования режимов работы электропечей, установок электросварки, стабилизаторов напряжения, автоматического управления станками, кранами и т. д.

Подобно трансформаторам, трехфазные магнитные усилители могут быть либо в виде групповой схемы, состоящей из трех однофазных усилителей, либо в специальноной трехфазном исполнении.

На рис. 5.1 приведены схемы трехфазных групповых усилителей, которые состоят из трех простейших двухсердечниковых усилителей, включенных между зажимами A , B и C фаз сети и нагрузкой. Схема

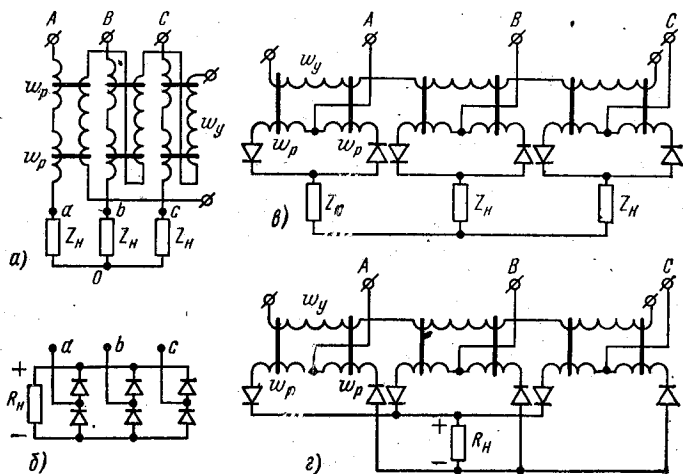


Рис. 5.1. Групповые схемы трехфазных магнитных усилителей

рис. 5.1, *а* представляет собой усилитель без обратной связи с выходом переменного тока. Если к точкам *a, b, c* этой схемы подключить вместо трехфазной нагрузки схему рис. 5.1, *б*, то схема рис. 5.1, *а* превращается в схему усилителя с выходом постоянного тока. Причем схема рис. 5.1, *б* благодаря выпрямлению трехфазного тока имеет значительно меньшую пульсацию выходного напряжения, чем однофазная мостовая схема.

Для повышения коэффициента усиления групповой усилитель можно выполнить из трех усилителей с самонасыщением (рис. 5.1, *в*). Такой усилитель легко превращается в усилитель с выходом постоянного тока (рис. 5.1, *г*) при соответствующем включении вентилялей. При этом, как и в схеме рис. 5.1, *б*, выпрямленное напряжение обладает малой амплитудой пульсации.

Во всех схемах рис. 5.1 обмотки управления трех усилителей соединены последовательно и переменная э. д. с., наведенная в них, состоит только из шестой и кратных ей гармоник.

Конструктивно каждый однофазный усилитель, входящий в групповую трехфазную схему, можно выполнить по любому из вариантов рис. 2.2, *а—г*.

Расчет группового трехфазного усилителя сводится к расчету каждого однофазного усилителя на фазовые ток и напряжение и может быть произведен по методу, изложенному в § 3.7.

Схема усилителя специального трехфазного исполнения значительно проще групповой схемы и состоит из трех П- или Ш-образных сердечников, трех рабочих обмоток и одной обмотки управления, охватывающей три сердечника (рис. 5.2, *а, б*).

Рабочие обмотки могут быть соединены звездой (рис. 5.2, *в*) или треугольником (рис. 5.2, *г*). Соединение треугольником применяют реже, так как рабочие обмотки образуют в этом случае короткозамкнутый контур, значительно повышающий инерционность схемы (ср. рис. 2.2, *д* и п. 3, § 3.3).

Если нагрузка симметрична, то в обмотке управления не наводится э. д. с. основной гармоники, потому что, как известно, сумма мгновенных значений симметричной трехфазной системы напряжений

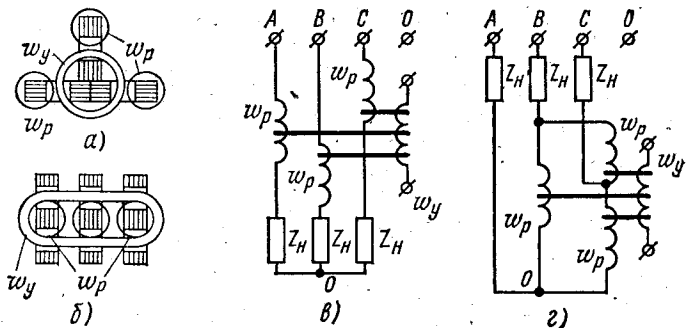


Рис. 5.2. Конструкции (*а, б*) и схемы соединений (*в, г*) трехфазных магнитных усилителей

равна нулю. Следовательно, равна нулю и сумма мгновенных значений магнитных потоков трех сердечников, к обмоткам которых приложена симметричная трехфазная система напряжений. Однако если нагрузка нелинейна, то даже при симметричных напряжениях сети и нагрузке в последней появляются токи и напряжения не только прямой, но и нулевой последовательности. Вывод о равенстве нулю сум-

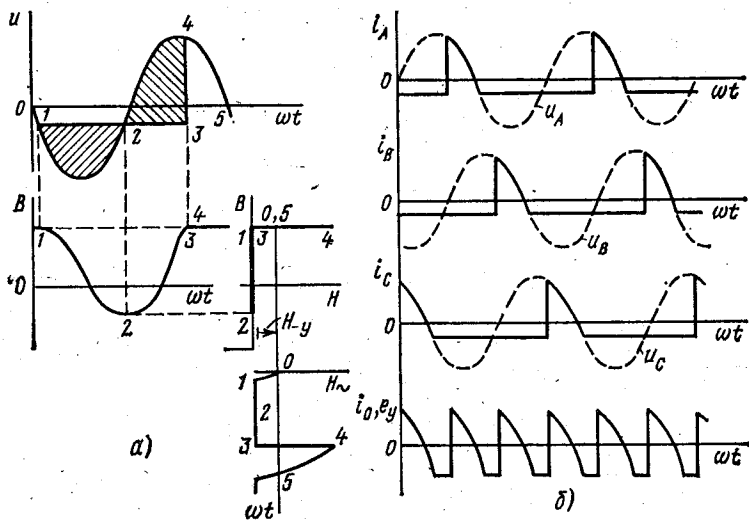


Рис. 5.3. Процессы в трехфазном магнитном усилителе

мы мгновенных значений магнитных потоков справедлив только для потоков прямой последовательности, потоки же нулевой последовательности наводят в обмотке управления переменные э. д. с.

Рассмотрим подробнее физические процессы, происходящие в трехфазном усилителе.

На рис. 5.3, а показаны кривые, характеризующие процессы каждой из трех фаз усилителя, собранного по схеме рис. 5.2, в. Нагрузка принята чисто активной. Предполагается, что $Z_y \rightarrow \infty$, т. е. имеет место режим вынужденного намагничивания. Обмотка управления создает постоянную во времени напряженность $H_y = \text{const}$, которая определяет исходную точку O на кривой намагничивания, принятой для упрощения безгистерезисной.

Анализ процесса удобнее начать с отрицательного полупериода фазового напряжения. В начале полупериода под действием напряжения u ток в обмотке w_p увеличивается, растет напряженность H_w , направленная навстречу напряженности H_y , и рабочая точка перемещается по горизонтальному участку $0-1$ кривой намагничивания. На участке $1-2$ рабочая точка опускается по кривой намагничивания при неизменном токе и напряженности рабочей обмотки, а напряжение фазы уравнивается суммой э. д. с. рабочей обмотки и падения напряжения, создаваемого неизменным током $I = H_y l / w_p$, на нагрузке. На рис. 5.3, а заштрихована та часть кривой напряжения, которая уравнивается э. д. с. рабочей обмотки. На участке $2-3$ рабочая точка поднимается по кривой намагничивания. При этом ток $I = H_y l / w_p$ поддерживается э. д. с., которая на этом участке, изменив знак, не только уравнивает напряжение питающей сети, но и создает падение напряжения от тока на нагрузке.

Таким образом, в положительный полупериод до точки 3 ток идет навстречу напряжению питающей сети. В этой точке сердечник насыщается, и ток, меняя направление, увеличивается скачком до значения, при котором напряжение сети уравновешивается падением на нагрузке. До конца положительного полупериода (точка 5) ток в рабочей цепи изменяется по синусоиде, а затем процесс повторяется. При изменении тока управления изменяются напряженность H_y и момент скачка тока в нагрузке. Так происходит управление током в нагрузке.

Складывая сдвинутые на 120° кривые токов фаз A , B и C (рис. 5.3, б), получим кривую тока в нулевом проводе i_0 . Нетрудно заметить, что кривая тока состоит из третьей и кратных трех гармоник.

Найдем величину э. д. с., наводящейся в обмотке управления. Если принять сопротивление обмоток ω_p чисто индуктивным, то от каждой рабочей обмотки в обмотке управления наводится э. д. с., равная падению напряжения на рабочей обмотке, умноженной на коэффициент трансформации:

$$e_{yA} = k(U_A - R_n i_A),$$

$$e_{yB} = k(U_B - R_n i_B),$$

$$e_{yC} = k(U_C - R_n i_C),$$

где $k = \omega_y / \omega_p$.

Полная э. д. с. в обмотке управления равна сумме мгновенных значений э. д. с. e_{yA} , e_{yB} , e_{yC} :

$$e_y = k[(U_A + U_B + U_C) - R_n(i_A + i_B + i_C)].$$

Но сумма мгновенных значений напряжения питающей сети равна нулю, а сумма фазовых токов равна току нулевого провода, поэтому последнее равенство принимает вид

$$e_y = -kR_n i_0.$$

Таким образом, кривая э. д. с. в обмотке управления повторяет форму кривой тока в нулевом проводе.

В режиме свободного намагничивания, когда $Z_y \rightarrow 0$, э. д. с. тоже близка к нулю, а значит будет близок к нулю и ток в нулевом проводе. При этом по цепи управления будут проходить третьи гармоники тока.

Если же нулевого провода нет, то в режиме $Z_y \rightarrow \infty$ между нулями сети и нагрузки возникает разность напряжений третьей и высших гармоник, а в режиме $Z_y \rightarrow 0$ такой разности напряжений возникать не будет.

Заметим, что рис. 5.3 соответствует относительно небольшим токам управления. При больших значениях тока управления процессы усложняются.

§ 5.2. Операционные усилители

Магнитные усилители, применяемые в системах автоматического регулирования и управления для обработки информации в аналоговой форме, называются операционными. Для этого класса усилителей особенно ценными являются стабильность нуля и стабильность коэффициента усиления.

Как известно, магнитные усилители отличаются от электронных главным образом тем, что электронный усилитель управляется напряжением, подаваемым на сетку лампы, а магнитный усилитель — током, подаваемым в обмотку управления и создающим напряженность магнитного поля. Поэтому при проектировании устройств с магнитными усилителями должна быть предусмотрена пропорциональность между переменными, заданными в виде напряжений, и токами, осуществляющими управление. Эту пропорциональность можно обеспечить путем включения последовательно с обмотками управления достаточно больших прецизионных (выполненных с большой точностью и высокостабильных) проволочных резисторов (см. R_{y1} , R_{y2} , R_{y3} на рис. 5.6).

Рассмотрим работу основного типа операционных усилителей — суммирующего и возможности создания на его основе других усилителей.

Допустим, что надо сложить n сигналов, заданных в виде постоянных токов I_1, I_2, \dots, I_n . Если каждый ток подается в «свою» обмотку управления, то на основании закона магнитного усилителя [см. формулу (2.4)] можно записать

$$I_1 \omega_{y1} + I_2 \omega_{y2} + \dots + I_n \omega_{yn} = I_{\sim \text{cp}} \omega_p, \quad (5.1)$$

откуда ток нагрузки (при условии $\omega_{y1} = \omega_{y2} = \dots = \omega_{yn}$)

$$I_{\sim \text{cp}} = \frac{\omega_y}{\omega_p} (I_1 + I_2 + \dots + I_n). \quad (5.2)$$

Однако равенство (5.1) является точным лишь для идеальной кривой намагничивания; в реальных же условиях суммирование происходит с ошибкой в несколько процентов.

Повышение точности (до сотых долей процента) достигается применением схем с глубокой отрицательной обратной связью (ООС).

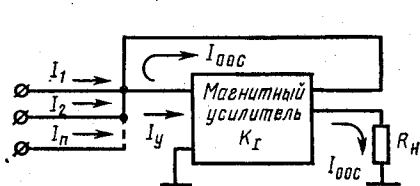


Рис. 5.4. Структурная схема суммирующего магнитного усилителя

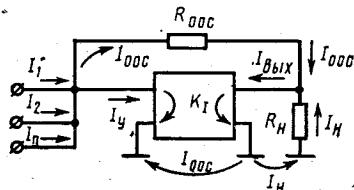


Рис. 5.5. Структурная схема суммирующего усилителя с усилением сигнала по мощности

В этих схемах выходная величина сравнивается с входной, и если между ними появляется разность, то схема изменяет значение выходной величины так, что эта разность уменьшается. Таким образом, схема представляет собой систему автоматического регулирования, работающую по принципу отклонения.

На рис. 5.4 показана схема суммирующего магнитного усилителя. Входной величиной этой системы является сумма сигнальных токов $\sum_1^n I_{\text{сигн}}$, выходной величиной — ток отрицательной обратной связи $I_{\text{ООС}}$, а отклонением — ток I_y в обмотке управления. Следовательно, ток управления магнитного усилителя, который можно рассматривать как ошибку суммирования (ток ошибки),

$$I_y = \sum I_{\text{сигн}} - I_{\text{ООС}} \quad (5.3)$$

(здесь и далее используются средние значения токов без дополнительных обозначений).

Если при разомкнутой обратной связи коэффициент усиления по току равен k_I , то

$$I_y = I_{\text{ООС}} / k_I. \quad (5.4)$$

Подставив (5.4) в (5.3), получим

$$I_{\text{Н}} = I_{\text{ООС}} = \frac{k_I}{1 + k_I} \sum I_{\text{сигн}} = \frac{1}{1/k_I + 1} \sum I_{\text{сигн}}. \quad (5.5)$$

При достаточно большом k_I ток нагрузки будет «следить» за суммой токов с допустимой ошибкой. Например, при $k_I = 10^4$

$$I_{\text{ООС}} = \frac{1}{1/10\,000 + 1} \sum I_{\text{сигн}} \approx 0,9999 \sum I_{\text{сигн}},$$

т. е. ошибка суммирования не превышает 0,01%.

Увеличить коэффициент усиления по току можно путем применения нескольких каскадов магнитных усилителей, введением внешних положительных обратных связей и использования усилителей с самонасыщением.

Для изменения полярности тока в нагрузке при изменении знака суммы сигнальных токов используют реверсивные усилители с выходом постоянного тока с балластными сопротивлениями.

Если напряжение на нагрузке должно быть такого же порядка, как сигнальные напряжения, то при токе обратной связи, равном току нагрузки (рис. 5.4), усиление по мощности отсутствует. При необходимости усиления по мощности в цепь отрицательной обратной связи должна вставляться лишь часть выходного тока усилителя (рис. 5.5).

Коэффициент отрицательной обратной связи [1.10]

$$\beta = I_{\text{оос}} / I_{\text{вых}}, \quad (5.6)$$

где $I_{\text{вых}}$ — среднее значение выходного тока магнитного усилителя;

$$I_{\text{вых}} = k_I I_y. \quad (5.7)$$

Ток нагрузки для этой схемы

$$I_n = I_{\text{вых}} (1 - \beta). \quad (5.8)$$

Собственно систему автоматического регулирования составляет контур с током $I_{\text{оос}}$, ток нагрузки не входит в этот контур.

Если отношение (5.6) подставим в формулу (5.3) и учтем (5.7), получим выражение для ошибки суммирования

$$I_y = \frac{1}{1 + k_I \beta} \Sigma I_{\text{сигн}}. \quad (5.9)$$

Подставляя формулы (5.3) и (5.6) в (5.7) и учитывая (5.8), найдем

$$\frac{I_n}{1 - \beta} = k_I \left(\Sigma I_{\text{сигн}} - \beta \frac{I_n}{1 - \beta} \right); \quad (5.10)$$

откуда коэффициент усиления по току для схемы с ООС

$$k_{I \text{ оос}} = \frac{I_n}{\Sigma I_{\text{сигн}}} = \frac{k_I}{\frac{1}{1 - \beta} + \frac{\beta k_I}{1 - \beta}} = \frac{(1 - \beta) k_I}{1 + \beta k_I} = \frac{1 - \beta}{\frac{1}{k_I} + \beta}. \quad (5.11)$$

Эта функция не имеет экстремума при изменении β и увеличивается до k_I при уменьшении β до 0. При $k_I \rightarrow \infty$, что соответствует границе релейного режима, коэффициент усиления устройства стремится к величине

$$\lim_{k_I \rightarrow \infty} k_{I \text{ оос}} = 1/\beta - 1, \quad (5.12)$$

которая не зависит от k_I , а определяется только β .

Из сопоставления (5.9) и (5.12) видно, что точность работы устройства с ростом β увеличивается, а усиление уменьшается. Для увеличения точности работы при заданном усилении (т. е. при постоянном β) надо увеличивать k_I вплоть до релейного режима.

Применяя для суммирующих усилителей реверсивные схемы, можно производить не только суммирование, но и вычитание или алгебраическое суммирование.

В магнитных усилителях можно провести операцию алгебраического суммирования с умножением на постоянные множители (целые или дробные). Это осуществляется с помощью различных чисел витков управляющих обмоток, в которые поступают сигналы I_1, I_2, \dots, I_n .

Другие примеры использования магнитных усилителей в аналоговой технике обработки информации см. в [1.11, 1.12].

§ 5.3. Усилители токового типа в измерительной и аналоговой технике обработки информации

Магнитные усилители, обладающие высокой надежностью и стабильностью, можно применять в современной технике измерений, связанной с усилением измеряемых величин, автоматической записью, передачей их на расстояние и т. п.

Описанные в § 5.2 усилители с глубокой отрицательной обратной связью используют в тех случаях, когда *выходной величиной является напряжение*. Рассмотрим схему усилителя, *входной и выходной величинами которого является ток*.

Для измерения слабого постоянного тока I_x в разрыв его цепи включают обмотку управления w_y (рис. 5.6) первого каскада магнитного усилителя с ООС, которая служит для стабилизации характеристики и уменьшения входного сопротивления усилителя до такой величины, чтобы его включение не отражалось на измеряемой цепи.

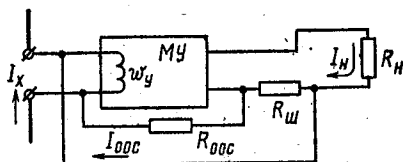


Рис. 5.6. Схема магнитного усилителя токового типа

Нагрузкой может быть самописец или другой регистрирующий прибор. Ток $I_{оос}$ проходит под действием падения напряжения от тока нагрузки на сопротивлении шунта.

Если при разомкнутой ООС коэффициент усиления по току равен k_I , то при замкнутой ООС ток нагрузки

$$I_n = k_I (I_x - I_{оос}) = k_I I_y, \quad (5.13)$$

где ток I_y в обмотке управления представляет собой ошибку измерения.

По методу контурных токов для контура ООС можно записать

$$I_n R_{ш} + I_x R_y - I_{оос} (R_{оос} + R_{ш} + R_y) = 0. \quad (5.14)$$

Найдя отсюда выражение для $I_{оос}$ и подставив его в (5.13), получим коэффициент усиления по току с включенной ООС:

$$k_{I_{оос}} = \frac{I_n}{I_x} = \frac{R_{оос} + R_{ш}}{\frac{R_{оос} + R_{ш} + R_y}{k_I} + R_{ш}}. \quad (5.15)$$

При достаточно большом k_I выражение (5.15) примет вид

$$k_{I_{оос}} = \frac{I_n}{I_x} \approx \frac{R_{оос} + R_{ш}}{R_{ш}}.$$

Следовательно, ток нагрузки жестко связан с измеряемым током, если сопротивления $R_{ш}$ и $R_{оос}$ сделать достаточно стабильными.

Необходимая величина k_I достигается путем применения многокаскадных усилителей с положительными внешними связями или с

самонасыщением, причем усилитель работает на границе релейного режима.

Входное сопротивление схемы с ООС

$$R_{\text{вх}} = \frac{I_y R_y}{I_x} = \frac{I_{\text{н}}}{I_x} \frac{I_y}{I_{\text{н}}} R_y = \frac{k_I \text{оос}}{k_I} R_y \quad (5.16)$$

во столько раз меньше сопротивления обмотки управления, во сколько раз коэффициент усиления по току с ООС меньше коэффициента усиления без нее.

Схему рис. 5.6 можно применять в качестве операционного и, в частности, суммирующего усилителей, если вместо тока I_x на вход устройства подавать сумму сигнальных токов (см. § 5.2).

Приведем пример расчета усилителя по заданной ошибке.

Пример 5.1. Пусть измеряемому току $I_x = \pm 10$ мА в нагрузке сопротивлением $R_{\text{н}} = 150$ Ом должен соответствовать ток $I_{\text{н}} = \pm 100$ мА. Входное сопротивление усилителя не должно превышать 7 Ом; ошибка измерения не должна превышать 1% максимального значения измеряемого тока. Полагаем, что усилитель работает в пропорциональном режиме.

Решение. Максимальное значение тока в обмотке управления

$$I_{y \text{ max}} = 0,01 I_{x \text{ max}} = 0,01 \cdot 10 = 0,1 \text{ мА.}$$

Коэффициенты усиления по току (принимая характеристику вход — выход линейной)

$$k_I = I_{\text{н max}} / I_{y \text{ max}} = 100 / 0,1 = 1000; \quad k_I \text{оос} = 100 / 10 = 10.$$

Усилитель должен быть реверсивным, поэтому необходима схема с балластными сопротивлениями в выходном каскаде (см. рис. 4.2) и с двумя последовательно соединенными обмотками управления в первом каскаде; допустимое сопротивление которых из формулы (5.16)

$$2R_y = R_{\text{вх}} \frac{k_I}{k_I \text{оос}} = 7 \frac{1000}{10} = 700 \text{ Ом.}$$

Пусть сопротивление шунта

$$R_{\text{ш}} = 0,1 R_{\text{н}} = 0,1 \cdot 150 = 15 \text{ Ом;}$$

тогда сопротивление в цепи ООС найдем из (5.15):

$$R_{\text{оос}} = \frac{k_I \text{оос} (R_{\text{ш}} + R_y + k_I R_{\text{ш}}) - k_I R_{\text{ш}}}{k_I - k_I \text{оос}} = \frac{10 (15 + 700 + 1000 \cdot 15) - 1000 \cdot 15}{1000 - 10} = 143,6 \text{ Ом.}$$

Общее сопротивление нагрузки, включенной с балластными сопротивлениями, можно найти, пренебрегая падением напряжения на обмотке ψ_y :

$$R_{\text{н}\Sigma} \approx R_{\text{н}} + \frac{R_{\text{ш}} R_{\text{оос}}}{R_{\text{ш}} + R_{\text{оос}}} = 150 + \frac{15 \cdot 143,6}{15 + 143,6} = 164 \text{ Ом.}$$

Балластные сопротивления

$$R_0 = \sqrt{2} R_{\text{н}\Sigma} = \sqrt{2} \cdot 164 = 232 \text{ Ом.}$$

Эквивалентные ток и сопротивление нагрузки, к которым сводится расчет каждого усилителя выходного каскада (см. § 4.1):

$$I_{\text{экв}} = 1,7 I_{\text{н}} = 1,7 \cdot 100 = 170 \text{ мА},$$

$$R_{\text{экв}} = R_0 + \frac{R_0 R_{\text{н}\Sigma}}{R_0 + R_{\text{н}\Sigma}} = 232 + \frac{232 \cdot 164}{232 + 164} = 326 \text{ Ом}.$$

Магнитные усилители применяют также в автоматических измерительных потенциометрах и мостах, работающих по принципу системы автоматического регулирования. В этих приборах магнитные усилители целесообразно использовать с датчиками постоянного тока, имеющими относительно небольшое внутреннее сопротивление, такими, как термопары, вентильные фотоэлементы и т. п. Выходными устройствами автоматических потенциометров могут быть двухфазные асинхронные двигатели. В этом случае последним каскадом усилителя будет одна из схем, рассмотренных в § 4.2.

В системах измерительных автоматических потенциометров, на вход которых поступают слабые сигналы постоянного тока для их преобразования в переменный ток, применяют магнитные модуляторы (см. гл. 6).

Разновидностью магнитных усилителей являются так называемые измерительные трансформаторы постоянного тока (рис. 5.7), которые используют для измерения постоянных токов до сотен и тысяч ампер. Отсутствие электрической связи между сетью постоянного тока и измерительным прибором делает эту схему безопасной при измерении токов высоковольтных цепей. Обмотка управления часто представляет собой шину, проходящую через отверстия двух кольцевых сердечников с рабочими обмотками. Выходной ток выпрямляется и измеряется амперметром, проградуированным в амперах измеряемого управляющего тока. Таким образом, прибор представляет собой простейший магнитный усилитель. Особенностью его является режим вынужденного намагничивания (см. § 2.2), который определяется измеряемым постоянным током. Точность измерения зависит от точности выполнения в реальном устройстве основного закона магнитного усилителя [см. формулу (2.4)], из которого следует, что $I_{\text{вых}} \approx I_{\text{уп}}/w_p$. Отметим, что постоянная времени трансформаторов постоянного тока настолько мала, что их с успехом используют для осциллографирования процессов в цепи постоянного тока.

Согласно принципу работы усилителя для повышения точности измерения необходимо при расчете расположить нагрузочную прямую возможно ближе к точкам $H_{\sim \text{ср}} = H_{\sim}$ (см. рис. 3.12).

§ 5.4. Регуляторы напряжения

При автоматизации технологических процессов часто возникает необходимость регулирования в широких пределах напряжения на мощных однофазных и трехфазных потребителях электрической энергии.

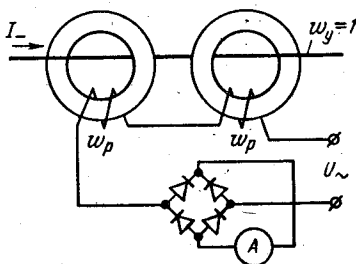


Рис. 5.7. Схема измерительного трансформатора постоянного тока

Если при этом сопротивление нагрузки постоянно, целесообразно применение дроссельных магнитных усилителей или усилителей с самонасыщением неререверсивного типа, рассмотренных в гл. 2 и 3.

Если же регулирование напряжения должно производиться как под нагрузкой, так и на холостом ходу, или сопротивление нагрузки может изменяться в широких пределах (например, сопротивления мощного ионного прибора или генераторной лампы в запертом и открытом состояниях изменяются практически от бесконечности до номинальной величины), то использовать неререверсивные дроссельные схемы нельзя, так как при отсутствии хотя бы минимального тока (I_x) падение напряжения на таком усилителе равно нулю и регулировке не поддается. В этом случае можно применять реверсивные усилители (см. рис. 4.5, 4.6, 4.8), но их мощность (а также масса и габариты) не меньше чем в 4 раза превышает мощность простейшего неререверсивного усилителя.

В связи с тем что в регуляторах не требуется изменения фазы на 180° , а необходимо только менять величину выходного напряжения, регулятор можно выполнять по схеме трансформаторного усилителя (см. рис. 4.8), но с коэффициентами трансформации, отличающимися примерно на порядок [1.14]. Мощность подобного регулятора равна лишь удвоенной мощности неререверсивного усилителя и вдвое меньше мощности реверсивного [1.15]. Рассмотрим работу такого магнитного регулятора (рис. 5.8).

Пусть коэффициенты трансформации между первичными и вторичными обмотками связаны условием $k_\alpha > k_\beta$; тогда для регулятора можно составить уравнения:

$$\begin{aligned} \dot{U}_{1\alpha} &= j \dot{I}_{0\alpha} x_\alpha; \quad \dot{U}_{2\alpha} = -k_\alpha \dot{U}_{1\alpha}; \quad \dot{I}_1 + k_\alpha \dot{I}_2 = \dot{I}_{0\alpha}; \\ \dot{U}_{1\beta} &= j \dot{I}_{0\beta} x_\beta; \quad \dot{U}_{2\beta} = -k_\beta \dot{U}_{1\beta}; \quad \dot{I}_1 - k_\beta \dot{I}_2 = \dot{I}_{0\beta}; \\ \dot{U}_1 &= \dot{U}_{1\alpha} + \dot{U}_{1\beta}; \quad \dot{U}_2 = \dot{U}_{2\alpha} - \dot{U}_{2\beta}; \quad \dot{U}_2 = \dot{I}_2 Z_H. \end{aligned} \quad (5.17)$$

Регулирование выходного напряжения производят путем относительного изменения постоянного тока в обмотках управления с помощью, например, потенциометра Π , при перемещении движка которого изменяются индуктивные сопротивления x_α и x_β намагничивающих контуров трансформаторов, составляющих схему. В результате этого между первичными обмотками происходит перераспределение напряжения сети U_1 , а значит, и на вторичных обмотках меняются напряжения, разность которых составляет выходное напряжение U_2 .

Коэффициенты трансформации и другие параметры схемы рассчитывают так, чтобы при крайнем правом положении движка потенциометра Π , когда β -трансформатор не подмагничен и на нем падает большая часть напряжения U_1 , а α -трансформатор подмагничен максимально и на нем падает меньшая часть напряжения U_1 , выходное напряжение было равно нулю (по основной гармонике). Такому режиму соответствует векторная диаграмма рис. 5.9, а. Поскольку в этом режиме ток вторичной цепи равен нулю, намагничивающие токи $I_{0\alpha}$ и $I_{0\beta}$ трансформаторов одинаковы, так как оба равны току первичной цепи. Поэтому рабочие точки на семействе кривых намагничивания (рис. 5.9, в), обозначенные a_0 и β_0 , при данном режиме располагаются на одной вертикали.

Индуктивные сопротивления намагничивающих контуров, входящие в (5.17), определяются выражением

$$x_{\alpha, \beta} = \frac{U_1}{I_0} = \frac{2 \cdot 4,44 f w_1^2 s}{l} \frac{B_m}{H} \quad (5.18)$$

Если обозначить

$$\sigma = x_\alpha / x_\beta, \quad (5.19)$$

то из системы (5.17) при холостом ходе, т. е. при отключенной нагрузке ($I_2 = 0$), для выходного напряжения можно получить выражение

$$\dot{U}_{20} = -\dot{U}_1 \frac{k_\alpha \sigma - k_\beta}{\sigma + 1}, \quad (5.20)$$

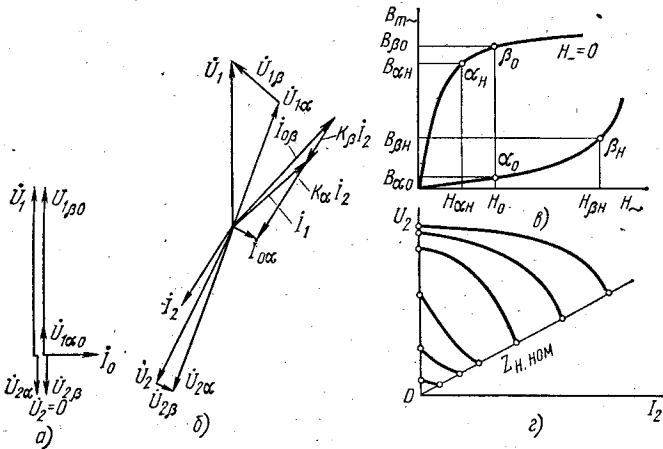


Рис. 5.9. Векторные диаграммы и характеристики магнитного регулятора

из которого ясно, что при

$$\sigma_{\min} = \frac{x_\alpha \min}{x_\beta \min} = \frac{k_\beta}{k_\alpha}$$

выходное напряжение регулятора будет равно нулю.

При крайнем левом положении движка, когда β -трансформатор максимально подмагничен, а α -трансформатор не подмагничен, в случае отключенной нагрузки рабочие точки на кривых намагничивания меняются местами, оставаясь на той же вертикали с напряженностью H_0 . При этом отношение σ максимально и в соответствии с (5.20) напряжение на выходе регулятора наибольшее.

Если же нагрузка включена и ее ток I_2 максимален, намагничивающие токи $I_{0\alpha}$ и $I_{0\beta}$ трансформаторов различны. Поэтому, оставаясь на прежних кривых намагничивания, рабочие точки, обозначенные α_H и β_H , располагаются на различных вертикалях (рис. 5.9, в), соответствующих напряженностям $H_{\alpha H}$ и $H_{\beta H}$.

Режиму наибольшей отдаваемой мощности соответствует векторная диаграмма рис. 5.9, б, которая отличается от диаграммы рис. 4.11 ввиду различия значений коэффициентов трансформации.

При включенной нагрузке выходное напряжение

$$\dot{U}_2 = \dot{U}_{20} - j I_2 x_\alpha \frac{(k_\alpha + k_\beta)^2}{\sigma + 1} \quad (5.21)$$

снижается по мере возрастания тока I_2 нагрузки. На рис. 5.9, г приведены внешние характеристики регулятора для различных сочетаний токов управления α - и β -трансформаторов.

Как показано в [1.19], процессы, протекающие в α - и β -трансформаторах при различных коэффициентах трансформации и постоянных времени обмоток

управления, тесно связаны. Поэтому при изменении управляющего напряжения одного трансформатора переходный процесс определяется суммой передаточных функций обоих трансформаторов, составляющих регулятор.

Трехфазные регуляторы могут быть выполнены либо в виде групповой схемы путем соединения в звезду трех однофазных регуляторов, либо в специальном трехфазном исполнении с единой обмоткой управления для каждого трехфазного α - и β -трансформатора [1.15].

Расчет регулятора производят по методу, изложенному в § 3.7, с учетом особенностей его работы, сформулированных в [1.17].

Описание схем и конструкций магнитных регуляторов, разработанных под руководством проф. А. М. Бамдаса, дано в [1.16].

§ 5.5. Усилители в стабилизаторах тока и напряжения

В электрических цепях и большой, и малой мощности напряжение сети может изменяться в значительных пределах в зависимости от количества включенных потребителей, степени нагрузки разводящих сетей и т. п. Изменения напряжения сети отрицательно сказываются на работе радиоэлектронных устройств, точности измерения сложных измерительных приборов, сроке службы отдельных элементов.

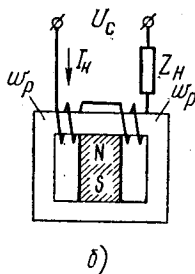
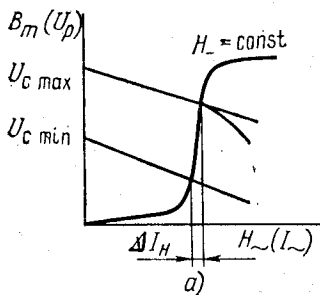
Для получения стабильных напряжений между сетью и потребителем включают стабилизаторы напряжения, для поддержания неизменным тока в цепи применяют стабилизаторы тока.

По принципу работы стабилизаторы подразделяют на *параметрические* и *стабилизаторы, работающие по отклонению*.

Параметрические стабилизаторы основаны на элементах с нелинейной связью между параметрами — током и падением напряжения на элементе.

Простейшим видом параметрического стабилизатора является дроссельный магнитный усилитель, для которого любую кривую намагничивания семейства рис. 2.9 можно считать вольт-амперной характеристикой, изображенной в координатах $B_m(H_m)$, как показано на рис. 5.10, а.

Включение магнитного усилителя, подмагниченного постоянным магнитом (рис. 5.10, б), последовательно с нагрузкой превращает его



в стабилизатор тока, точность которого определяется основным законом магнитного усилителя (2.3). Под напряженностью постоянного поля понимают напряженность, которую создает в магнитопроводе постоянный магнит. Чем круче расположен вертикальный участок кривой намагничивания, тем, очевидно, меньше измене-

Рис. 5.10. Вольт-амперная характеристика (а) и схема включения (б) параметрического стабилизатора тока

ния тока ΔI_n при изменениях напряжения сети от U_{\max} до U_{\min} .

Таким образом, обязательным признаком параметрического стабилизатора является нелинейный элемент, характеристика которого определяет вид стабилизатора и точность его работы.

Стабилизаторы по отклонению. В стабилизаторе напряжения выходное напряжение непрерывно сравнивается с заданным эталоном. В зависимости от величины и знака разности

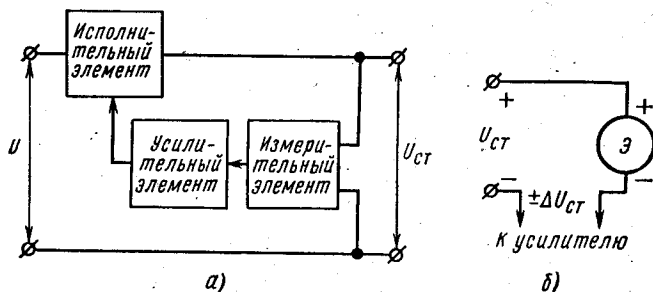


Рис. 5.11. Структурная схема (а) и измерительный элемент (б) стабилизаторов, работающих по отклонению

фактического и заданного напряжений на элементы стабилизатора оказывается такое автоматическое воздействие, благодаря которому эта разность напряжений уменьшается до заранее рассчитанной допустимо малой величины. В стабилизаторе тока на элементы стабилизатора воздействует разность между фактическим и заданным токами в нагрузке.

Такой стабилизатор состоит из следующих основных элементов (рис. 5.11, а): *измерительного*, обнаруживающего отклонения выходной стабилизируемой величины от заданного значения; *усилительного*, который усиливает обнаруженную разность напряжений или токов, и *исполнительного*, с помощью которого компенсируется изменение напряжения сети.

Эти стабилизаторы, представляющие собой систему автоматического регулирования, которая работает по принципу отклонения, называют еще *компенсационными*. Однако термин «стабилизатор по отклонению» точнее отражает принцип работы данного вида стабилизаторов. Эталонными источниками напряжения часто служат параметрические стабилизаторы небольшой мощности, выходное напряжение которых является тем эталоном, с которым сравнивается $U_{ст}$ мощного стабилизатора.

Усилительными и исполнительными элементами стабилизаторов могут быть электронные лампы, транзисторы, магнитные усилители, тиристоры, реостаты с перемещаемым движком и т. п.

В стабилизаторах напряжения цепей *переменного тока*, работающих по принципу отклонения, в качестве исполнительных и усилительных элементов удобно использовать магнитные усилители.

На рис. 5.12, а показан магнитный усилитель, одновременно выполняющий в стабилизаторе роль усилительного и исполнительного элементов. Его рабочие обмотки включены последовательно с первичной обмоткой силового трансформатора T_p , от которого через выпрямитель B и фильтр Φ стабилизированное напряжение $U_{ст}$ поступает к нагрузке.

Измерителем отклонения выходного напряжения служат обмотки управления w_{y1} и w_{y2} , включенные встречно и питающиеся от $U_{ст}$

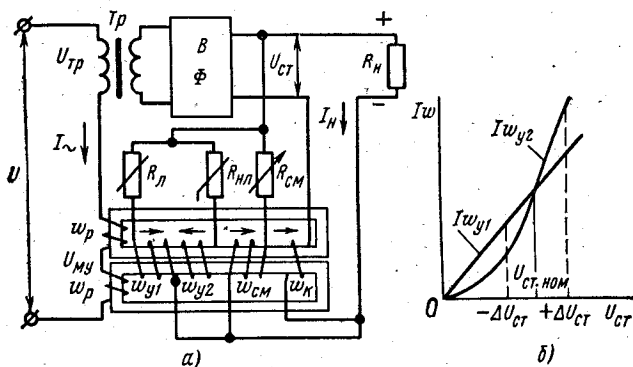


Рис. 5.12. Схема стабилизатора выпрямленного напряжения с магнитным усилителем (а) и его характеристика (б)

через линейное R_L и нелинейное $R_{нл}$ сопротивления. Нелинейными сопротивлениями могут служить термисторы, лампы накаливания, карборундовые сопротивления — тириты и т. п.

Так как ток I_{\sim} в стабилизаторе поддерживается неизменным, анализ его работы и расчет удобнее вести по семейству кривых намагничивания, приведенному на рис. 5.13, а, где параметром каждой кривой является неизменная напряженность переменного тока H_{\sim} , а напряженность постоянного тока H_{\sim} отложена по оси абсцисс.

При номинальном значении выходного напряжения $U_{ст, ном}$ н. с. обмоток управления одинаковы (рис. 5.12, б) и разность их равна нулю. Начальное подмагничивание, осуществляемое обмоткой смещения, создает напряженность $H_{см}$; падение напряжения на рабочих обмотках магнитного усилителя $U_{му}$ определяется начальным значением индукции $B_{нач}$ на семействе кривых намагничивания (рис. 5.13, а).

При увеличении напряжения сети (после переходных процессов) $U_{ст}$ увеличивается на $+\Delta U_{ст}$, за счет чего появляется разность управляющих н.с. (рис. 5.12, б) и создается напряженность

$$H_y = \frac{Iw_{y2} - Iw_{y1}}{l} \quad (5.22)$$

Эта напряженность направлена навстречу напряженности смещения и перемещает рабочую точку усилителя по кривой намагничивания

ния $H_{\sim} = \text{const}$ в точку 1 (рис. 5.13, а). Индукция B_m повышается и вместе с ней растет падение напряжения $U_{\text{му}}$, компенсируя почти полностью изменение напряжения сети.

При понижении напряжения сети отклонение $\Delta U_{\text{ст}}$ отрицательно (рис. 5.12, б) и напряженность $-H_y$, складываясь с $H_{\text{см}}$, перемещает рабочую точку в точку 2, снижая падение напряжения $U_{\text{му}}$.

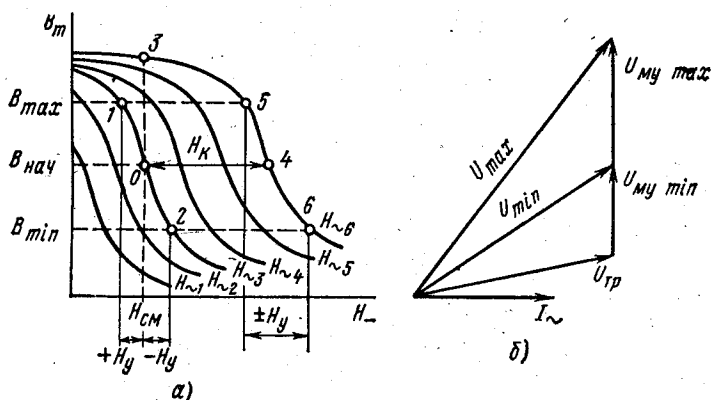


Рис. 5.13. Кривые намагничивания (а) и векторная диаграмма (б) магнитного усилителя для стабилизатора напряжения

Отметим, что отклонения $\Delta U_{\text{ст}}$ от номинального значения $U_{\text{ст}}$ относятся к установившимся режимам, поэтому $\Delta U_{\text{ст}}$ называют статической ошибкой.

Величина статической ошибки (отклонения) $\Delta U_{\text{ст}}$ при прочих равных условиях тем меньше, чем круче рабочие участки 1-2 кривых намагничивания.

Если коэффициент усиления

$$k_U = \Delta U_{\text{му}} / \Delta U_{\text{ст}},$$

то очевидно, что чем выше коэффициент усиления k_U , тем меньше отклонение $\Delta U_{\text{ст}}$ при неизменной рабочей области стабилизатора, которая определяется $\Delta U_{\text{му}}$. Повышая чувствительность измерительного устройства и включая в схему предварительные каскады усилителей, можно довести k_U до нескольких сотен, что соответствует поддержанию $U_{\text{ст}} = \text{const}$ с точностью до десятых долей процента. Применение усилителей с самонасыщением также способствует повышению точности стабилизации.

Если стабилизируется выходное напряжение переменного тока, то в качестве нелинейного сопротивления в измерительном устройстве можно применять насыщенный дроссель.

Если нагрузка стабилизатора увеличится от нуля до номинального значения, то будет изменяться и ток в первичной цепи трансформатора. Проходя по рабочим обмоткам усилителя, этот ток способствует переводу характеристики ус-

лителя с одной кривой намагничивания на другую с напряженностью $H_{\sim} = I_{\sim} \omega_p / l$. Если напряженность смещения принять неизменной, то при возрастании I_{\sim} рабочая точка усилителя будет перемещаться в точку 3 (рис. 5.13, а), т. е. на кривые с большими значениями H_{\sim} . Это вызовет возрастание индукции B_m и напряжения $U_{\text{му}}$ даже при неизменном напряжении сети.

Осуществить стабилизацию выходного напряжения при изменениях тока нагрузки можно, применив компенсационный принцип работы систем автоматического регулирования. Он состоит в том, что возмущение (в данном случае ток нагрузки), которое может вызвать уход регулируемой величины ($U_{\text{ст}}$), само предотвращает возможный уход этой величины. Для этого ток нагрузки вводят в дополнительную компенсационную обмотку ω_k (см. рис. 5.12, а), число витков которой рассчитывают так, чтобы дополнительная напряженность постоянного поля H_k переводила рабочую точку из начального положения (точка 0) в точку 4 (рис. 5.13, а) на кривые намагничивания с большими значениями H_{\sim} . Причем вместе с H_k перемещается и диапазон изменений напряженности управления $\pm H_y$, которая продолжает выполнять свою роль, вызывая при изменении напряжения сети перемещение рабочей точки на новой кривой намагничивания в точку 5 или 6.

Диапазон изменений индукции можно найти по векторной диаграмме рис. 5.13, б, при построении которой напряжение $U_{\text{му}}$ принято чисто индуктивным. Зная диапазон изменения напряжения сети от $U_{\text{мин}}$ до $U_{\text{мах}}$, можно определить диапазон изменений напряжения на магнитном усилителе, необходимый для сохранения приблизительно неизменными напряжения на трансформаторе, а следовательно, и выходного напряжения. Кратность изменения индукции

$$B_{\text{мах}}/B_{\text{мин}} = U_{\text{му мах}}/U_{\text{му мин}} \quad (5.23)$$

позволяет выбрать на семействе кривых намагничивания рабочие участки 1-2 и 5-6 при холостом ходе и нагрузке.

Стабилизатор по схеме рис. 5.12, а может работать при колебаниях частоты сети $\pm (20-30\%)$. Для этого необходимо лишь обеспечить кратность изменения индукции

$$\frac{B_{\text{мах}}}{B_{\text{мин}}} = \frac{U_{\text{му мах}}}{U_{\text{му мин}}} \frac{f_{\text{мах}}}{f_{\text{мин}}}$$

при возможных наиболее трудных для сохранения стабильным $U_{\text{вых}}$ сочетаниях $f_{\text{мин}}$, $U_{\text{му мах}}$ и $f_{\text{мах}}$, $U_{\text{му мин}}$. Если же напряжение сети и частота изменяются в одном направлении, то диапазон изменения индукции даже уменьшится по сравнению со случаем, когда $f = \text{const}$.

Объем сердечника магнитного усилителя пропорционален вольт-амперной мощности, которая приходится на рабочие обмотки при максимальных напряжении сети и токе в нагрузке. В самом деле, подставляя в формулу

$$P_{\text{му}} = U_{\text{му мах}} I_{\sim \text{мах}}$$

напряжение и ток, выраженные через индукцию и напряженность [см. формулы (2.17) и (2.18)], получаем

$$P_{\text{му}} = 2 \cdot 4,44 f \omega_p S B_{\text{мах}} \cdot 10^{-4} \frac{H_{\sim} l}{\omega_p} = 2 \cdot 4,44 f V H_{\sim} B_{\text{мах}} 10^{-4}, \quad (5.24)$$

где V — объем сердечника, см^3 .

Следовательно, объем каждого сердечника

$$V = \frac{P_{\text{му}} \cdot 10^4}{4,44 f H_{\sim} B_{\text{мах}}} \quad (5.25)$$

Расчет магнитного усилителя для стабилизатора почти не отличается от расчета обычного усилителя, изложенного в § 3.7.

Отметим, что степень заполнения окна обмотками зависит так же, как у обычных усилителей, от напряженности H_{\sim} .

Пример 5. 2. Рассчитать магнитный усилитель для стабилизатора, если напряжение на его зажимах должно меняться от 50 до 110 В при изменении напряжения сети от 190 до 230 В. Ток в первичной обмотке трансформатора 4А; частота сети 50 Гц. Для согласования с предварительным каскадом усилитель должен иметь две обмотки управления до 100 Ом, ток управления которых может меняться от 15 до 115 мА.

Решение. Так как ток I_{\sim} не меняется (постоянная нагрузка), расчет произведем, используя лишь одну кривую рис. 5.14. В данном случае от выбора напряженности H_{\sim} также зависят размеры сердечника и число витков обмоток, как было отмечено в § 3.7. Предположим, что после ряда предварительных расчетов выбрана кривая намагничивания с напряженностью $H_{\sim} = 10 \text{ А/см}$. Находим удельные витки

$$(\omega_p/l) = H_{\sim}/I_{\sim} = 10/4 = 2,5 \text{ см}^{-1}.$$

Диапазон изменений индукции необходимо выбирать так, чтобы рабочий участок располагался на линейном участке кривой намагничивания. Если выберем $B_{\text{max}} = 0,9 \text{ Тл}$, то $B_{\text{min}} = B_{\text{max}} \frac{50}{110} = 0,41 \text{ Тл}$.

Рабочий участок кривой расположим симметрично относительно $H_{\text{см}} = 8,4 \text{ А/см}$. Максимальное значение напряженности $H_y = \pm 3 \text{ А/см}$.

Рассчитаем усилитель на двух Ш-образных сердечниках с $k_l = 7,57$ и $k_b = 2$.

По формуле (3.46) основной размер

$$a = \sqrt[3]{\frac{U_{\text{мy max}} \cdot 10^4}{2,4,44 (\omega_p/l) k_l k_b B_{\text{max}}}} = \sqrt[3]{\frac{110 \cdot 10^4}{2,4,44 \cdot 50 \cdot 2,5 \cdot 7,57 \cdot 2 \cdot 0,9}} = 4 \text{ см}.$$

Выполним сердечник из пластин Ш-40. Толщина набора одного сердечника

$$b = k_b a = 8 \text{ см}; l = 7,57 \cdot 4 = 30 \text{ см}.$$

Число витков рабочей обмотки

$$\omega_p = (\omega_p/l) l = 2,5 \cdot 30 = 75 \text{ витков}.$$

Сечение провода ω_p при плотности тока 3 А/мм^2 равно $1,30 \text{ мм}^2$. Выбираем провод ПЭВ2 диаметром $1,35 \text{ мм}$, у которого $q = 1,481 \text{ мм}^2$. Площадь окна под обмоткой равна 200 мм^2 .

Разность токов в обмотках управления $115 - 15 = 100 \text{ мА}$.

Число витков обмотки управления

$$\omega_y = H_y l / \Delta I_y = 3 \cdot 30 / 0,1 = 900 \text{ витков}.$$

Сечение провода обмоток ω_y (при $l_{y, \text{ср}} = 0,4 \text{ м}$)

$$q_y = \frac{\omega_y \rho l_{y, \text{ср}}}{K_y} = \frac{900 \cdot 0,4}{57 \cdot 100} = 0,063 \text{ мм}^2.$$

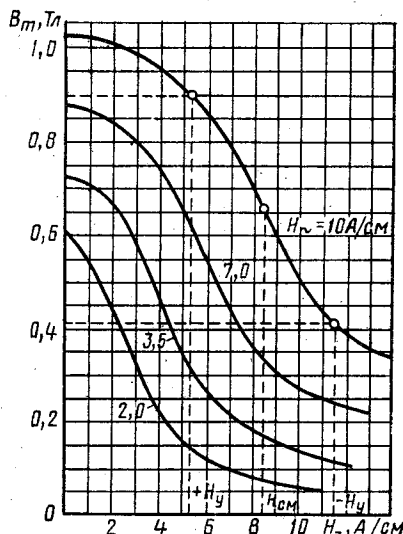


Рис. 5.14. Кривые намагничивания трансформаторной стали для усилителей на двух Ш-образных сердечниках

Выбираем провод ПЭЛШО диаметром 0,29 мм, у которого $q_y = 0,0661 \text{ мм}^2$. Плотность тока в w_y не превышает $I_y/q_y = 0,115/0,0661 = 1,75 \text{ А/мм}^2$. Площадь окна под двумя обмотками

$$Q_y = 2 \frac{w_y q_y}{k_3} = 2 \frac{900 \cdot 0,0661}{0,35} = 340 \text{ мм}^2.$$

Пусть стабилизированное напряжение 300 В, а ток нагрузки 2 А. Для создания напряженности смещения самим током нагрузки требуется число витков

$$w_k = H_{cm} l / I_H = 8,4 \cdot 30 / 2 = 126 \text{ витков.}$$

Чтобы падение напряжения на w_k не превышало, например, 1,0 В, сечение провода (при $l_{k,sp} = 0,4 \text{ м}$) должно быть

$$q_k = \frac{I p l_{k,sp} w_k}{\Delta U_k} = \frac{2 \cdot 0,4 \cdot 126}{57 \cdot 1} = 1,77 \text{ мм}^2.$$

Это соответствует проводу диаметром 1,5 мм, но не рекомендуется ГОСТом, поэтому берем ближайший больший диаметр 1,56 мм.

Магнитные усилители применяют в стабилизаторах, выполненных не только по схеме рис. 5.12. Магнитный усилитель МУ может быть включен с вольтодобавочным трансформатором ВДТ по схеме рис. 5.15, а.

На рис. 5.15, б показаны магнитные усилители, подключенные к автотрансформатору АТ. При повышении напряжения сети МУ₁ размагничивается, а МУ₂ подмагничивается, и ток к нагрузке поступает в основном от понижающей части автотрансформатора. При понижении напряжения сети магнитные усилители меняются ролями и ток к нагрузке поступает преимущественно от повышающей части автотрансформатора.

Магнитные регуляторы напряжения, описанные в § 5.4, не отличаются жесткостью характеристик $U_H(I_H)$ (см. рис. 5.9, а). При автоматизации производственных процессов желательно, чтобы установленный уровень выходного напряжения автоматически поддерживался при изменениях тока нагрузки и напряжения питающей сети. Такие стабилизированные регуляторы можно создать полностью на магнитных элементах, что обеспечивает повышенную надежность устройства. На рис. 5.15, в приведена структурная схема такого регулятора [1.18], работающего по принципу отклонения. Исполнительным элементом является одно- или трехфазный магнитный регулятор МРН, усилительным — два поляризованных магнитных усилителя МУ₁ и МУ₂, нагрузками которых являются обмотки управления α - и β -трансформаторов регулятора.

Измерительный элемент состоит из датчика эталонного напряжения ДЭН — параметрического стабилизатора небольшой мощности на насыщенном дроссе-

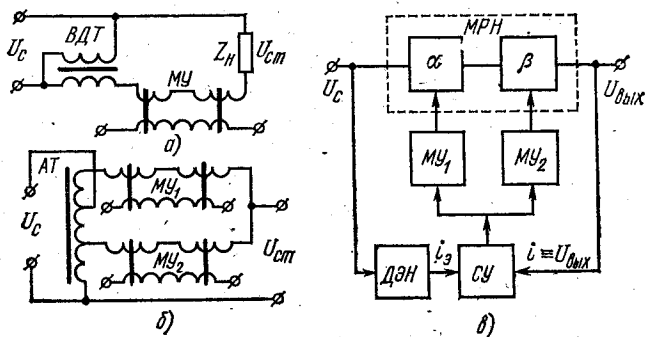


Рис. 5.15. Варианты применения магнитных усилителей для стабилизации напряжения

ле и суммирующего магнитного усилителя $СУ$, в одну управляющую обмотку которого от $ДЭН$ подается ток i_3 , задающий уровень выходного напряжения, а в другую — ток, пропорциональный выходному напряжению регулятора. При отклонениях выходного напряжения от заданной величины разность токов, измеренная $СУ$, усиливается одним из поляризованных $МУ$ и, меняя степень подмагниченности α - или β -трансформатора, способствует приведению выходного напряжения к заданному значению. Величину эталонного тока легко устанавливать с помощью потенциометра.

§ 5.6. Усилители в схемах управления тиристорами и ионными приборами

Существует большая группа ионных приборов (тиратроны, игнитроны), управление которыми (зажигание или гашение) осуществляется подачей импульса напряжения на сетку или электрод. Широко применяются также полупроводниковые приборы — тиристоры различных типов, представляющие собой управляемые вентили, момент отпирания которых (а в запираемых тиристорах и момент запираения) происходит за счет подачи импульса напряжения на управляющий электрод. В схемах управления используют магнитные усилители.

На рис. 5.16, а изображена простейшая схема регулирования частоты вращения и реверса двигателя постоянного тока с помощью тиристоров. Силовая часть схемы, состоящая из якоря двигателя $Я$ и триодных тиристоров $ТТ_1$ и $ТТ_2$, питается синусоидальным напряжением; $ТТ_1$ проводит ток в положительном, а $ТТ_2$ — в отрицательном полупериоде. Среднее за период значение тока в якоре, равное разности токов тиристоров, определяется разностью фаз отпирания тиристоров. Управление тиристорами осуществляется однополупериодными магнитными усилителями с самонасыщением $МУ_1$ и $МУ_2$ (см. рис. 3.5), рабочие цепи которых питаются через трансформатор $Тр$ от одного с якорем источника синусоидального напряжения. В обмотку w_y поступает сигнал управления постоянного тока.

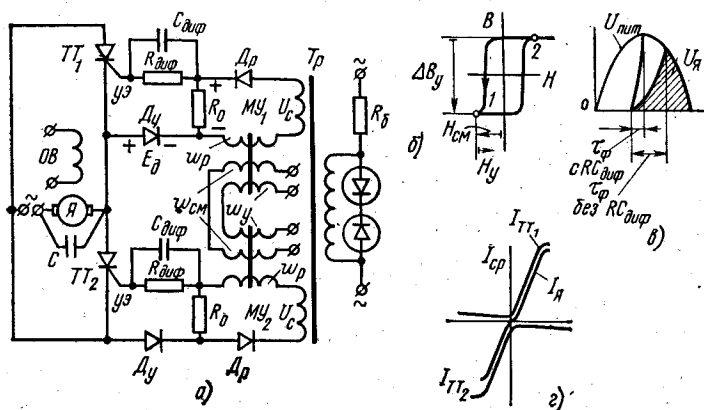


Рис. 5.16. Схема управления тиристорами при питании синусоидальным напряжением

Рассмотрим сначала работу верхней половины схемы, управляющей тиристором TT_1 . За счет напряженности обмоток смещения $\omega_{\text{см}}$ рабочая точка MU_1 в управляющий для него полупериод опускается в исходное состояние 1 (рис. 5.16, б) и точки 2 достигает лишь к концу рабочего полупериода. Проходящий по цепи $U_c - D_p - R_0 - \omega_p - U_c$ ток холостого хода создает на R_0 падение напряжения с полярностью, указанной на рисунке. Параметры схемы должны быть рассчитаны так, чтобы это падение напряжения было меньше э.д.с. E_d отпирания диода D_y . Поэтому цепь управляющего электрода УЭ тиристора TT_1 остается запертой и, несмотря на прямое для тиристора TT_1 напряжение (совпадающее с рабочим полупериодом MU_1), ток через TT_1 не появляется.

При подаче тока сигнала в ω_y его напряженность H_y , направленная навстречу $H_{\text{см}}$, уменьшает ΔB_y , а значит, и ΔB_p . В результате этого (ср. рис. 3.5) на сопротивлении R_0 в момент α_s появляется скачок напряжения $U_{\text{вых}}$, который, преодолевая э.д.с. отпирания диода D_y , подводится к управляющему электроду тиристора TT_1 . Тиристор открывается, и в оставшуюся часть полупериода питающее напряжение подводится к якорю. Эти процессы повторяются каждый положительный полупериод, благодаря чему по якору идет ток, постоянная составляющая которого создает вращающий момент двигателя. Изменяя ток сигнала, меняют фазу α_s MU , а следовательно, и фазу отпирания тиристора, ток якоря и частоту вращения двигателя.

Подставляя в (3.25) для реального сердечника B_r вместо B_s , получим напряжение питания рабочей цепи

$$U_{c. \text{ ср}} = 4f\omega_p s B_r.$$

Длительность фронта нарастания напряжения на УЭ может быть вычислена по эмпирической формуле

$$\tau_{\phi} \approx \frac{0,35}{f} \frac{1-\alpha}{\alpha}.$$

Здесь α — коэффициент прямоугольности сердечника MU_1 , определяемый при напряженности

$$H_{\text{max}} = \frac{U_{\text{см}}\omega_p}{R_{\Sigma} l} = \frac{4,44 \sqrt{2} f \omega_p^2 s B_r}{R_{\Sigma} l},$$

где R_{Σ} — суммарное сопротивление рабочей цепи усилителя.

Чем короче τ_{ϕ} , тем меньше нагрев тиристора за время перехода из запертого состояния в открытое. Для уменьшения τ_{ϕ} сердечник MU выполняют из пермаллоя 50НП или 65НП с высоким коэффициентом прямоугольности α и включают дифференцирующую цепочку $R_{\text{диф}} - C_{\text{диф}}$ (рис. 5.16, в).

Аналогично работает и нижняя половина схемы управления на MU_2 , для которой рабочим является отрицательный полупериод питающего напряжения. На рис. 5.61, г приведена зависимость средних значений токов через тиристоры и якорь от тока сигнала.

Отметим, что каждая половина схемы управления на МУ₁ или МУ₂, примененная отдельно (без общей обмотки управления), представляет собой быстродействующий магнитный усилитель (§ 4.6).

В схемах, подобно рассмотренным, магнитный усилитель выполняет роль фазоимпульсного модулятора, т. е. устройства, преобразующего сигнал постоянного тока I_y в фазу импульса на управляющем электроде.

Однако при питании рабочей цепи МУ синусоидальным напряжением величина этого импульса сильно зависит от его фазы и при из-

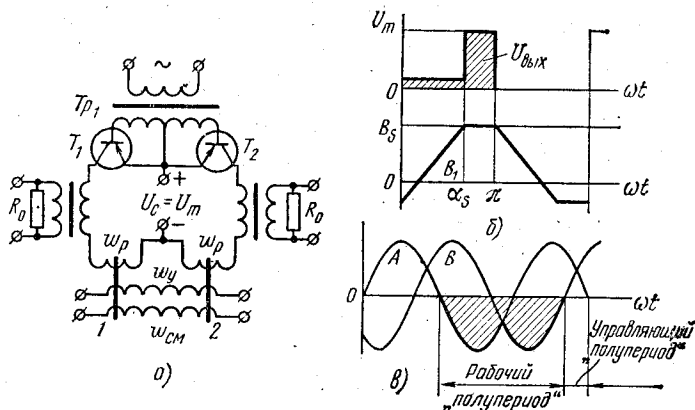


Рис. 5.17. Схема управления тиристорами при питании постоянным напряжением

менении фазы в диапазоне 150—160° изменяется в 4—6 раз. Чтобы стабилизировать величину этого импульса, можно «срезать» верхнюю часть синусоиды U_c с помощью балластного сопротивления и стабилитронов, шунтирующих первичную обмотку трансформатора Tr (рис. 5.16, а).

Лучшим способом, обеспечивающим постоянство импульса напряжения на управляющем электроде, является питание рабочей цепи МУ переменным напряжением прямоугольной формы. Рассмотрим одну из возможных схем (рис. 5.17, а). Рабочая цепь питается от источника постоянного напряжения через трансисторы T_1 и T_2 , переключаемые через трансформатор Tr_1 синусоидальным напряжением, питающим анодные цепи тиристоров. Эти трансисторы выполняют роль диодов рабочей цепи МУ, нагрузкой которого являются сопротивления R_0 , включенные через развязывающие трансформаторы. Физические процессы протекают так же, как в схеме рис. 3.5, а, отличаясь лишь линейным законом изменения индукции под действием $U_c = \text{const}$ в рабочий полупериод (рис. 5.17, б).

Подставив в формулу (3.29) согласно рис. 5.17, б выражения

$$U_c = U_m \text{ и } U_{н. ср} = \frac{U_m (\pi - \alpha_s)}{\pi},$$

получим

$$\frac{U_m(\pi - \alpha_s)}{\pi} = \eta(U_m - 2f\omega_p s |\Delta B_y|);$$

откуда

$$\alpha_s = \pi \left[1 - \eta \left(1 - \frac{|\Delta B_y|}{2B_m} \right) \right],$$

где

$$B_m = \frac{U_m}{4f\omega_p s}.$$

Таким образом, фаза выходного импульса схемы управления тиристорами линейно связана с величиной ΔB_y , которая может быть определена по динамическим кривым размагничивания (см. рис. 3.7).

Для управления тиристорами в трехфазных цепях можно создать схемы, подобные схеме рис. 5.17, а, состоящие из трех сердечников с рабочими обмотками и нагрузками, включенными через развязывающие трансформаторы. Если базовые цепи переключающих транзисторов питать напряжением двух параллельно включенных вторичных обмоток, принадлежащих соседним фазам, то рабочий полупериод может быть «растянут» до 300° (рис. 5.17, в) за счет укорочения управляющего полупериода. Такое устройство позволяет изменять фазу импульса от 0 до 300° , что необходимо для управления тиристорами в трехфазных цепях [1.22 и 1.23].

§ 5.7. Некоторые промышленные виды усилителей

Промышленностью выпускается несколько видов магнитных усилителей.

В табл. 5.1 приведены технические данные усилителей серии ТУМ (тороидальный усилитель магнитный), выполненных на кольцевых сердечниках из пермаллоя по схеме магнитного усилителя с самонасыщением с выходом постоянного тока. Усилители имеют несколько обмоток управления и предназначены для работы в системах автоматического регулирования в качестве входных и выходных усилителей, обеспечивающих усиление и суммирование нескольких управляющих сигналов.

Выходные параметры усилителей позволяют использовать их в каскадных схемах с электромашинными и мощными магнитными усилителями, а также в схемах с ртутными выпрямителями. Усилители серии ТУМ можно также применять в качестве бесконтактных реле. Выпускаются они в общепромышленном, экспортном и тропическом исполнении.

В табл. 5.2 приведены параметры магнитных усилителей серии УСОБ (усилитель силовой однофазный без обратной связи) общепромышленного применения, выполненных по схеме рис. 2.10, а и предназначенных для работы в схемах автоматического управления и регулирования при напряжении питания 220 и 380 В переменного тока частотой 50 или 60 Гц. Постоянная времени усилителей порядка 0,4 с.

Таблица 5.1

Технические данные	При частоте питающей сети, Гц													
	50								400					
	ТУМ-А1-11	ТУМ-АС-16	ТУМ-А2-11	ТУМ-А3-11	ТУМ-А3-22	ТУМ-А4-11	ТУМ-А4-12	ТУМ-А5-11	ТУМ-А5-13	ТУМ-АК1-11	ТУМ-АК2-11	ТУМ-АК3-11	ТУМ-АК4-11	ТУМ-АК5-11
Напряже- ние сети, В	36	36	36	36	100	127	127	127	127	220	220	220	220	220
Номиналь- ный ток на- грузки, А	0,15	0,15	0,3	0,6	0,09	0,3	0,3	0,55	0,55	0,39	0,58	1,10	1,80	2,80
Омическое сопротивле- ние нагруз- ки, Ом	105	105	65	33	700	275	275	150	150	350	240	125	80	50
Кoeffи- циент крат- ности тока нагрузки	20	20	20	20	10	20	20	20	20	20	20	20	20	20
Номиналь- ная мощ- ность на- грузки, Вт	2,35	2,35	5,85	11,9	5,65	24,75	24,75	45,4	45,4	53,2	80,8	151,5	253	393
Масса кг, не более	0,9	0,9	1,4	1,4	1,4	2,1	2,1	2,7	2,7	0,9	1,1	1,4	2,1	2,7

Таблица 5.2

Мощ- ность, кВ·А	Напряже- ние пи- тания, В	Номиналь- ный ток нагрузки, А	Номиналь- ное нап- ряжение на выхо- де, В	Кратность регулиру- вания тока нагрузки, не менее	Номиналь- ный ток управле- ния, А	Сопротивле- ние обмотки управления, Ом	Число витков в катушке управления
5	220	22,7	190	45	4	4,88	390
	380	13,2	330				
7	220	31,8	190	45	4	5,44	512
	380	18,5	330				
10	220	45,5	190	60	4	6,08	512
	380	26,4	330				
14	220	63,7	190	60	6,3	2,62	456
	380	36,8	330				
20	220	91,0	190	60	6,3	3,10	488
	380	52,6	330				
28	220	127	190	70	6,3	3,87	600
	380	73,7	330				
40	220	182	190	80	10	2,15	432
	380	105	330				
56	220	254	190	80	10	2,25	480
	380	148	330				

В табл. 5.3 приведены данные усилителей УСО (усилитель силовой однофазный) с самонасыщением, выполненных по схеме рис. 3.1, а и поставляемых с блоками селеновых или кремниевых выпрямителей. Постоянная времени этих усилителей порядка 0,2 с. Все усилители имеют три обмотки управления (постоянного тока), одна из которых служит обычно для смещения, вторая — для подачи сигнала управления, а третья может быть использована для управления или комбинированной обратной связи.

Таблица 5.3

Мощность, кВ·А	Напряжение питания, В	Номинальный ток нагрузки, А	Номинальное напряжение на выходе усилителя, В	Кратность регулирования тока нагрузки, не менее	Ток управления 0,55 А		Ток управления 1,2 А		Ток управления 2,4 А	
					Число витков в катушке	Сопротивление обмотки, Ом	Число витков в катушке	Сопротивление обмотки, Ом	Число витков в катушке	Сопротивление обмотки, Ом
5	220	23	190	30	160	5,48	77	1,26	40	0,32
	380	13	310							
7	220	32	190	32	176	6,84	81	1,51	40	0,36
	380	18,5	310							
10	220	46	190	40	198	7,92	91	1,74	45	0,41
	380	26	310							
14	220	64	190	42	209	9,40	96	1,98	48	0,48
	380	37	310							
20	220	91	190	50	225	10,52	102	2,27	52	0,56
	380	53,5	310							
28	220	127	195	52	259	13,6	118	2,94	54	0,70
	380	74	320							
40	220	182	195	60	295	15,12	133	3,3	67	0,80
	380	105	320							
56	220	254	195	62	371	21,52	168	4,72	85	1,14
	380	147	320							
80	220	364	195	65	390	25,40	178	5,60	89	1,32
	380	210	320							
100	380	263	320	70	—	—	232	4,44	—	—
125	380	329	320	75	—	—	250	5,64	—	—
160	380	421	320	80	—	—	290	5,76	—	—
200	380	526	320	85	—	—	—	—	150	1,96
250	380	660	320	90	—	—	—	—	300	2,32

При этом в усилителях мощностью до 100 кВ·А обмотки управления могут быть выполнены как одинаковыми, так и в любом сочетании (например, одна — на ток 0,55 А, а две — на ток 1,2 А или две — на ток 1,2 А, одна — на ток 2,4 А и т. п.), а в усилителях мощностью от 100 до 250 кВ·А — только одинаковыми.

Усилители УСОБ ввиду отсутствия выпрямителей более надежны и имеют большую перегрузочную способность по току, чем усилители УСО.

Сердечники усилителей УСО и УСОБ представляют собой двух-стержневой П-образный магнитопровод (см. рис. 2.2, а), шихтованный из пластин электротехнической стали Э320 или Э330 толщиной 0,35 мм. На каждом стержне сердечника насажено по одной катушке рабочей обмотки и по три катушки обмотки управления. Катушки рабочих обмоток, расположенные на одном магнитопроводе, могут быть соединены между собой с помощью перемычек на выводных зажимах последовательно или параллельно в зависимости от напряжения питания и образуют одну обмотку w_p . Каждая из обмоток управления состоит из четырех катушек, намотанных на каждом из стержней двух П-образных сердечников и соединенных последовательно.

Магнитные усилители имеют нормальное (УСО), экспортное (УСОЭ) и тропическое (УСОТ) исполнения.

Глава 6. Магнитные модуляторы (усилители напряжения) и зонды

В устройствах автоматики нередко требуется усиливать весьма слабые сигналы постоянного тока. Например, для автоматического регулирования температуры с точностью до 1°C необходимо усиливать напряжение, поступающее от терморпар, порядка 20 мкВ.

Низкая стабильность нуля электронных и транзисторных усилителей постоянного тока не позволяет усиливать непосредственно такие напряжения: сначала их преобразуют в переменное напряжение с помощью модулятора, а затем усиливают усилителями переменного тока. В качестве модуляторов часто применяют магнитные усилители, которые обычно называют магнитными усилителями напряжения, так как в отличие от рассмотренных усилителей мощности ток и мощность в нагрузке модуляторов невелики, важен лишь коэффициент усиления по напряжению и стабильность нуля. Основной причиной ухода нуля реверсивных усилителей с выходом постоянного тока являются выпрямители. Поэтому их отсутствие в модуляторах обуславливает большую стабильность последних.

§ 6.1. Модуляторы с выходом на основной частоте

Усилителями напряжения могут служить все три вида схем реверсивных усилителей с выходом переменного тока частоты, равной частоте питающей сети (см. § 4.2).

Рассмотрим особенности работы трансформаторной схемы (см. рис. 4.8) в качестве усилителя напряжения.

Допустим, что нагрузкой магнитного усилителя является электронный усилитель, входная лампа которого работает с таким отрицательным смещением, что сеточным током этой лампы можно пренебречь. В этом случае сопротивление нагрузки $R_H \rightarrow \infty$ и ток I_2 во вторичной цепи магнитного усилителя отсутствует. Последнее означает, что при любых сигналах ток первичной цепи равен намагничивающему и в

отличие от усилителя мощности (ср. рис. 4.10 и 4.11) оба усилителя трансформаторной схемы, работающей в качестве усилителя напряжения, всегда имеют одинаковые напряженности переменного поля. Поэтому анализ работы и расчет усилителей напряжения целесообразнее вести по семейству кривых намагничивания, показанному на рис. 6.1, где по оси абсцисс отложена напряженность H_{\sim} , а напряженность H_{\sim} является параметром.

Выходное напряжение трансформаторной схемы

$$U_2 = 2 \cdot 4,44 f \omega_2 s (B_1 - B_2). \quad (6.1)$$

При отсутствии сигнала состояние обоих усилителей определяется напряженностью смещения $H_{см}$ и одной из кривых намагничивания $H_{\sim} = \text{const}$. Индукция обоих усилителей одинакова: $B_1 = B_2 = B_0$, и выходное напряжение отсутствует.

При подаче сигнала напряженность H_y складывается с напряженностью $H_{см}$ для одного и вычитается для другого усилителя. Рабочая точка

ка одного усилителя перемещается в точку 1, другого — в точку 2, оставаясь по-прежнему на одной кривой намагничивания. При противоположной полярности сигнала рабочие точки усилителей меняются местами.

Если крутизну кривой намагничивания обозначить $\partial B_{\sim} / \partial H_{\sim}$, то

$$\left. \begin{aligned} B_1 &= B_0 + \frac{\partial B}{\partial H_{\sim}} H_y; \\ B_2 &= B_0 - \frac{\partial B_{\sim}}{\partial H_{\sim}} H_y. \end{aligned} \right\} \quad (6.2)$$

Подставляя (6.2) в (6.1), получим

$$U_2 = 2 \cdot 4,44 f \omega_2 s \frac{\partial B_{\sim}}{\partial H_{\sim}} 2H_y. \quad (6.3)$$

При изменении полярности тока управления это напряжение меняет фазу на 180° , как в усилителе мощности.

Найдем связь между числом витков обмотки ω_y , ее сопротивлением R_y , площадью окна Q_y и длиной среднего витка l_y . Из выражения (с обозначениями, как в § 3.7)

$$R_y = \frac{\rho l_y \omega_y}{q_y} = \frac{\rho l_y \omega_y}{Q_y k_3 / \omega_y} = \frac{\rho l_y \omega_y^2}{Q_y k_3}$$

получим

$$\omega_y = R_y \sqrt{\frac{Q_y k_3}{\rho l_y R_y}}. \quad (6.4)$$

Подставив в (6.3) выражения

$$w_2 = \frac{Q_2 k_3}{q_2}$$

и

$$H_y = \frac{I_y w_y}{l} = \frac{I_y R_y}{l} \sqrt{\frac{Q_y k_3}{\rho l_y R_y}}$$

получим

$$U_{\text{вых}} = \frac{2.4,44 f s Q_2 k_3}{q_2 l} \frac{\partial B_{\sim}}{\partial H} \sqrt{\frac{Q_y k_3}{\rho l_y R_y}} 2 l_y R_y. \quad (6.5)$$

Разделив выражение (6.5) на $2 l_y R_y = U_y$, получим

$$k_U = \frac{U_{\text{вых}}}{U_y} = \frac{2.4,44 f s Q_2 k_3}{q_2 l} \frac{\partial B_{\sim}}{\partial H} \sqrt{\frac{Q_y k_3}{\rho l_y R_y}}. \quad (6.6)$$

Крутизна кривой намагничивания $\partial B_{\sim} / \partial H_{\sim}$ зависит от качества материала и положения исходной рабочей точки на семействе кривых намагничивания. Для увеличения коэффициента усиления следует выбирать точку с наибольшей крутизной. Напряженность $H_{\text{см}}$ постоянного поля, соответствующую этой точке, берут в основу расчета цепи смещения, а индукцию B_0 — в основу расчета первичной цепи.

Обычно обмотки $w_{\text{см}}$ и w_1 занимают 15—20% всей площади окна сердечника. Остальную площадь окна занимают обмотки w_y и w_2 . Оптимальное соотношение между площадями, занимаемыми этими обмотками, можно найти следующим образом.

Заменим в формуле (6.6) Q_2 разностью $Q - Q_y$, приняв все остальные параметры неизменными и обозначив их через c :

$$k_U = c(Q - Q_y) \sqrt{Q_y}. \quad (6.7)$$

Исследуем выражение (6.7) на максимум:

$$\frac{\partial k_U}{\partial Q_y} = \frac{\partial}{\partial Q_y} (c Q Q_y^{1/2} - c Q_y^{3/2}) = 0$$

и определим оптимальную площадь окна, которую следует отвести под обмотку управления и вторичную обмотку:

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

Для вторичной обмотки используют, как правило, провод с возможно более тонким сечением q_2 , что обеспечивает наибольший возможный для данного размера сердечника коэффициент усиления.

Число витков и сечение провода обмотки управления можно изменять, добываясь наилучшего согласования с датчиком управляющего сигнала.

При выборе сердечников для магнитного модулятора необходимо знать зависимость коэффициента усиления от размера сердечника. Приняв все линейные величины (l и l_y) пропорциональными основному размеру a , а сечения (s , Q_2 и Q_y) — квадрату размера a , из формулы (6.6), принимая все остальные величины за постоянный коэффициент c , получим

$$k_U = c \frac{a^2 a^2}{a} \sqrt{\frac{a^2}{a}} = c a^{3,5}. \quad (6.8)$$

Таким образом, незначительные изменения размеров сердечника позволяют резко изменять коэффициент усиления.

Трансформаторную схему применяют благодаря значительному усилению напряжения, которое достигается за счет большого числа витков обмоток w_2 . Для этого вида модуляторов используют как кольцевые, так и Ш-образные сердечники. Однако намотка большого числа витков обмоток w_2 на кольцевые сердечники сопряжена с технологическими трудностями. Выполнение же усилителей на Ш-образных сердечниках из-за различия в воздушных зазорах приводит к неиден-

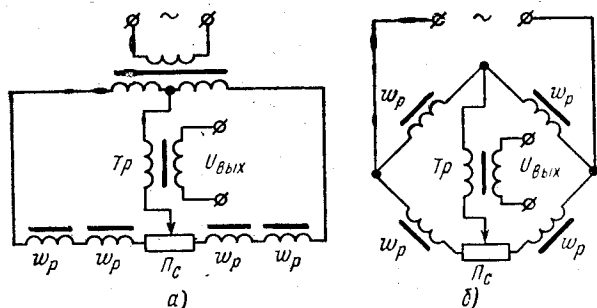


Рис. 6.2. Соединения цепи переменного тока магнитных усилителей напряжения с выходом на основной частоте:

а — дифференциальная схема; б — мостовая схема

точности магнитных характеристик, что вызывает повышенную нестабильность нуля.

Большое сечение Q_2 вторичной обмотки обуславливает уменьшение площади окна Q_y под обмоткой управления, а следовательно, и уменьшение H_y при неизменной мощности P_y на входе, что повышает относительный уход нуля усилителя (ср. § 4.5).

Вследствие указанных недостатков трансформаторную схему следует применять лишь для усиления сигналов постоянного тока, мощность которых превышает примерно $10^{-8} - 10^{-6}$ Вт. Для усиления более слабых сигналов рекомендуется дифференциальная или мостовая схема. При использовании этих схем в качестве усилителей напряжения нагрузку включают обычно через повышающий трансформатор (рис. 6.2). Изменения полных сопротивлений обмоток этого трансформатора влияют лишь на величину и фазу напряжения на нагрузке, не вызывая ухода нуля. Потенциометр наряду с цепями смещения служит для установки нуля основной гармоники выходного напряжения. Если вторичный ток трансформатора отсутствует, а током холостого хода можно пренебречь, то перемещения рабочих точек (см. рис. 6.1) для дифференциальной и мостовой схем аналогичны перемещениям для трансформаторной схемы.

При тщательном изготовлении и стабилизированном питании усилители, выполненные по схемам рис. 6.2, могут обеспечить в течение 8 ч работы стабильность нуля (порог чувствительности), соответствующую сигналу мощностью $10^{-14} - 10^{-12}$ Вт [1.5].

§ 6.2. Модуляторы с выходом на удвоенной частоте

Магнитные модуляторы с выходом на удвоенной частоте основаны на использовании четных гармоник э. д. с., наводимых в обмотке управления простейшего усилителя при $Z_y \rightarrow \infty$ (см. § 2.2).

Основные схемы таких магнитных усилителей приведены на рис. 6.3. Обмотку w_y в схемах используют как для входа, так и для выхода. Обе схемы реверсивны: изменение полярности входного напряжения вызывает изменение фазы выходного напряжения на 180° . В схеме рис. 6.3, а конденсатор C препят-

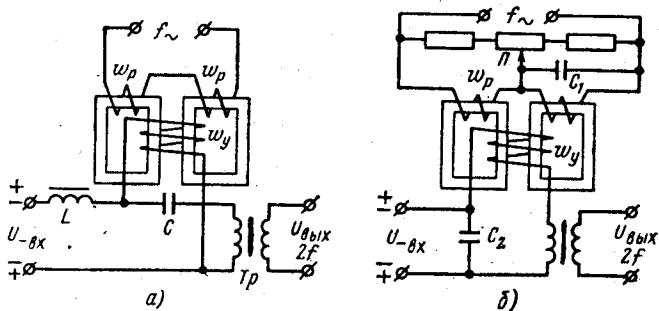


Рис. 6.3. Схемы магнитных усилителей напряжения с выходом на удвоенной частоте

ствует проникновению сигнала постоянного тока в первичную обмотку выходного повышающего трансформатора T_p , а индуктивность L обеспечивает режим вынужденного намагничивания. В схеме рис. 6.3, б осуществлено последовательное соединение входа и выхода. Конденсатор C_2 шунтирует источник сигнала, и выходное напряжение удвоенной частоты оказывается приложенным к первичной обмотке выходного трансформатора, которая выполняет роль индуктивности, необходимой для обеспечения режима вынужденного намагничивания. В схеме предусмотрена возможность снижения напряжения небаланса, состоящего из нечетных гармоник и обусловленного неидентичностью сердечников, путем изменения положения движка потенциометра Π и емкости C_1 .

Основное преимущество магнитных модуляторов с выходом на удвоенной частоте состоит в том, что никакие колебания напряжения источника питания, различия в характеристиках сердечников, изменения температуры и т. п. не могут вызвать появления четных гармоник э. д. с. в обмотке w_y при отсутствии сигнала постоянного тока на входе. Однако предполагается, что напряжение источника питания не содержит четных гармоник, которые могут трансформироваться в обмотку управления за счет неидентичности сердечников и давать на выходе ложное напряжение второй и других четных гармоник. Поэтому такой тип модуляторов имеет наиболее низкий порог чувствительности (10^{-10} — 10^{-17} Вт), который определяется лишь магнитными шумами.

При слабых сигналах на входе величина нечетных гармоник на выходе усилителя может превышать величину второй гармоники напряжения в десятки и даже сотни раз. Поэтому на выходе модулятора включают высококачественные многосвязные полосовые фильтры, а для исключения четных гармоник из питающего напряжения — заграждающий фильтр перед обмотками w_p . Это один из недостатков данного модулятора. К недостаткам относится и необходимость включения источника питания удвоенной частоты для фазочувствительного каскада электронного или полупроводникового усилителя, следующего за магнитным.

Модуляторы с выходом на удвоенной частоте ввиду громоздкости применяют лишь тогда, когда другие типы модуляторов не имеют нужной стабильности или чувствительности.

§ 6.3. Модуляторы с взаимно перпендикулярными полями

Подмагничивание сердечников из ферромагнитного материала можно осуществлять не только полем управления, силовые линии которого расположены параллельно линиям поля рабочей обмотки, но и перпендикулярным полем. При этом для повышения качества модуляторов конструкция сердечников должна быть такой, чтобы удовлет-

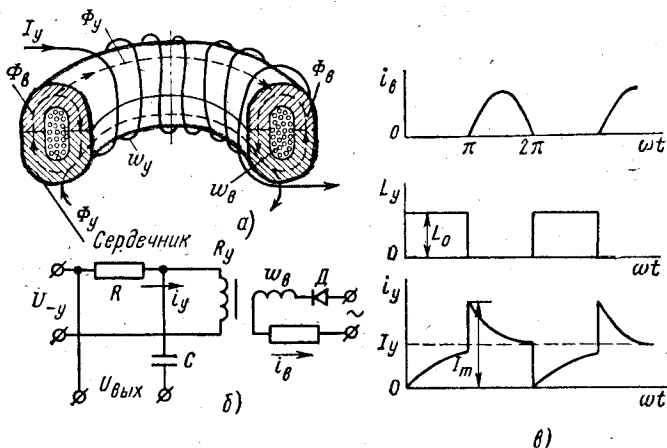


Рис. 6.4. Модулятор со взаимно перпендикулярными полями:

а — конструкция; б — схема соединений; в — принцип работы

ворялись два условия: 1) каждый из взаимно перпендикулярных потоков должен замыкаться только по магнитному материалу сердечника и не проходить по воздуху; 2) для устранения гистерезисного ухода нуля переменный магнитный поток, размагничивающий сердечник, должен проходить по тем же участкам сердечника, где проходит управляющий поток.

Конструкция усилителя, удовлетворяющего этим условиям, приведена на рис. 6.4, а. Ферритовый кольцевой сердечник состоит из двух одинаковых частей, имеющих кольцевой паз, в который заложена обмотка возбуждения w_b , обтекаемая однополупериодным током i_b (рис. 6.4, в). Эта обмотка создает поперечное магнитное поле. Для уменьшения магнитного сопротивления поперечному полю соприкасающиеся поверхности обеих частей сердечника шлифуют. Обмотку управления w_u , в которую поступает модулируемый сигнал, равномерно наматывают по всей длине сердечника. Схема модулятора показана на рис. 6.4, б.

За счет напряженности поля возбуждения сердечник находится в насыщенном состоянии в течение одного полупериода питающего напряжения; при этом проницаемость сердечника для продольного поля сильно уменьшается. В полупериод, когда тока i_b нет, прони-

цаемость возрастает до начального значения $\mu_{\text{нач}}$. Таким образом, поле возбуждения периодически меняет индуктивность обмотки w_y , в результате чего ток в цепи, состоящей из сопротивления R и обмотки w_y , начинает пульсировать. Переменная составляющая падения напряжения от этого тока на сопротивлении R и представляет собой, по существу, выходное напряжение.

Процесс в идеализированном виде можно пояснить следующим образом.

Если цепь возбуждения отключена, то по обмотке управления идет постоянный ток. При включении цепи возбуждения ток управления начинает пульсировать.

В начале первого полупериода ($\omega t = 0$) индуктивность обмотки управления L_y возрастает до значения L_0 (рис. 6.4, в). Так как электромагнитная энергия $W_M = Li^2/2$, сосредоточенная в этой индуктивности, не может мгновенно изменяться, то ток i_y при $\omega t = 0$ должен уменьшиться до нуля. Затем ток i_y , а вместе с ним и продольный поток Φ_y начинают нарастать по экспоненциальному закону с постоянной времени

$$T = \frac{L_0}{R+R_y} = \frac{\omega_y^2 s}{l(R+R_y)} \mu_{\text{нач}} \quad (6.9)$$

В момент $\omega t = \pi$ вследствие падения проницаемости поток Φ_y начинает уменьшаться, наводя в w_y э.д.с., которая складывается с сигналом U_y , и ток i_y достигает величины I_m . После исчезновения потока Φ_y и до конца полупериода ток управления остается равным:

$$I_y = \frac{U_y}{R+R_y} \quad (6.10)$$

Форма кривой выходного напряжения, равного $i_y R$, повторяет форму кривой тока управления I_y . С помощью емкости C из него может быть выделена переменная составляющая.

Модулятор с поперечным полем не создает усиления по напряжению, он только модулирует напряжение постоянного тока. В самом деле, среднее значение тока I_y определяется выражением (6.10) (выброс тока во втором полупериоде компенсируется снижением тока в первом полупериоде), а сопротивления R и R_y можно рассматривать как делитель напряжения. Поэтому

$$U_{\text{вых. ср}} = U_y \frac{R}{R+R_y}$$

С ростом постоянной времени T переменная составляющая в выходном напряжении будет увеличиваться, стремясь к $U_{\text{вых. ср}}$, так как ток i_y в первом полупериоде будет снижаться, а I_m возрастать.

Основное преимущество модуляторов этого типа состоит в наиболее высокой стабильности нуля по сравнению со всеми другими магнитными модуляторами. Это объясняется тем, что никакие изменения поперечного потока Φ_B при отсутствии продольного потока Φ_y , т. е. управляющего сигнала, не могут наводить э.д.с. в обмотке w_y , так как

благодаря взаимно перпендикулярному расположению обмоток w_y и w_b потокоцепление обмотки w_y с потоком обмотки w_b всегда равно нулю. Поэтому такой модулятор можно выполнить на одном сердечнике с одной обмоткой переменного тока.

Модуляторы с перпендикулярными полями могут модулировать сигналы постоянного напряжения, начиная с 10—20 мкВ [1.5].

§ 6.4. Феррозонды

Феррозондами называют магнитные элементы автоматики, служащие для измерения напряженности внешних магнитных полей. Феррозондовые устройства применяют для разведки полезных иско-

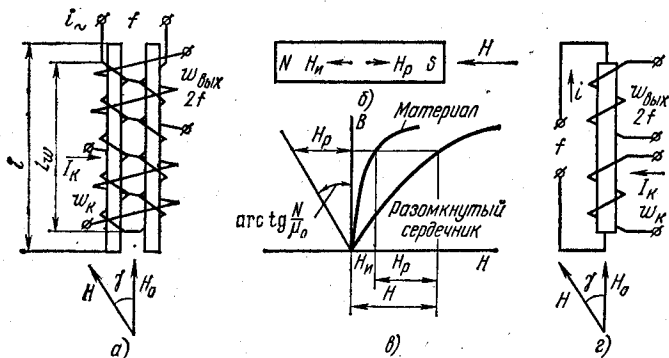


Рис. 6.5. Схемы феррозондов и кривая намагничивания разомкнутых сердечников

паемых, в навигационных системах, для изучения магнитного поля Земли и космического пространства и т. п.

По существу феррозонды являются магнитными модуляторами, у которых напряженность управления создается не обмоткой с током, а измеряемым магнитным полем.

Наиболее распространен феррозонд, представляющий собой аналог магнитного модулятора с выходом на удвоенной частоте. Он состоит из двух тонких пермалловых стержней-сердечников (рис. 6.5, а), уложенных в каркасы параллельно друг другу. Поверх каркасов намотаны обмотки, питающиеся переменным током и включенные аналогично рабочим обмоткам модуляторов. Их называют обмотками возбуждения. Оба стержня-сердечника охвачены выходной (вторичной) обмоткой, в которой и создается выходное напряжение.

Поскольку сердечники феррозондов являются разомкнутыми магнитопроводами, рассмотрим метод построения кривых намагничивания таких сердечников, используя понятие размагничивающего поля (см. § 1.3).

Согласно этому методу под действием внешнего поля на концах разомкнутого сердечника возникают магнитные полюсы (рис. 6.5, б), которые создают внутри сердечника размагничивающее поле H_p , направленное противоположно внешнему полю H . Напряженность размагничивающего поля

$$H_p = NJ \approx NB/\mu_0,$$

где N — коэффициент размагничивания (размагничивающий фактор). Этот коэффициент зависит от формы и соотношения размеров сердечника и, если форма сердечника отличается от эллипсоида вращения, может быть различным даже для разных точек одного и того же сердечника. Поэтому для цилиндрических или прямоугольных сердечников пользуются усредненными значениями этого коэффициента, которые можно вычислить по формуле [1.13]:

$$N = \frac{4s \left(\ln \frac{kl}{\delta + h} - 1 \right)}{\pi \left(l^2 - \frac{c}{3} l_w^2 \right)},$$

где s — площадь поперечного сечения сердечника; l — длина сердечника; δ и h — поперечные размеры сердечника; l_w — длина участка сердечника с размещенной на нем обмоткой; k и c — коэффициенты, значения которых приведены в табл. 6.1.

Таблица 6.1

Форма сердечника	k	c
Стержень прямоугольного сечения	3,6	0,75
Цилиндр	2,4	0,8—0,85

Напряженность истинного поля $H_{и}$ внутри разомкнутого сердечника равна разности напряженностей внешнего H и размагничивающего H_p полей:

$$H_{и} = H - H_p.$$

Это означает, что точки кривой намагничивания с одинаковой индукцией сдвигаются для разомкнутого сердечника на величину H_p по отношению к кривой намагничивания материала. На рис. 6.5, в показано, как по известному коэффициенту размагничивания N и кривой намагничивания материала можно графически построить кривую намагничивания разомкнутого сердечника.

Пусть средняя (см. § 1.3) кривая намагничивания разомкнутого сердечника феррозонда может быть аппроксимирована полиномом третьей степени

$$B = aH + bH^3, \quad (6.11)$$

где a и b — коэффициенты аппроксимации, зависящие от материала и формы сердечников.

Как и в обычных магнитных усилителях, обмотки переменного тока феррозонда соединены так, чтобы напряженность измеряемого постоянного магнитного поля H_0 в один и тот же момент времени складывалась с напряженностью H_{\sim} в одном и вычиталась в другом сердечнике. Тогда выражения для вычисления индукции одного и другого сердечников могут быть записаны так:

$$B' = B(H_0 - H_{\sim}) \text{ и } B'' = B(H_0 + H_{\sim}). \quad (6.12)$$

Подставляя в (6.11) разность и сумму H_0 и H_{\sim} , получим

$$B' = aH_0 - aH_{\sim} + bH_0^2 - 3bH_0^2 H_{\sim} + 3bH_0 H_{\sim}^2 - bH_{\sim}^3;$$

$$B'' = aH_0 + aH_{\sim} + bH_0^2 + 3bH_0^2 H_{\sim} + 3b H_0 H_{\sim}^2 + b H_{\sim}^3.$$

Выходная обмотка охватывает оба сердечника, поэтому

$$B_{\text{вых}} = B' + B'' = 2aH_0 + 2b H_0^3 + 6b H_0 H_{\sim}^2. \quad (6.13)$$

В обмотках переменного тока проходит синусоидальный ток, создающий напряженность

$$H_{\sim} = H_m \sin \omega t. \quad (6.14)$$

Подставив H_{\sim} из (6.14) в (6.13)

$$B_{\text{вых}} = 2aH_0 + 2bH_0^3 + 6bH_0H_m^2 \sin^2 \omega t$$

и заменив $2\sin^2 \omega t = 1 - \cos 2\omega t$, получим

$$B_{\text{вых}} = 2aH_0 + 2bH_0^3 + 3bH_0H_m^2 - 3bH_0H_m^2 \cos 2\omega t. \quad (6.15)$$

Следовательно, если учесть, что $H_0 = \text{const}$, э. д. с., наводящаяся в выходной обмотке,

$$e = -\omega_{\text{вых}} s \frac{dB_{\text{вых}}}{dt} = 6\omega b s \omega_{\text{вых}} H_0 H_m^2 \sin 2\omega t \quad (6.16)$$

пропорциональна измеряемому магнитному полю H_0 и представляет собой э. д. с. удвоенной частоты по отношению к току обмоток возбуждения.

При изменении направления поля H_0 , как это следует из (6.16), выходная э.д.с. меняет фазу на 180° . Значит, феррозонд является реверсивным устройством. Более того, выходная э.д.с. пропорциональна не полному значению напряженности измеряемого поля, а только его составляющей

$$H_0 = H \cos \gamma,$$

параллельной (рис. 6.5, а) осям сердечников. Это позволяет использовать феррозонды для измерения направлений вектора напряженности магнитного поля. При измерениях чаще всего применяют компенсационный метод, при котором измеряемое поле компенсируется равным по величине и противоположным по направлению полем, создаваемым постоянным током I_K в обмотке ω_K , охватывающей оба сердечника. Изменяя величину I_K , добиваются отсутствия э.д.с. частотой $2f$ на зажимах выходной обмотки, что и свидетельствует о достигнутой компенсации. При этом ток пропорционален напряженности измеряемого поля H_0 .

На рис. 6.5, б представлена схема феррозонда на одном сердечнике, в которой для развязки цепей возбуждения и выхода использованы взаимно перпендикулярные поля. Сердечник представляет собой отрезок ферромагнитной проволоки круглого сечения, по которой проходит ток возбуждения. Принцип работы феррозонда этого типа по существу совпадает с принципом работы магнитного модулятора с поперечным полем и заключается в том, что под действием поля возбуждения изменяется магнитная проницаемость сердечника, и при наличии поля H_0 продольная составляющая индукции начинает пульсировать, наводя в обмотке $\omega_{\text{вых}}$ э.д.с. удвоенной частоты.

Глава 7. Дискретно-управляемые ферромагнитные элементы

Магнитные усилители дроссельного и трансформаторного типов, с внешними обратными связями и с самонасыщением, рассмотренные в гл. 2—4, просты по устройству и управлению, надежны в работе

при использовании их в качестве регуляторов электрической энергии, подводимой к нагрузке. При отсутствии положительной обратной связи эти устройства обладают хорошими естественными свойствами токоограничения в статике и динамике и поэтому успешно работают как источники и регуляторы тока (см. § 2.2), а при коэффициенте обратной связи, близком к единице, их используют в качестве источников и регуляторов напряжения (см. § 3.4). Однако таким регуляторам свойственны относительно большие масса, габариты и инерционность, а также большие мощности блоков управления.

Широко применяемые для этих же целей полупроводниковые регуляторы напряжения имеют хорошие массо-габаритные показатели и обладают высоким быстродействием, но относятся к числу сложных по исполнению и ненадежных в эксплуатации. Они очень чувствительны к токовым перегрузкам и не обладают свойствами токоограничения. Особенно опасны для них динамические броски тока и короткие замыкания, свойственные целому ряду технологических процессов и потребителей электроэнергии.

Исследования, проведенные в Томском политехническом институте под руководством В. П. Обрусника [1.25], показали, что требования, предъявляемые к регуляторам и преобразователям электроэнергии такими потребителями, наиболее полно удовлетворяются магнитно-вентильными устройствами, представляющими собой комбинации ферромагнитных элементов с полупроводниковыми диодами (управляемыми и неуправляемыми). В этих устройствах удается объединить преимущества каждого из комбинируемых элементов и исключить некоторые их недостатки. При этом магнитно-вентильные устройства получают наиболее удачными, когда регулирующие функции выполняют магнитные элементы, а полупроводниковые элементы, работающие в ключевом режиме, осуществляют дискретное управление электромагнитными процессами по определенным законам. Этот новый класс устройств автоматики получил название дискретно-управляемых ферромагнитных элементов.

Возможны три типа таких элементов: 1) импульсно-подмагничиваемые, в которых на вход магнитного элемента подаются регулируемые по длительности импульсы напряжения; 2) импульсно-коммутируемые, в которых рабочая обмотка (обмотка переменного тока) замыкается и размыкается по определенному закону один раз за полупериод питающего напряжения; 3) магнитные элементы с дискретно-управляемыми обратными связями. Рассмотрим эти типы элементов.

§ 7.1. Импульсно-подмагничиваемые элементы

Рассмотрим простейший магнитный усилитель (рис. 7.1, а), к обмотке управления которого с помощью ключа K могут подводиться импульсы напряжения от источника управляющего сигнала E_y . Ключ изображен условно. В реальных схемах — это полупроводниковый широтно-импульсный модулятор напряжения, выполненный на транзисторах или тиристорах.

Схема содержит диод D , шунтирующий обмотку управления (подмагничивания), который защищает полупроводниковый ключ от перенапряжений при его размыканиях, обеспечивает непрерывность прохождения тока в обмотке w_y на время отключения напряжения при работе широтно-импульсного модулятора и создает цепь для свободного прохождения четных гармоник переменного тока, наводящихся

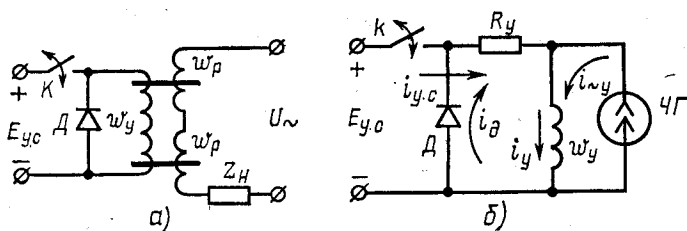


Рис. 7.1. Импульсно-подмагничиваемый элемент:
а — электрическая схема; б — схема замещения

в обмотке управления в то время, когда ключ разомкнут. Таким образом, магнитный усилитель работает в режиме естественного намагничивания (ср. § 2.3).

Диод должен иметь малый обратный ток, выдерживать в непроводящем направлении наибольшее значение напряжения управляющего сигнала и быть рассчитанным на прохождение наибольшего тока в цепи обмотки управления.

Цепь управления магнитного усилителя при импульсном подмагничивании приводится (рис. 7.1, б) к схеме включения широтно-импульсного модулятора на активно-индуктивную нагрузку, шунтированную диодом D и содержащую источник тока четных гармоник ЧГ, подключенный параллельно обмотке управления.

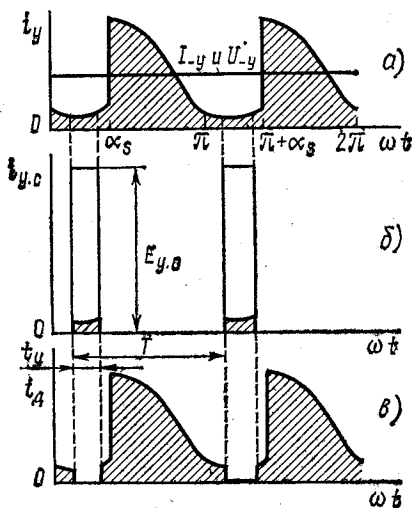


Рис. 7.2. Процессы в импульсно-подмагничиваемом элементе

На рис. 7.2, а изображен график зависимости от времени тока в обмотке управления i_y для простейшего магнитного усилителя (см. рис. 2.7, а) с реальной кривой намагничивания сердечников при управлении сигналом постоянного тока. Отличие от рис. 2.7, ж состоит в том, что на участках $0 - \alpha_s$ и $\pi - (\pi + \alpha_s)$ по обмотке управления проходит небольшой ток, определяемый неидеальностью кривой намагничивания сердечников, в то время как при идеальной кривой намагни-

вания ток на этих участках равнялся нулю. Напряжение управляющего сигнала U_{-y} и соответствующий ему постоянный ток I_{-y} на рис. 7.2, а изображены одной и той же горизонтальной прямой.

На рис. 7.2, б изображены импульсы напряжения $E_{y.c}$, подаваемые широтно-импульсным модулятором к обмотке управления во время замкнутого состояния ключа K , и ток $i_{y.c}$ (заштрихован), посылаемый источником управляющего сигнала в это время.

На рис. 7.2, в показан ток i_d , проходящий через диод в то время, когда ключ разомкнут. Из рисунка видно, что при импульсном подмагничивании сумма токов $i_{y.c} + i_d = i_y$ остается такой же, как и при управлении сигналом постоянного тока.

Ток, потребляемый от источника управляющего сигнала через ключевой элемент, может быть очень малым при правильной фазировке замыкания ключа (см. заштрихованные участки на рис. 7.2, б). В этом явлении проявляются характерная особенность и одно из важных преимуществ импульсного подмагничивания магнитных усилителей.

Действительно, поскольку ток через ключ $i_{y.c}$ в момент его включения принимает значение тока i_y , то лучше всего это включение делать во время минимальных мгновенных значений i_y . В этом случае мощность, потребляемая от источника управляющего сигнала,

$$P_{y.c} = \gamma E_{y.c} I_{y.c. \text{ ср}},$$

где $\gamma = t_n/T$ — относительная длительность импульса; $I_{y.c. \text{ ср}}$ — среднее значение тока, потребляемого от источника управляющего сигнала.

Если $\gamma E_{y.c} = U_{-y}$, то мощность управления при непрерывном сигнале постоянного тока выразится равенством

$$P_{-y} = U_{-y} I_{-y} = \gamma E_{y.c} I_{-y}.$$

Следовательно, мощность при импульсном управлении во столько раз меньше мощности при непрерывном управлении, во сколько раз $I_{y.c. \text{ ср}}$ меньше I_{-y} . Отметим, что эти токи могут отличаться в десятки (!) раз.

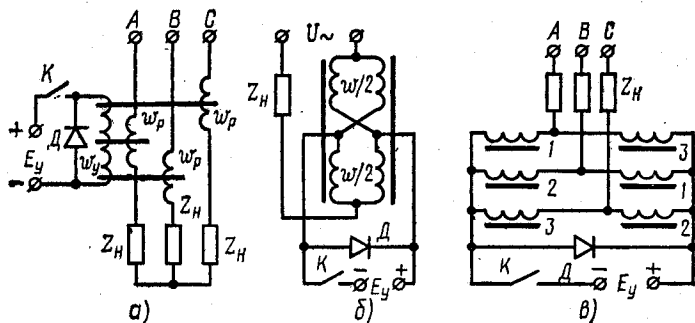


Рис. 7.3. Варианты импульсно-подмагничиваемых элементов

Многочисленными опытами установлено, что если среднее за цикл значение напряжения источника управляющего сигнала $U_{у.ср}$ равно управляющему напряжению при его непрерывном и постоянном характере, т. е. $U_{-у}$, то независимо от амплитуды, длительности, формы и момента подачи этого импульса все процессы, происходящие в магнитном усилителе, его характеристики $U_H = f(I_H)$ и $I_H = f(U_{у.ср})$, формы напряжений и токов в цепи переменного тока и в цепи подмагничивания будут такими же, как и при непрерывном управлении [1.25].

Из этого положения следует, что импульсное подмагничивание позволяет резко уменьшить управляющий ток, а значит, и мощность управления магнитного усилителя при обеспечении тех же значений выходной мощности, которая определяется средним значением напряжения на его входе, что существенно увеличивает коэффициент усиления, уменьшает массу и габариты блока управления, повышает общий к. п. д. усилителя. Важно также, что при этих преимуществах импульсное подмагничивание качественно не изменяет внешние характеристики усилителей, поэтому импульсно-подмагничиваемые магнитные усилители являются управляемыми источниками тока (ср. §. 2.3).

Импульсное подмагничивание возможно не только в однофазных, но и в трехфазных магнитных усилителях (рис. 7.3, а). В этом случае, как и в трехфазных усилителях при непрерывном управлении (см. § 5.1), в обмотке управления будут возникать третья и кратные трех гармоники тока, а значит, схема управления ШИМ должна обеспечить замыкание ключа K трижды за период напряжения сети.

Значительно снизить массу и стоимость устройства позволяет совмещение функций рабочих обмоток и обмотки подмагничивания в одних и тех же обмотках. Такое совмещение возможно как в однофазном (рис. 7.3, б), так и в трехфазном (рис. 7.3, в) устройствах. При этом нагрузочные характеристики импульсно-подмагничиваемых устройств сохраняют форму, типичную для источников тока (рис. 7.4).

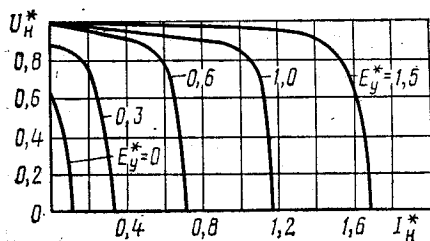


Рис. 7.4. Нагрузочные характеристики импульсно-подмагничиваемых элементов в относительных единицах

Возможными применениями таких источников тока являются: электропривод, импульсная электроэнергетика, преобразовательная техника, светотехника и др. Они апробированы в установках питания основных электротехнологических процессов (электролиз, гальванотехника, электролитный нагрев, электрохимическая обработка) и могут быть применены в электротермии, включающей дуговые печи, вакуумно-дуговые и руднотермические печи, установки

электрошлакового переплава и контактного нагрева.

Одной из областей применения систем неизменного тока является квантовая электроника, требующая зарядных устройств накопителей энергии лазерных и локационных установок, устройств импульсного ускорения плазмы, импульсной обработки металлов, импульсных источников света и звука.

§ 7.2. Импульсно-коммутируемые элементы

Особенность этого вида ферромагнитных элементов заключается в том, что они не имеют обмотки управления (подмагничивания постоянным током). Постоянная составляющая напряженности магнитного поля и индукции в сердеч-

никах создается у них при периодическом замыкании накоротко (коммутацией) рабочей обмотки на некоторую часть полупериода. При этом напряжение нагрузки регулируется изменением длительности замкнутого состояния ключа.

Импульсно-коммутируемый ферромагнитный элемент представляет собой очень простое устройство (рис. 7.5, а): обмотка на одном сердечнике шунтируется полупроводниковым ключевым элементом КЭ (тиристором или транзистором), обозначенным на схеме в виде ключа и диода.

Рассмотрим процессы в этой схеме при следующих допущениях: 1) сердечник имеет идеальную петлю магнитного гистерезиса (рис. 7.5, б); 2) индуктивностью рассеяния и активным сопротивлением обмотки можно пренебречь; 3) полупроводниковый ключ — идеальный; 4) сопротивление нагрузки — чисто

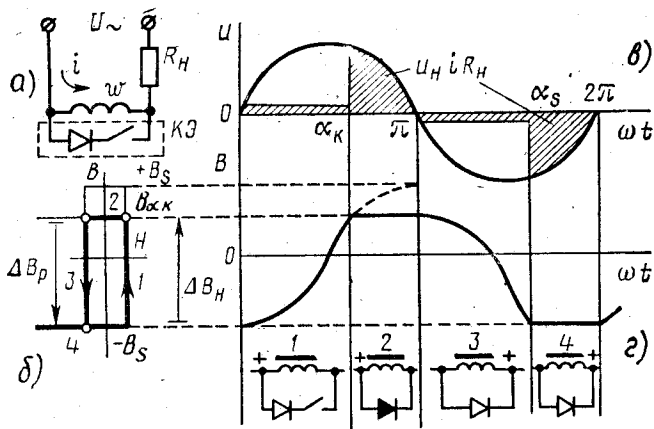


Рис. 7.5. Физические процессы в импульсно-коммутируемом ферромагнитном элементе с естественной коммутацией

активное; 5) напряжение сети равно предельному напряжению $U = 4,44 fwsB_s$ [ср. (2.2)].

Если ключ, шунтирующий обмотку, держать все время разомкнутым, то индукция сердечника будет изменяться, как на рис. 2.6, в, от $-B_s$ до $+B_s$, создавая в обмотке э. д. с., которая будет уравнивать напряжение сети в течение всего полупериода, и в нагрузке будет проходить лишь незначительный ток холостого хода, определяемый шириной петли гистерезиса.

С помощью ключа можно вмешиваться в процесс перемагничивания сердечника, прерывая его на той или иной части полупериода. Пусть ключ в начале периода (участок 1 на рис. 7.5) разомкнут и по мере увеличения напряжения сети U индукция изменяется по правой части петли гистерезиса от $-B_s$ в сторону $+B_s$. В момент времени, соответствующий углу коммутации $\omega t = \alpha_K$, ключ замыкается и остается в таком состоянии до конца периода. Поскольку падение напряжения на замкнутой обмотке равно нулю, изменение индукции прекращается и фиксируется на уровне, обозначенном на петле гистерезиса (рис. 7.5, а) точкой $B_{ак}$. Все напряжение сети скачком прикладывается к нагрузке и остается приложенным к ней до конца полупериода (заштрихованная площадь участка 2 на рис. 7.5, б). При этом ток в нагрузку поступает через открытый на этом участке диод (зачернен на рис. 7.5, в).

Когда в момент времени $\omega t = \pi$ напряжение сети изменяет знак (отрицательный полупериод), диод запирается и напряжение сети опять прикладывается к обмотке, вызывая размагничивание сердечника, т. е. изменение индукции по нисходящей, левой части петли гистерезиса от значения $B_{ак}$ в сторону $-B_s$ (участок 3). В момент времени $\omega t = \alpha_S$ индукция достигает значения индукции насыщения и перестает изменяться, оставаясь до конца периода

равной $-B_s$. Напряжение сети вновь скачком прикладывается к нагрузке (защитированная площадь участка 4), причем ток в нагрузку поступает через обмотку, так как диод остается запертым на этом участке.

Из описания работы схемы следует, что изменения индукции на участках намагничивания ΔB_H и размагничивания ΔB_P одинаковы по абсолютной величине и, следовательно, угол насыщения α_s «следит» за изменением угла коммутации ключа α_k . Увеличение α_k приведет к большему намагничиванию сердечника в положительный для ключевого элемента полупериод, что вызовет соответствующее смещение α_s также в сторону увеличения, в результате чего напряжение нагрузки уменьшится. Если $\alpha_k = \pi$, то $\alpha_s = 2\pi$, сердечник будет перемагничиваться в течение всего как положительного, так и отрицательного полупериода и напряжение на нагрузке будет близко к нулю. При $\alpha_k \approx 0$ угол $\alpha_s \approx \pi$, сердечник не выходит из насыщенного состояния $-B_s$, $\Delta B_H = \Delta B_P = 0$, и напряжение на нагрузке максимально.

Нетрудно заметить, что по своим регулировочным свойствам рассмотренный ферромагнитный элемент ничем не отличается от магнитного усилителя с самонасыщением, выполненного на двух сердечниках (см. рис. 3.1, а и § 3.4), но приобретает преимущества, так как выполняется на одном сердечнике и с одним полупроводниковым диодом (управляемым в отличие от схемы рис. 3.1, в). К тому же дискретно-коммутируемый ферромагнитный элемент является быстродействующим, так как не имеет обмотки управления (ср. § 4.6).

В рассмотренном режиме работы момент включения диода (вентиля) α_k отсчитывают от начала положительного для вентиля полупериода напряжения сети, а отключение происходит естественно, т. е. в момент, когда напряжение сети становится отрицательным для вентиля и ток через него (при чисто активной нагрузке) падает до нуля. Поэтому дискретно-коммутируемый ферромагнитный элемент, работающий в таком режиме, называют магнито-вентильным устройством с естественной коммутацией.

В отличие от импульсно-подмагничиваемых ферромагнитных элементов импульсно-коммутируемые элементы не являются источниками тока и свойствами токоограничения не обладают. Поэтому их применяют в качестве регуляторов и стабилизаторов напряжения.

На рис. 7.6, а изображена одна из возможных схем силовой части стабилизатора напряжения переменного тока, в которой ферромагнитные элементы $\Phi MЭ_1$ и $\Phi MЭ_2$ работают как понижающий и повышающий автотрансформаторы, коммутируемые тиристорами T_1 и T_2 с общей точкой для катодов.

В начале периода напряжения сети тиристоры закрыты, сердечники обоих элементов не насыщены и напряжение нагрузки близко к нулю, так как между ней и сетью включены обмотки w_{11} и w_{21} с большой индуктивностью. При $\alpha_{k1} \geq 0$ тиристор T_2 открывается схемой управления, шунтируя обмотку w_{21} . Изменение индукции в сердечнике $\Phi MЭ_2$ прекращается (ср. точку $B_{ак}$ на рис. 7.5, б), а значит, падает до нуля и напряжение на обмотке w_{22} , размещенной на этом же сердечнике. В результате схема стабилизатора превращается в схему понижающего автотрансформатора на $\Phi MЭ_1$ (рис. 7.6, б), подающего к нагрузке мгновенные напряжения U_H , меньшие напряжения сети U_C .

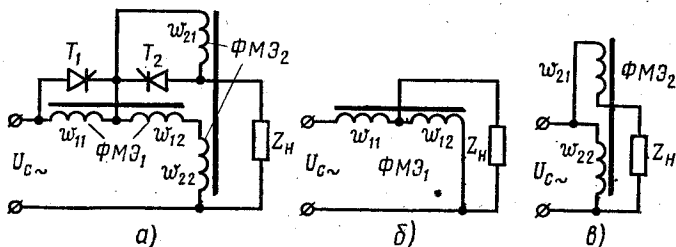


Рис. 7.6. Стабилизатор напряжения на импульсно-коммутируемых ферромагнитных элементах

В момент $\alpha_{к2}$ открывается тиристор T_1 , шунтируя обмотку ω_{11} . При этом за счет возникающего в цепи $U_c - T_1 - T_2 - Z_H - U_c$ тока, обратного для тиристора T_2 , последний закрывается. В результате изменение индукции в сердечнике $\Phi_{MЭ1}$ прекращается и, следовательно, падает до нуля напряжение на обмотке ω_{12} , размещенной на этом сердечнике, а напряжение сети оказывается полностью приложенным к обмотке ω_{22} . Схема стабилизатора превращается в схему с вольтодобавочным трансформатором (рис. 7.6, в) и мгновенные напряжения U_H оказываются больше напряжения сети на величину э. д. с., наводи-

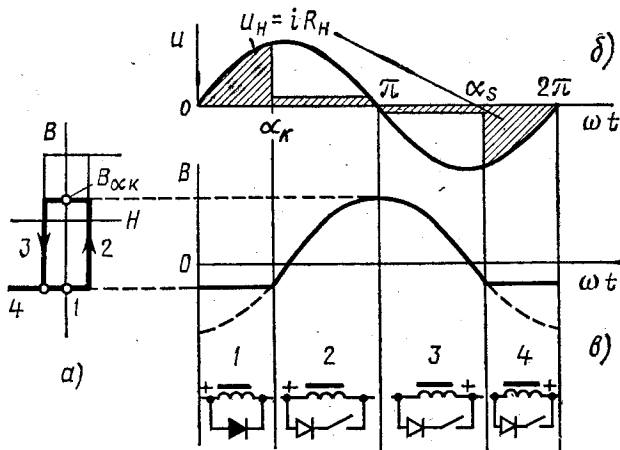


Рис. 7.7. Физические процессы в импульсно-коммутируемом ферромагнитном элементе с искусственной коммутацией

мой в обмотке ω_{21} , как во вторичной обмотке вольтодобавочного трансформатора. В таком состоянии схема находится на участке $\alpha_{к2} - \pi$. Когда ток нагрузки переходит через нуль и изменяет знак, тиристор T_1 запирается, и далее, в отрицательный полупериод, тиристоры T_1 и T_2 вновь закрыты. Начинается процесс обратного перемагничивания сердечников: при $\alpha = \pi + \alpha_{к1}$ насыщается сердечник $\Phi_{MЭ2}$, а при $\alpha = \pi + \alpha_{к2}$ — сердечник $\Phi_{MЭ1}$ с одновременным насыщением сердечника $\Phi_{MЭ2}$. В начале последующего периода описанные процессы повторяются. Управляя величиной $\alpha_{к2}$, можно плавно регулировать коэффициент трансформации между его минимальным и максимальным значениями, определяемыми коэффициентами трансформации $\Phi_{MЭ1}$ и $\Phi_{MЭ2}$, поддерживая напряжение на нагрузке неизменным при колебаниях напряжения сети. При небольшой глубине регулирования коэффициент высших гармоник в выходном напряжении не превышает 10—15%. Подобные стабилизаторы имеют малые массо-габаритные показатели, высокие значения коэффициентов мощности и полезного действия.

Обмотку $\Phi_{MЭ}$ (см. рис. 7.5, а) с петлей гистерезиса, изображенной на рис. 7.7, а, можно коммутировать, замыкая ключ в начале положительного для диода полупериода напряжения сети и размыкая при $\alpha_{к} \leq \pi$. Тогда в интервале 1 (рис. 7.7, б), пока ключ разомкнут, все напряжение сети прикладывается к нагрузке и перемагничивания сердечника не происходит. После размыкания ключа индукция начинает изменяться от $-B_s$ до $B_{ак}$ на участке 2 и обратно до $-B_s$ на участке 3 (рис. 7.7, а). При этом напряжение сети уравнивается э. д. с. обмотки и в нагрузке возникает лишь небольшой ток, определяемый шириной петли гистерезиса.

При достижении индукцией значения $-B_s$ в момент времени α_s э. д. с. падает до нуля и до конца периода напряжение сети в интервале 4 приклады-

вается к нагрузке. Так как изменения индукции «вверх» и «вниз» одинаковы, $\alpha_s = 2\pi - \alpha_k$ и заштрихованные площади в положительный и отрицательный полупериоды равны.

Чтобы обеспечить рассмотренный режим работы, ключ должен быть замкнут в начале положительного полупериода, а его размыкание в момент α_k должно осуществляться принудительно (искусственно). Поэтому такой элемент является магнитно-вентильным устройством с искусственной коммутацией.

Принципиальное отличие этого устройства от устройства с естественной коммутацией заключается в том, что при естественной коммутации регулировочные свойства определяются моментом включения цепи ключевого элемента (см. рис. 7.5), а в устройствах с искусственной коммутацией — моментом ее отключения. Это требует различных схем и методов осуществления устройств управления ключевыми элементами.

Указанное отличие приводит к тому, что при искусственной коммутации увеличение α_k вызывает не увеличение (как при естественной коммутации), а соответствующее уменьшение угла α_s . Это, в свою очередь, означает, что на нагрузке выделяется напряжение, основная и все другие гармоники которого не имеют сдвига по фазе относительно напряжения сети. Такая потребность возникает, например, при амплитудном регулировании скорости вращения двухфазных асинхронных двигателей, при питании большинства телемеханических устройств, следящих систем и т. п.

На рис. 7.8 приведены в относительных единицах амплитуды 1, 2, 3, 4 и 5-й гармоник в кривой выходного напряжения в зависимости от угла α_k . Из рисунка видна возможность создания на подобных элементах умножителей частоты путем выделения с помощью фильтров соответствующих гармоник.

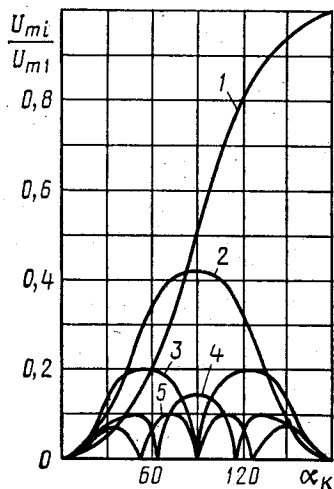


Рис. 7.8. Гармонический состав выходного напряжения магнитно-вентильных устройств с искусственной коммутацией

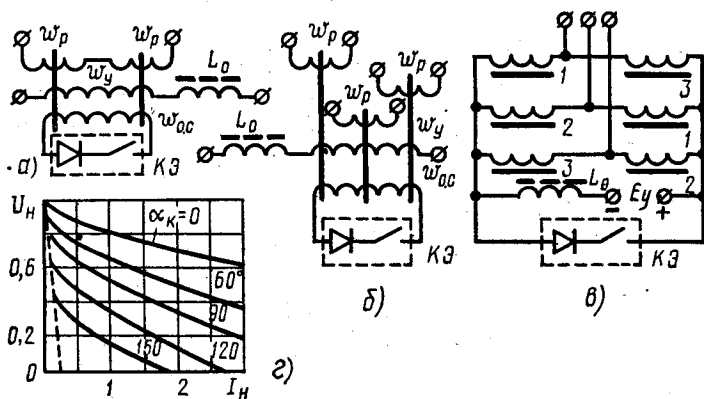


Рис. 7.9. Способы включения ключевых элементов при дискретном управлении обратной связью по четным гармоникам

§ 7.3. Ферромагнитные элементы с дискретно-управляемыми обратными связями

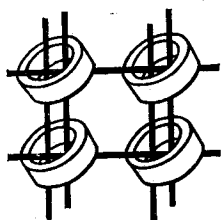
Дискретное управление обратными связями принципиально отличается от непрерывного тем, что в случае непрерывного управления (см. гл. 3) изменяются коэффициент обратной связи и, как следствие, коэффициент усиления устройства, в то время как при дискретном управлении эти коэффициенты остаются неизменными. Сущность дискретного управления обратными связями заключается в том, что изменяется относительная продолжительность включения и действия этих связей.

Наиболее эффективными являются дискретные обратные связи по току четных гармоник, простейшие схемы выполнения которых показаны на рис. 7.9. Они представляют собой магнитные усилители однофазного (рис. 7.9, а) или трехфазного (рис. 7.9, б) тока, содержащие обмотки переменного тока ω , подмагничивания ω_d и обратной связи ω_0 . Индуктивность L_0 обеспечивает режим вынужденного намагничивания (см. § 2.2).

Возможно совмещение обмоток переменного тока и обратной связи подобно схемам рис. 7.3, б и в. Можно обойтись также без отдельной обмотки подмагничивания, подавая напряжение постоянного тока через индуктивность L_0 на ключевой элемент, как показано на рис. 7.9, в.

На рис. 7.9, г показана для активной нагрузки в относительных единицах зависимость напряжения на нагрузке от тока в ней при неизменном токе в обмотке подмагничивания и ряде значений угла α_k включения ключевого элемента, который коммутирует цепь обратной связи с частотой сети переменного тока.

Отметим, что эти характеристики близки к характеристикам магнитных усилителей с самонасыщением и с этой точки зрения ферромагнитные элементы с дискретно-управляемыми обратными связями каких-либо преимуществ не имеют.



Часть вторая

ЛОГИЧЕСКИЕ И ЗАПОМИНАЮЩИЕ МАГНИТНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ ЦИФРОВЫХ (ДИСКРЕТНЫХ) УСТРОЙСТВ

Глава 8. Характеристики ферромагнитных материалов и расчет элементарных схем с ферромагнитными сердечниками в импульсном режиме работы

§ 8.1. Магнитный сердечник как техническое средство реализации двоичной системы счисления

Для обработки информации в цифровой форме в системах автоматического управления и в вычислительной технике, как известно, наиболее широко применяют двоичную систему счисления, в которой числа выражаются с помощью двух цифр: нуля (0) и единицы (1).

Математические и логические операции производят на основе алгебры логики, предметом рассмотрения которой являются так называемые **высказывания**.

Под высказыванием понимают утверждение, которое может оказаться либо истинным, либо ложным. Следовательно, истинность высказывания может принимать, подобно цифрам в двоичной системе счисления, только два значения: «истинно» соответствует цифре 1 и «ложно» соответствует цифре 0.

Простые высказывания, объединенные логическими операциями (связями), образуют сложное высказывание. Если простые высказывания обозначить буквами A , B , C , а сложное — буквой P , то логические операции между ними можно записать математически. Рассмотрим *три основных типа логических операций*.

Логическое умножение, или **конъюнкция** (логическая операция И), обозначается $P = A \cdot B$, читается « A и B ». Эта операция означает, что сложное высказывание истинно лишь тогда, когда истинны *все* (в данном случае два) простые высказывания. Схему, осуществляющую эту логическую операцию, называют *схемой совпадения*, чем подчеркивается совпадение двух истинных простых высказываний.

Логическое умножение представим в виде таблички, где показаны значения истинности сложного высказывания P в зависимости от значений истинности простых высказываний A и B :

$$\begin{array}{l}
 A \\
 B \\
 P=A \cdot B
 \end{array}
 \left| \begin{array}{c|c|c}
 0 & 1 & 0 \\
 0 & 0 & 1 \\
 0 & 0 & 0
 \end{array} \right.
 \left| \begin{array}{c}
 1 \\
 1 \\
 1
 \end{array} \right.$$

Логическое сложение, или дизъюнкция (операция ИЛИ), обозначается $P = A \vee B$, читается « A или B ». Эта операция означает, что сложное высказывание истинно, если истинно хотя бы одно из простых высказываний. Схему, осуществляющую эту операцию, называют *схемой объединения*.

$$\begin{array}{l}
 A \\
 B \\
 P=A \vee B
 \end{array}
 \left| \begin{array}{c|c|c}
 0 & 1 & 0 \\
 0 & 0 & 1 \\
 0 & 1 & 1
 \end{array} \right.
 \left| \begin{array}{c}
 1 \\
 1 \\
 1
 \end{array} \right.$$

Логическое отрицание (операция НЕ) обозначается $P = \bar{A}$, читается «не A ». Эта операция означает, что сложное высказывание истинно, если простое ложно, и наоборот. Схему, которая осуществляет эту операцию, называют *инвертором*.

$$\begin{array}{l}
 A \\
 P=\bar{A}
 \end{array}
 \left| \begin{array}{c|c}
 0 & 1 \\
 1 & 0
 \end{array} \right.$$

Итак, элементы с двумя ярко выраженными состояниями могут быть основой при создании цифровых вычислительных и управляющих машин, работающих по двоичной системе счисления.

Одним из таких элементов является сердечник из ферромагнитного материала, обладающего прямоугольной петлей гистерезиса. Применение его основано на свойстве этих материалов сколь угодно долго сохранять состояние остаточного магнетизма. Состояние с остаточной индукцией $+B_r$ условно принимают за единицу (1), а состояние $-B_r$ — за нуль (0) (рис. 8.1). При этом считают, что магнитный элемент *запоминает* (хранит) двоичную цифру.

Работа магнитных элементов в машине сводится к запоминанию информации в виде остаточной индукции и передаче информации в виде электрических импульсов в следующие сердечники или другие элементы.

Исходным состоянием сердечника является $-B_r$. В случае передачи (записи) единицы во входную обмотку $w_{вх}$ сердечника подается импульс тока, который создает напряженность $+H_m > H_c$, и сердечник перематнивается из состояния $-B_r$ в состояние $+B_m$. Когда импульс прекращается, индукция принимает значение $+B_r$ и в магнитном элементе будет записана *единица*.

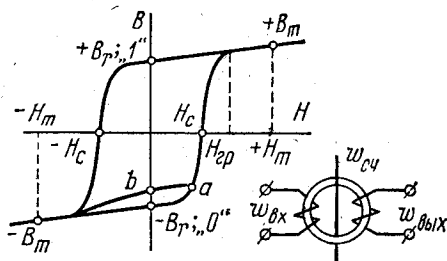


Рис. 8.1. Магнитный сердечник как техническое средство для фиксации цифр двоичной системы счисления

В случае передачи *нуля* импульс либо отсутствует, либо создает во входной обмотке напряженность, соответствующую, например, точке *a* и недостаточную для перемагничивания сердечника. После прекращения импульса состояние сердечника определяется точкой *b* с индукцией, близкой к точке $-B_r$; в магнитном элементе будет записан *нуль*.

Для считывания (выявления) информации в обмотку считывания $\omega_{\text{счит}}$ подается импульс тока, создающий отрицательную напряженность $-H_m$. Если сердечник хранил *1*, он перемагнитится от $+B_r$ до $-B_r$ и в его выходной обмотке наведется относительно большой импульс э. д. с., который и свидетельствует о считанной *единице*. Данный импульс может передать или записать эту *единицу* в нагрузку (обычно другие сердечники устройств). Если сердечник хранил *нуль*, то его индукция под действием импульса считывания изменится лишь от точки *b* до $-B_m$ и в выходной обмотке наведется только э.д.с. помехи.

При записи *единицы* от источника энергии к нагрузке, которой являются один или несколько сердечников, должна быть передана энергия. Эта энергия передается от выходной обмотки передающего сердечника к входной обмотке воспринимающего сердечника либо через пассивные цепи связи (обычно с полупроводниковыми диодами), либо через активные цепи с усилительными элементами в цепях связи (транзисторами). Первые элементы называют *магнитно-диодными* (ферродиодными) элементами или ячейками (МДЯ), вторые — *магнитно-транзисторными* (ферротранзисторными) ячейками (МТЯ).

При создании цифровых вычислительных машин стремятся увеличить их быстродействие. Нередко частота передачи информации в цифровых вычислительных машинах достигает нескольких сотен килогерц. С этой частотой под действием импульсов тока или напряжений перемагничиваются сердечники, открываются и запираются диоды и транзисторы.

Далее рассмотрены особенности работы магнитных элементов в импульсном режиме при указанных частотах.

§ 8.2. Динамические характеристики ферромагнитных материалов с прямоугольной петлей гистерезиса при импульсном перемагничивании

Поведение ферромагнитного сердечника при относительно низкой частоте перемагничивания определяется статической петлей гистерезиса. Влияние частоты перемагничивания у ленточных сердечников проявляется в расширении петли гистерезиса (§ 1.3) за счет вихревых токов и магнитной вязкости. В ферритовых сердечниках из-за большого электрического сопротивления материала (см. § 1.4) влияние вихревых токов даже при частотах в сотни килогерц, как правило, весьма незначительно и между изменениями индукции и изменениями поля наблюдается добавочное по сравнению со статической петлей

гистерезиса запаздывание, которое определяется только магнитной вязкостью.

Как указывалось, исследования В. К. Аркадьева и К. М. Поливанова показали, что для учета влияния вязкости на процесс перемагничивания следует использовать зависимость

$$dB/dt = \varphi(H, B). \quad (8.1)$$

Экспериментальные (рис. 8.2) и теоретические исследования, проведенные под руководством Ю. М. Шамаева и А. А. Пирогова [4],

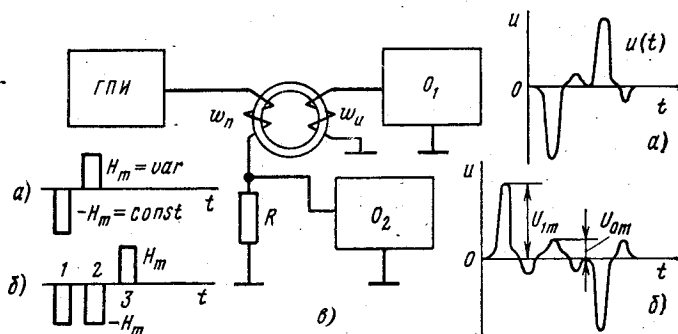


Рис. 8.2. Схема установки для снятия динамических характеристик ферромагнитных сердечников (а):

ГПИ — генератор прямоугольных импульсов; O_1 — осциллограф э.д.с. измерительной обмотки; O_2 — осциллограф перемагничивающего поля; а и б — различные программы перемагничивающих импульсов генератора и соответствующие им формы напряжений в измерительной обмотке

позволили раскрыть конкретный характер связи между величинами в функциональной зависимости (8.1).

С большой группы сердечников из магний-марганцевых ферритов при ряде значений тока в перемагничивающей обмотке были сняты осциллограммы (рис. 8.3, б) тока в этой обмотке $i(t)$ и напряжения на измерительной обмотке, которое было достаточно близко к величине э.д.с. $u(t) \approx e(t) = \omega s \frac{dB}{dt}$, наводимой в измерительной обмотке при перемагничивании сердечника от $-B_r$ до $+B_m$.

Обработка осциллограмм производилась следующим образом. По осциллограмме тока находилась напряженность $H(t)$, по осциллограмме напряжения определялись зависимость $dB/dt = f(t)$ и интегрированием этой кривой зависимость $B(t)$. Затем для ряда значений $B = \text{const}$ откладывались значения H и соответствующие им dB/dt .

В качестве примера на рис. 8.3, в приведены зависимости $dB/dt = f(H)$ при $B = \text{const}_1, \text{const}_2, \dots$ для ферритового сердечника 1,5 ВТ. Из рисунка видно, что скорость перемагничивания dB/dt действительно определяется лишь мгновенными значениями индукции B и про-

порциональна напряженности H , так как зависимости $dB/dt = f(H)$, проведенные через экспериментальные точки, близки к прямым линиям. Для всех других ферритов были получены аналогичные результаты. Перемагничивание ферритов при других формах кривой в перемагничивающей обмотке дает результаты, также весьма близкие к приведенным на рис. 8.3, в.

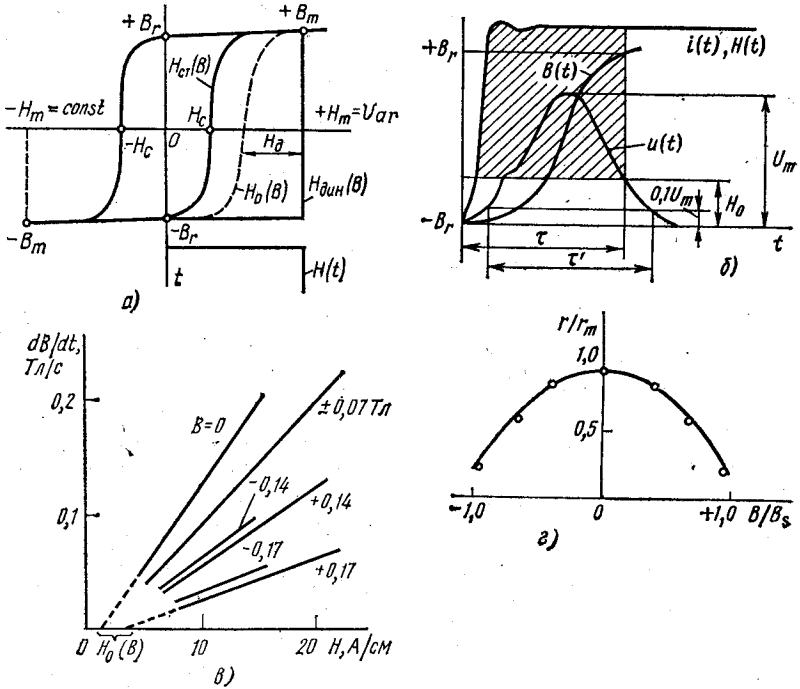


Рис. 8.3. К выводу уравнения вязкости:

а — статическая $H_{ст}(B)$ и динамическая $H_{дин}(B)$ петли гистерезиса; б — осциллограммы; в и г — результаты эксперимента для ферритового сердечника 1,5 Вт

Таким образом, была доказана достаточность выражения (8.1) для описания динамики перемагничивания ферритов, применяемых в цифровой технике.

Из рис. 8.3, в следует, что

$$dB/dt = r(B) [H(t) - H_0(B)], \tag{8.2}$$

где $r(B)$ — коэффициент, называемый функцией вязкости или приведенным динамическим сопротивлением, Ом/м; $H_0(B)$ — напряженность, характеризующая поле реакции ферромагнетика при импульсном перемагничивании и равная отрезкам, отсекаемым продолжением прямых $B_i = \text{const}$ на оси H .

Разность между напряженностью внешнего поля и напряженностью поля реакции можно назвать напряженностью действующего поля

$$H_d = H(t) - H_0(B), \quad (8.3)$$

которое определяет скорость изменения индукции в процессе импульсного перемагничивания.

Однако уравнение (8.2) дает достаточно хорошее совпадение с экспериментом лишь при условии $H > H_{гр}$ (ср. рис. 1.8, в и рис. 8.1, а). При $H < H_{гр}$ связь между dB/dH и H не имеет линейного характера; причем $H_0(B)$ тоже уменьшается и становится функцией не только индукции, но и внешнего поля, т. е. $H_0(B, H)$. Последнее можно объяснить как неравномерностью намагничивания кольцевого сердечника (ср. § 1.3), так и, возможно, другим характером физического процесса перемагничивания при относительно малых полях.

Приведенное динамическое сопротивление, пропорциональное тангенсу угла наклона прямых $B_i = \text{const}$ на рис. 8.3, в, не остается неизменным, а является функцией индукции B . Для раскрытия этой зависимости по экспериментальным данным были построены графики зависимости $r(B)$ в относительных координатах B/B_s и r/r_m (рис. 8.3, г). Функцией, удовлетворяющей опытным данным, явилась парабола. (Результаты экспериментов с другими марками ферритов оказались аналогичными.)

Введение параболической зависимости в (8.2) позволило получить уравнение динамического равновесия, которое в дифференциальной форме описывает процесс перемагничивания ферромагнитных материалов с прямоугольной петлей гистерезиса при учете магнитной вязкости:

$$\frac{dB}{dt} = r_m \left(1 - \frac{B^2}{B_s^2} \right) [H(t) - H_0(B)]. \quad (8.4)$$

Из уравнения (8.4) были найдены соотношения, имеющие четкий физический смысл и применяющиеся для расчетов цепей с магнитными элементами. Интегрируя (8.4), получим

$$\int_{-B_r}^B \frac{dB}{r_m \left(1 - \frac{B^2}{B_s^2} \right)} = \int_0^t [H(t) - H_0(B)] dt. \quad (8.5)$$

Правая часть равенства (8.5), имеющая размерность кулон на метр (Кл/м), представляет собой приведенный к единице длины средней магнитной линии сердечника заряд, умноженный на число витков обмотки, который, пройдя через обмотку за время t и создав действующее поле, обусловил изменение индукции от $-B_r$ до B . Эту величину называют приведенным действующим зарядом или импульсом действующего поля:

$$Q_d = \int_0^t [H(t) - H_0(B)] dt. \quad (8.6)$$

Левая часть уравнения (8.5) может быть сведена к табличному интегралу

$$\int \frac{dx}{a^2 - x^2} = \frac{1}{a} \operatorname{Arth} \frac{x}{a} \quad (\text{для } |x| < a). \quad (8.7)$$

Проинтегрировав, получим уравнение процесса перемагничивания с учетом магнитной вязкости в интегральной форме

$$\frac{B_s}{r_m} \left(\operatorname{Arth} \frac{B}{B_s} + \operatorname{Arth} \frac{B_r}{B_s} \right) = Q_d. \quad (8.8)$$

Отсюда значение индукции, достигнутое в процессе перемагничивания, будет связано с импульсом действующего поля, поступившим к рассматриваемому моменту времени, выражением

$$B = B_s \operatorname{th} \left(\frac{r_m}{B_s} Q_d - \operatorname{Arth} \frac{B_r}{B_s} \right). \quad (8.9)$$

Выражение (8.9) можно представить в виде плоской кривой (рис. 8.4, а), которая является наиболее общей и полной характеристикой режима перемагничивания.

Выражения (8.6) и (8.9) показывают связь мгновенных, текущих значений импульса поля и индукции и позволяют анализировать весь

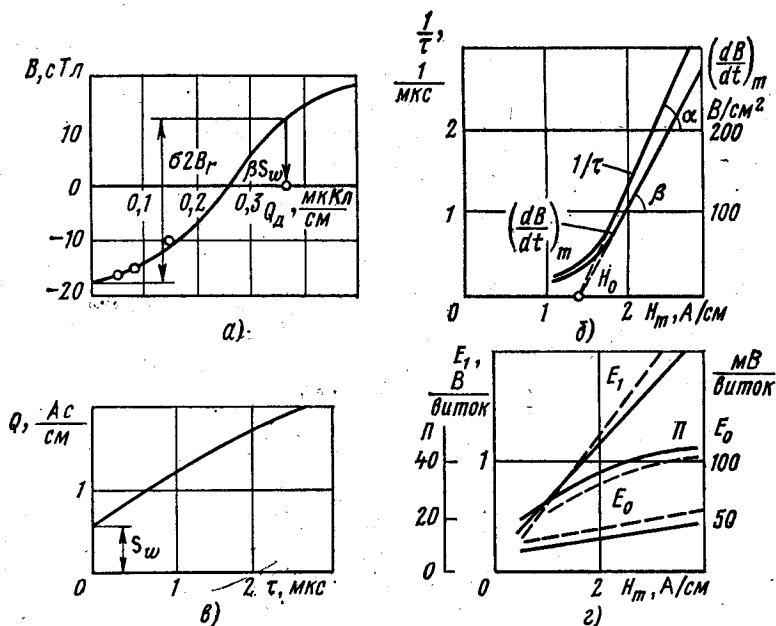


Рис. 8.4. Динамические (импульсные) характеристики ферритов:

а — $B=f(Q_d)$ для феррита 1,5 Вт; б — $1/\tau(H_m)$ и $dB/dt=f(H_m)$ для феррита 1,5 Вт; в — примерный вид зависимости $Q_d=f(\tau)$; г — E_1 , E_0 и I — э.д.с. при считывании 1 и 0 и их отношение (пунктир — результаты расчета) для феррита 0,7 Вт

процесс. Для многих расчетов достаточно знать интегральные значения этих величин, усредненные за время полного перемагничивания сердечника от $-B_r$ до $+B_r$ или в обратном направлении. Обозначим это время через τ . Иногда за время перемагничивания принимают время τ' , определяемое по осциллограмме $u(t)$ на уровне $0,1 U_m$ (см. рис. 8.3, б).

Одной из указанных величин является усредненное значение напряженности H_0 , называемое пороговой напряженностью (полем старта).

Заметим, что термин «поле старта» для H_0 не совсем удачен. Во-первых, перемагничивание оказывается возможным в полях $H < H_0$, так как H_0 , определенное графически по рис. 8.4, б, как правило, значительно больше по величине, чем H_c . Во-вторых, этим термином в теории магнетизма называют поле, в котором образуются зародыши доменов с противоположным направлением вектора намагниченности. Причем это поле старта значительно больше так называемого критического поля, которое необходимо для роста уже возникших или имевшихся доменов с противоположным направлением J_s .

Наиболее важная из таких величин — постоянная перемагничивания S_w , представляющая собой минимальный импульс действующего поля, необходимый для перемагничивания сердечника от $-B_r$ до $+B_r$:

$$S_w = \int_0^{\tau} [H(t) - H_0] dt, \quad (8.10)$$

или

$$S_w = \tau (H_{cp} - H_0), \quad (8.11)$$

где

$$H_{cp} = \frac{1}{\tau} \int_0^{\tau} H(t) dt. \quad (8.12)$$

На рис. 8.3, б площадь, соответствующая постоянной перемагничивания, заштрихована.

Из (8.8) легко получить аналитическое выражение для постоянной перемагничивания* S_w , подставив $B = B_r$:

$$S_w = \frac{B_s}{r_m} 2 \operatorname{Arth} \frac{B_r}{B_s}. \quad (8.13)$$

Учитывая (8.13), зависимость (8.9) представим в виде

$$B = B_s \operatorname{th} \frac{r_m}{B_s} \left(Q_d - \frac{S_w}{2} \right). \quad (8.14)$$

Если напряженность поля перемагничивающей обмотки после скачка остается неизменной и равной H_m , то выражение (8.11) можно записать так:

$$S_w = \tau (H_m - H_0), \quad (8.15)$$

* Встречающиеся в литературе термины фактор или коэффициент переключения менее удачны, так как эта величина является именно константой для данной марки феррита при $H_m > H_{gr}$.

а из (8.4) найти максимальное значение производной dB/dt при $B = 0$. Это значение определяет максимум э. д. с., наводимой в измерительной или любой другой обмотке:

$$\frac{U_m}{\omega s} = \left(\frac{dB}{dt} \right)_m = r_m (H_m - H_0). \quad (8.16)$$

Динамическую или импульсную характеристику (8.15) приведем к виду

$$\frac{1}{\tau} = \frac{1}{S_w} (H_m - H_0). \quad (8.17)$$

Использование уравнения (8.17) дает результат, близкий к экспериментальному лишь при условии $H_m > H_{гр}$. На участке же $H_m < H_{гр}$ наблюдается отклонение экспериментальных данных от прямолинейного закона, которое можно объяснить перечисленными ранее причинами (см. стр. 151).

Располагая экспериментально снятыми характеристиками (8.16) и (8.17), можно определить параметры r_m , S_w , H_0 , соответствующие данной марке ферромагнитного материала (рис. 8.4, б).

На рис. 8.4, б следует, что

$$S_w = \operatorname{ctg} \alpha; \quad r_m = \operatorname{tg} \beta, \quad (8.18)$$

а H_0 равно отрезку, отсекаемому на оси напряженностей (рис. 8.4, б) продолжением прямой, которая соответствует уравнению (8.17).

Характер зависимости (8.17) для всех ферритов с прямоугольной петлей гистерезиса, используемых в магнитных логических элементах, дает возможность считать, что импульсные характеристики сердечников не изменяются при любых формах перемагничивающих импульсов напряженности, если выполняется условие $H_m > H_{гр}$. Этот вывод подтвержден экспериментами [2.4].

При $H_m < H_{гр}$ параметры r_m и S_w считают не постоянными, как при $H_m > H_{гр}$, а зависящими от конкретного диапазона напряженностей, при котором работает сердечник. Эти параметры находят по (8.18) после аппроксимации импульсных характеристик прямыми линиями на том или ином участке.

Для расчетов необходима величина полного импульса поля*, которую можно определить из (8.11):

$$Q = H_{ср} \tau = S_w + H_0 \tau \quad (8.19)$$

или взять из экспериментально снятой импульсной характеристики $Q = f(\tau)$, приведенной на рис. 8.4, в [2.4].

В ряде случаев следует знать связь между средним и максимальным значениями выходного напряжения. Ее можно оценить по коэффициенту формы,

$$k_{\Phi} = \frac{U_{ср}}{U_m} = \frac{(dB/dt)_{ср}}{(dB/dt)_m}. \quad (8.20)$$

* Здесь и в дальнейшем полный импульс поля обозначен Q (без индекса) и назван просто импульсом поля

Среднее значение производной при перемагничивании на $2B_r$ за время τ

$$(dB/dt)_{cp} = 2B_r/\tau. \quad (8.21)$$

Подставляя (8.21) и (8.16) в (8.20), получим

$$k_{\Phi} = \frac{2B_r}{r_m \tau (H_m - H_0)} = \frac{2B_r}{r_m S_m},$$

а с учетом (8.13)

$$k_{\Phi} = \frac{B_r}{B_s \text{Arth} \frac{B_r}{B_s}} = \frac{\alpha}{\text{Arth} \alpha}, \quad (8.22)$$

где $\alpha = B_r/B_m \approx B_r/B_s$ — коэффициент прямоугольности.

По экспериментальным данным [2.1] коэффициент формы для ферритовых сердечников имеет величину порядка 0,55—0,65, что хорошо согласуется с формулой (8.22) для значений α равных 0,87—0,93.

Выражения (8.16) и (8.17) отличаются только коэффициентом пропорциональности, который можно найти, используя коэффициент формы k_{Φ} . Располагая характеристикой $1/\tau = f(H_m)$, легко определить, например, амплитуду напряжения, которое наведется в обмотке с числом витков ω , намотанной на сердечнике сечением s с остаточной индукцией B_r , при некотором значении прямоугольного импульса напряженности H_m в перемагничивающей обмотке:

$$U_m = \frac{2\omega s B_r}{k_{\Phi}} \frac{1}{\tau}, \quad (8.23)$$

где $1/\tau$ взято из характеристики $1/\tau = f(H_m)$.

В табл. 8.1 даны характеристики некоторых сердечников с прямоугольной петлей гистерезиса [4 и 2.1]. Наиболее полные сведения о ферритах отечественных марок даны в [2.12].

Таблица 8.1

Марка феррита	H_c , А/см	$\frac{B_r}{s},$ мк Вб/см ² = сТл	α	H_0 , А/см	r_m , Ом/см	S_w , мк Кл/см	Точка Кюри, °С	Размеры сердечника, мм ³
0,16 ВТ	0,12	20,5	0,94	0,72	225	0,32	150	3×2×1,3
0,7 ВТ	0,64	25,5	0,94	0,96	215	0,47	270	3×2×1,3
1,3 ВТ	1,04	24,0	0,92	1,28	215	0,46	280	2×1,4×0,9
2 ВТ	1,60	18,5	0,92	1,84	—	0,37	300	1,4×1,0×0,6
4 ВТ	3,20	18,0	0,87	3,28	—	0,36	320	1,4×1,0×0,6
3 ВТ	2,40	23,0	0,89	2,9	170	0,52	570	1,0×0,7×0,35
5 ВТ	4,00	22,0	0,90	4,4	170	0,52	560	0,6×0,4×0,13
10П-6	4,00	24,0	0,90	4,4	170	0,52	600	0,6×0,4×0,13

Примечание. Цифры в обозначениях ферритов ВТ приблизительно соответствуют напряженности в эрстедах (Э); однако эти обозначения нельзя признавать удачными в связи с переходом на систему СИ, где напряженность выражается в амперах на метр (А/м).

§ 8.3. Особенности магнитных характеристик микронных сердечников

Высокие значения индукции насыщения у пермаллоев и большая чем у ферритов стабильность магнитных параметров при изменении температуры обуславливали попытки применения железоникелевых сплавов в вычислительных и управляющих машинах. Однако на сердечники из пермаллоя толщиной в десятые доли миллиметра при частотах в сотни килогерц значительно влияют вихревые токи, сильно

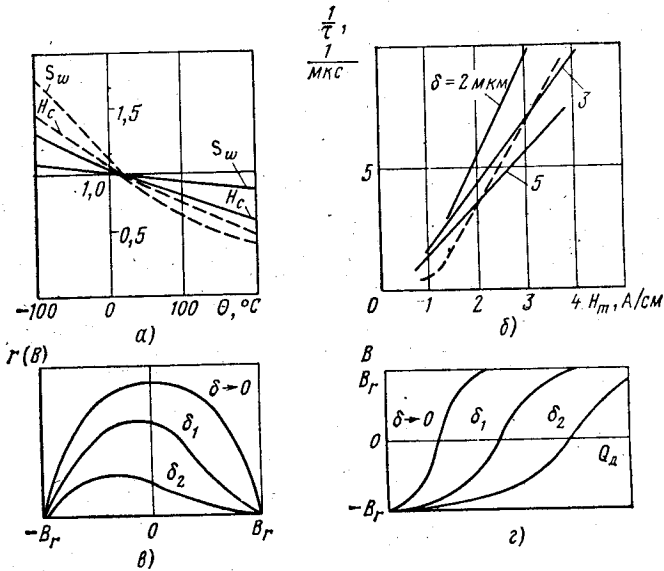


Рис. 8.5. Характеристики микронного и ферритового сердечников:
 а — температурные; б — $1/\tau = f(H_m)$; в — $r = f(B)$; г — $B = f(Q_d)$

затягивающие процесс перемагничивания. Эту проблему решили, создав микронные сердечники, навитые из ленты толщиной от нескольких до десятков мкм. Для микронных сердечников используют сплавы 79НМ, 77НМД и реже 34НКМП и 50НП.

На рис. 8.5, а представлены относительные изменения H_c и S_w в зависимости от температуры сплошными линиями для микронного сердечника из сплава 79НМ и пунктирными для ферритового 0,7ВТ. Следует особо отметить высокую стабильность постоянной перемагничивания S_w у микронных сердечников, обеспечивающих стабильность времени перемагничивания при изменениях температуры.

Время перемагничивания τ связано с напряженностью поля H_m для микронных сердечников той же зависимостью (8,15), что и для ферритовых. Порядок величины при этом одинаков, что иллюстрируется на рис. 8.5, б примерным совпадением сплошных линий для пермаллоя 79НМ (различной толщины ленты от 2 до 5 мкм) и пунк-

тир ой линии для феррита 0,16ВТ. При этом на рис. 8.5, б видно влияние поверхностного эффекта — постоянная перемангничивания с возрастанием толщины ленты увеличивается.

Исследования [4] подтвердили справедливость уравнения (8.2) и для микронных сердечников, но зависимость приведенного динамического сопротивления от индукции для них отличается от параболической (рис. 8.5, в). Это отличие возрастает по мере увеличения толщины ленты. Влияние поверхностного эффекта искажает и зависимость индукции от импульса поля (рис. 8.5, г), что свидетельствует о замедлении процесса перемангничивания по мере утолщения ленты при прочих равных условиях.

§ 8.4. Нагрев сердечников при перемангничивании и предельная частота работы

При частотах перемангничивания в сотни килогерц происходит нагрев сердечников. На рис. 8.5, а показаны изменения H_c и S_w для ферритового и микронного сердечников в зависимости от температуры. Изменение магнитных характеристик вызывает изменение величин полезного сигнала и помехи и может привести к неправильной работе схемы с магнитными элементами.

Температуру нагрева сердечников приближенно можно определить, учитывая количество теплоты, выделяемой в сердечнике и обмотке, поверхность охлаждения и коэффициент теплопередачи. Теплота, выделяемая в обмотках сердечника, как правило, невелика, основным источником теплоты являются потери на перемангничивание сердечника.

Средняя мощность, затрачиваемая на перемангничивание сердечника,

$$P_{\text{ср}} = \frac{1}{T} \int_0^T u i dt. \quad (8.24)$$

Подставляя в (8.24) $u \approx -e = \omega s \frac{dB}{dt}$ и $i = \frac{Hl}{w}$, а также учитывая (см. рис. 8.1), что за один полуцикл сердечник перемангничивается от $-B_r$ до $+B_m \approx +B_r$, а за другой — от $+B_r$ до $-B_m \approx -B_r$, и принимая перемангничивающее поле симметричным с $H_m \approx \text{const}$, получим

$$P_{\text{ср}} = \frac{ls}{T} \left[\int_{-B_r}^{+B_r} H dB + \int_{+B_r}^{-B_r} (-H) dB \right] = 2H_m \frac{ls}{T} 2B_r. \quad (8.25)$$

Если заменить H_m по (8.15) и принять $\tau = T/2$, то

$$P_{\text{ср}} = \frac{2}{T} ls 2B_r \left(\frac{S_w}{\tau} + H_0 \right) = V \frac{2B_r}{\tau} \left(\frac{S_w}{\tau} + H_0 \right), \quad (8.26)$$

где V — объем сердечника.

Если исходя из условий нагрева задать допустимую мощность $P_{\text{доп}}$, которую может отвести в окружающую среду сердечник данных габаритов, легко определить минимальное время перемагничивания τ_{min} , а значит, и предельную частоту работы схемы [2.4]. Раскрывая скобки в (8.26), получим квадратное уравнение относительно τ_{min} :

$$\tau_{\text{min}}^2 - 2 \left(H_0 \frac{VB_r}{P_{\text{доп}}} \right) \tau_{\text{min}} - 2S_w \frac{VB_r}{P_{\text{доп}}} = 0,$$

откуда

$$\tau_{\text{min}} = H_0 \frac{VB_r}{P_{\text{доп}}} + \sqrt{\left(H_0 \frac{VB_r}{P_{\text{доп}}} \right)^2 + 2S_w \frac{VB_r}{P_{\text{доп}}}} \quad (8.27)$$

и предельная частота работы

$$f_{\text{max}} = 1/T = 1/2 \tau_{\text{min}}. \quad (8.28)$$

Допустимая мощность, рассеиваемая сердечником,

$$P_{\text{доп}} = \alpha_T s_{\text{охл}} \Delta \Theta, \quad (8.29)$$

где α_T — коэффициент теплопередачи, равный для сердечников в зависимости от условий охлаждения по данным [8 и 2.4] 10 — 20 мВт/(см² · град); $\Delta \Theta$ — превышение температуры сердечника относительно температуры окружающей среды.

Поверхность охлаждения сердечника

$$s_{\text{охл}} = \pi (D + d) \left[\frac{1}{2} (D - d) + h \right], \quad (8.30)$$

где D , d соответственно внешний и внутренний диаметры и h — высота сердечника.

Улучшая отвод теплоты путем погружения сердечников в трансформаторное масло или обдува воздухом, можно в несколько раз повысить коэффициент теплопередачи и тем самым повысить предельную с точки зрения нагрева частоту работы схемы.

Параметры феррита при расчете нужно брать для максимальной температуры, до которой будет нагреваться сердечник. Например, при температуре окружающей среды 30°С и допустимом превышении $\Delta \Theta = 40^\circ\text{C}$ параметры феррита должны быть взяты при температуре 70°С.

Пример 8.1. Для сердечника 1,3 ВТ размерами 2,0 × 1,4 × 0,9 мм³ параметры: $B_r = 0,24$ Тл; $H_0 = 1,28$ А/см; $S_w = 0,46$ мкКл/см; $V = 1,44 \times 10^{-3}$ см³. Найти предельную частоту перемагничивания при $\alpha_T = 0,010$ Вт/(см² · град) и $\Delta \Theta = 20^\circ\text{C}$.

Решение.

$$s_{\text{охл}} = \pi (2,0 + 1,4) \left[\frac{1}{2} (2,0 - 1,4) + 0,9 \right] 10^{-2} = 0,128 \text{ см}^2;$$

$$P_{\text{доп}} = 0,010 \cdot 0,128 \cdot 20 = 0,0256 \text{ Вт};$$

$$\frac{VB_r}{P_{\text{доп}}} = \frac{1,44 \cdot 10^{-3} \cdot 0,24 \cdot 10^{-4}}{0,0256} = 1,35 \cdot 10^{-6};$$

$$\tau_{\min} = 1,28 \cdot 1,35 \cdot 10^{-6} + \sqrt{(1,28 \cdot 1,35 \cdot 10^{-6})^2 + 2 \cdot 0,46 \cdot 10^{-6} \cdot 1,35 \cdot 10^{-6}} = 3,78 \cdot 10^{-6} \text{ с.}$$

$$f_{\max} = \frac{1}{2 \cdot 3,78 \cdot 10^{-6}} \approx 130 \text{ кГц.}$$

§ 8.5. Расчет переходных процессов в импульсных цепях с ферромагнитными сердечниками

Как указывалось в § 8.2, характеристика $B(Q_d)$ позволяет анализировать процесс перемагничивания ферромагнитного сердечника. Рассмотрим использование этой характеристики для расчета переходного

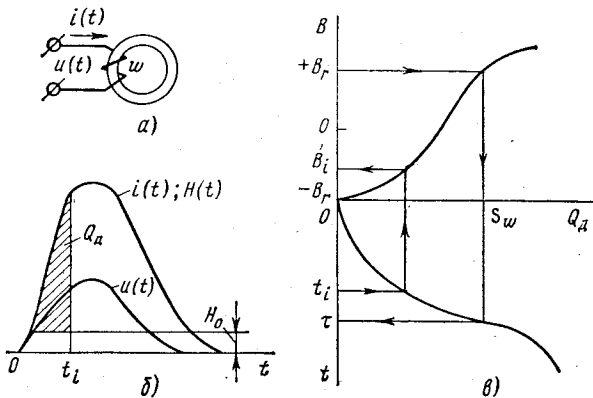


Рис. 8.6. Перемагничивание сердечника при питании от источника тока произвольной формы: а — схема; б — форма тока и напряжения; в — графические построения

процесса перемагничивания сердечника (рис. 8.6, а) при питании его обмотки w от источника тока произвольной формы (рис. 8.6, б), но при условии, что напряженность, создаваемая этим током, больше $H_{гр}$. При этом условии характеристика $B(Q_d)$ достаточно хорошо описывается выражением (8.9) и при известных параметрах сердечников r_m , B_s , B_r , H_0 и S_w может быть построена в первом квадранте (рис. 8.6, в).

Задаваясь рядом моментов времени t_i , по кривой $i(t)$ и известным значениям w и l определяют $H(t)$ и импульсы поля

$$Q_{di} = \int_0^{t_i} [H(t) - H_0] dt, \quad (8.31)$$

по которым в четвертом квадранте строят кривую $Q_d(t)$.

По известному для данного сердечника значению постоянной перемагничивания S_w путем построения можно легко найти время полного перемагничивания τ , а по кривым $Q_d(t)$ и $B(Q_d)$ — зависимость $B(t)$.

Падение напряжения на дросселе состоит, строго говоря, из трех слагаемых:

$$u = \omega s \frac{dB}{dt} + L_{об} \frac{di}{dt} + R_{об} i.$$

где $L_{об}$ — индуктивность рассеяния обмотки; $R_{об}$ — ее активное сопротивление.

Допустим, что $L_{об} = R_{об} \approx 0$. Тогда кривую падения напряжения на дросселе $u(t)$ можно построить по точкам, которые определяют графическим дифференцированием кривой $B(t)$ и умножением найденной кривой dB/dt на число витков и сечение сердечника:

$$u(t) = \omega s \frac{dB}{dt}. \quad (8.32)$$

Можно найти точки кривой $u(t)$ и аналитически, подставив в (8.32) выражение (8.4) вместо dB/dt , в котором текущее значение индукции B_i заменено по выражению (8.14):

$$u_i = \omega s r_m \left[1 - \text{th}^2 \frac{r_m}{B_s} \left(Q_{дi} - \frac{S_w}{2} \right) \right] (H_i - H_0).$$

В случае импульса тока прямоугольной формы $H_m = \text{const}$ расчеты упрощаются, а зависимость $Q_{д}(t)$ представляет собой прямую линию, проведенную под углом $\text{arctg}(H_m - H_0)$ к оси времени с учетом масштабов по осям.

§ 8.6. Расчет переходных режимов по средним значениям величин в импульсных цепях с ферромагнитными сердечниками

Если не определять форму наводимой в обмотках э. д. с., а ограничиться определением средних значений напряжений и токов при заданном времени перемагничивания, то расчет упрощается и его можно назвать *расчетом переходных режимов по средним значениям*.

Приводимый в данном параграфе метод позволяет изложить основные принципы расчета импульсных схем с ферромагнитными сердечниками. В последующих главах приводятся более точные расчеты конкретных магнитных элементов, в основе которых лежит настоящий метод.

При передаче информации с одного сердечника на другой (рис. 8.7, а) ток в цепи связи

$$i_{1,2} = \frac{u_1 - u_2}{R}, \quad (8.33)$$

где u_1 и u_2 — напряжения соответственно на выходной и входной обмотках.

Но так как ток $i_{1,2}$ является намагничивающим для второго сердечника, то он пропорционален напряженности:

$$i_{1,2} = \frac{H_2 l_2}{\omega_{вх}}. \quad (8.34)$$

Для передающего сердечника 1 по закону полного тока

$$I_0 \omega_0 = H_1 l_1 + i_{1,2} \omega_{\text{вык}} \quad (8.35)$$

Проинтегрируем (8.33) — (8.35) по времени от 0 до τ , приняв за τ время перемagnичивания сердечников при условии, что $\tau_1 \approx \tau_2 = \tau$:

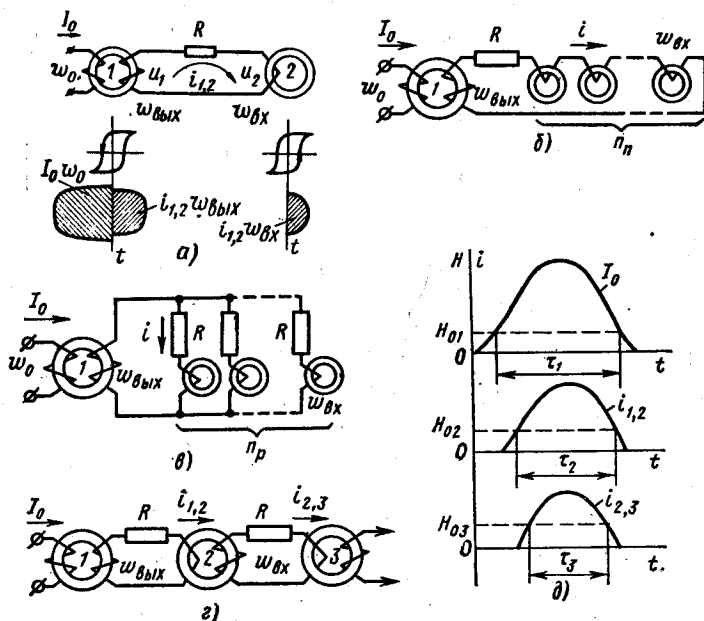


Рис. 8.7. К расчету элементарных схем:

а — передача информации с одного сердечника на другой; б — последовательное соединение; в — параллельное соединение; г — соединение в цепочку; д — процессы в схеме цепочки

$$\int_0^{\tau} i_{1,2} dt = \frac{1}{R} \left[\int_0^{\tau} u_1 dt - \int_0^{\tau} u_2 dt \right]; \quad (8.36)$$

$$\int_0^{\tau} i_{1,2} dt = \frac{l_2}{\omega_{\text{вк}}} \int_0^{\tau} H_2 dt = \frac{Q_2 l_2}{\omega_{\text{вк}}}; \quad (8.37)$$

$$\omega_0 \int_0^{\tau} I_0 dt = l_1 \int_0^{\tau} H_1 dt + \omega_{\text{вык}} \int_0^{\tau} i_{1,2} dt. \quad (8.38)$$

Подставив (8.37) в (8.36) и учитывая, что $\int_0^{\tau} u_1 dt = \omega_{\text{вык}} \Delta \Phi_1$ и

$\int_0^{\tau} u_2 dt = \omega_{\text{вк}} \Delta \Phi_2$, получим

$$\frac{Q_1 l_1}{\omega_{вх}} = \frac{\omega_{вых} \Delta \Phi_1 - \omega_{вх} \Delta \Phi_2}{R} \quad (8.39)$$

Если принять сердечники одинаковыми, т. е. $Q_1 = Q_2 = Q$, $l_1 = l_2 = l$, $\Delta \Phi_1 = \Delta \Phi_2 = \Delta \Phi = 2sB_r$, и ввести обозначения $\omega_{вых} = \omega$, $\omega_{вх} = a\omega$, то (8.39) примет вид

$$\frac{Ql}{a\omega} = \frac{\omega(1-a)\Delta\Phi}{R}; \quad (8.40)$$

откуда, решая квадратное уравнение, найдем

$$a = \frac{1}{2} \pm \sqrt{\frac{1}{4} - \frac{QlR}{\omega^2 \Delta \Phi}} \quad (8.41)$$

Из (8.41) следует, что $a < 1$, т. е. $\omega_{вх} < \omega_{вых}$. Это объясняется тем, что вследствие активного падения напряжения на сопротивлении R цепи связи всегда $u_2 < u_1$, а так как $u_2 = -\omega_{вх} d\Phi_2/dt$ и $u_1 = -\omega_{вых} d\Phi_1/dt$, то обеспечить равенство $d\Phi_2/dt = d\Phi_1/dt$, необходимое для перемагничивания одинаковых сердечников 1 и 2 за одинаковое время τ , можно лишь при условии $\omega_{вх} < \omega_{вых}$.

Среднее значение н. с. F_0 , необходимой для передачи информации, можно найти из (8.38) с учетом (8.37):

$$F_0 \tau = I_{0 \text{ ср}} \omega_0 \tau = Q_1 l_1 + Q_2 l_2 \frac{\omega_{вых}}{\omega_{вх}}, \quad (8.42)$$

откуда при одинаковых сердечниках

$$F_0 = I_{0 \text{ ср}} \omega_0 = \frac{Ql}{\tau} \left(1 + \frac{1}{a}\right). \quad (8.43)$$

Из (8.43) видно, что из двух значений a , определяемых (8.41), большее значение соответствует меньшей н. с. Однако для предотвращения так называемой обратной передачи информации (см. § 9.2) и условия вместимости обмоток в окне предпочитают меньшее значение a .

Пример 8.2. Одинаковые сердечники из феррита 0,7ВТ имеют параметры: $s = 14,5 \cdot 10^{-3} \text{ см}^2$; $l = 1,21 \text{ см}$; $H_0 = 1,3 \text{ А/см}$; $S_w = 0,51 \text{ мкКл/см}$; $B_r = 26 \text{ сТл}$.

Найти $\omega_{вх}$ и $I_{0 \text{ ср}} \omega_0$ для времени перемагничивания $\tau = 0,5 \text{ мкс}$, если $R = 50 \text{ Ом}$, а из условия вместимости обмоток в окне сердечника принято $\omega_{вых} = 24$.

Решение.

$$\Delta \Phi = 2sB_r = 2 \cdot 14,5 \cdot 10^{-3} \cdot 26 \cdot 10^{-6} = 75 \cdot 10^{-4} \text{ мкВб};$$

$$Q = S_w + H_0 \tau = 0,51 + 1,3 \cdot 0,5 = 1,26 \text{ мкКл/см}.$$

По (8.41)

$$a = \frac{1}{2} \pm \sqrt{\frac{1}{4} - \frac{1,26 \cdot 1,21 \cdot 50}{24^2 \cdot 75 \cdot 10^{-4}}} = 0,5 \pm 0,275;$$

$$a_1 = 0,775; a_2 = 0,225; \omega_{вх} = a_2 \omega_{вых} = 0,225 \cdot 24 \approx 5 \text{ витков}.$$

По (8.43)

$$F_0 = I_{0 \text{ ср}} \omega_0 = \frac{1,26 \cdot 1,21}{0,5} \left(1 + \frac{1}{0,225}\right) = 16,1 \text{ А}.$$

При последовательном соединении сердечников (рис. 8.7, б) ток в цепи связи

$$i = \frac{u_1 - n_{\text{п}} u_2}{R}.$$

. Интегрируя от 0 до τ и переходя к импульсам поля и потокосцеплениям с учетом, что $w_{\text{вх}} = a\omega$, а $w_{\text{вых}} = \omega$, получим

$$\frac{Q_2 I_2}{a\omega} = \frac{w\Delta\Phi_1 - n_{\text{п}} a w \Delta\Phi_2}{R}, \quad (8.44)$$

где $n_{\text{п}}$ — число последовательно соединенных сердечников.

Согласно (8.44) для соотношения чисел витков

$$a = \frac{\Delta\Phi_1}{2n_{\text{п}}\Delta\Phi_2} \pm \sqrt{\left(\frac{\Delta\Phi_1}{2n_{\text{п}}\Delta\Phi_2}\right)^2 - \frac{Q_2 I_2 R}{n_{\text{п}} w^2 \Delta\Phi_2}}. \quad (8.45)$$

Найденная по закону полного тока н. с. первичной обмотки передающего сердечника

$$F_0 = I_0 \text{ср} \omega_0 = \frac{Q_1 I_1}{\tau} + \frac{Q_2 I_2}{a\tau}. \quad (8.46)$$

При параллельном соединении или разветвлении информации на $n_{\text{р}}$ сердечников ток в цепи связи одного из сердечников (рис. 8.7, в)

$$i = \frac{u_1 - u_2}{R}.$$

Аналогично (8.44) получим

$$\frac{Q_2 I_2}{a\omega} = \frac{w\Delta\Phi_1 - a\omega\Delta\Phi_2}{R},$$

откуда

$$a = \frac{\Delta\Phi_1}{2\Delta\Phi_2} \pm \sqrt{\left(\frac{\Delta\Phi_1}{2\Delta\Phi_2}\right)^2 - \frac{Q_2 I_2 R}{\omega^2 \Delta\Phi_2}}. \quad (8.47)$$

Среднее значение н. с. первичной обмотки передающего сердечника

$$F_0 = I_0 \text{ср} \omega_0 = \frac{Q_1 I_1}{\tau} + n_{\text{р}} \frac{Q_2 I_2}{a\tau}. \quad (8.48)$$

На рис. 8.7, г показано соединение сердечника в цепочку, когда сердечники соединены друг с другом отдельными цепями связи 1-2, 2-3 и т. д. Перемагничивание сердечника 1 током I_0 наводит в его $w_{\text{вых}}$ э. д. с., под действием которой идет ток $i_{1,2}$, перемагничивающий второй сердечник. В процессе перемагничивания в его выходной обмотке наводится э. д. с., создающая ток $i_{2,3}$, перемагничивающий третий сердечник, и т. д.

Удовлетворительная работа такой цепочки может быть только при идеально прямоугольном импульсе тока I_0 или при очень ограниченном числе сердечников. В реальных случаях, когда импульс тока I_0 имеет трапецеидальную или колоколообразную форму

(рис. 8.7, *д*), передача информации связана со значительным уменьшением длительности передаваемых импульсов тока по мере продвижения их по цепочке. Это объясняется тем, что ток в цепи связи будет проходить лишь тогда, когда напряженность в передающем сердечнике достигнет и превысит пороговое значение H_0 (рис. 8.7, *д*).

В результате такого сокращения времени импульсов перемагничивание сердечников, достаточно удаленных от начала цепочки, становится неполным, поэтому данный вид соединения в чистом виде, как правило, не применяют.

Однако используя диоды или транзисторы, удается ограничивать процесс перемагничивания только теми сердечниками, которые объединены одной цепью связи, и предотвращать появление токов в цепях связи других сердечников. В таких магнитно-диодных и магнитно-транзисторных элементах обеспечивается устойчивое перемагничивание сердечников, образующих в цифровых устройствах достаточно длинные разветвленные цепочки.

Глава 9. Магнитно-диодные элементы и основы их расчета

§ 9.1. Два основных типа схем магнитно-диодных ячеек

Магнитно-диодные и магнитно-транзисторные *элементы* состоят, как правило, из нескольких магнитных сердечников, соединенных цепями связи. Под термином «*ячейка*» понимают элементарную часть элемента, состоящую из одного сердечника с относящимися к нему диодами, транзисторами и резисторами.

При работе элементов в вычислительной машине происходит передача сигналов (*единиц* и *нулей*) от одного сердечника к другому. Импульс поля передает воспринимающему сердечнику энергию, необходимую для перемагничивания. Если импульс поля достаточен для полного перемагничивания воспринимающего сердечника, то в нем записывается *единица*, если нет — то сердечник остается в состоянии *нуля*. Энергия в магнитно-диодных ячейках может быть передана двояко: или во время интенсивного перемагничивания передающего сердечника (от $+B_r$ до $-B_r$) или при изменении индукции передающего сердечника на небольшую величину (от $-B_r$ до $-B_m$). К первому типу относится *трансформаторная* схема, ко второму — *дроссельная* (рис. 9.1).

Источником энергии в трансформаторной схеме (рис. 9.1, *а*) является источник тока, который выдает однополярные импульсы прямоугольной формы, называемые *тактовыми импульсами**. Тактовые импульсы, проходя по тактовым обмоткам или шинам, периодически «опрашивают» сердечники, создавая напряженность $-H_m$ (см. рис. 8.1).

* Эти импульсы называют также сдвигающими, продвигающими или считывающими.

Если в первом сердечнике была записана *единица*, то под действием тактового импульса этот сердечник перемагничивается от $+B_r$ до $-B_m$, наводя в выходной обмотке $w_{\text{вых}}$ э. д. с. Эта э. д. с. через диод в цепи связи двух магнитно-диодных ячеек подается к входной обмотке $w_{\text{вх}}$ второго сердечника и создает с ее помощью напряженность $+H_m$, под действием которой второй сердечник перемагничивается от $-B_r$ до $+B_m$ и запоминает переданную *единицу*.

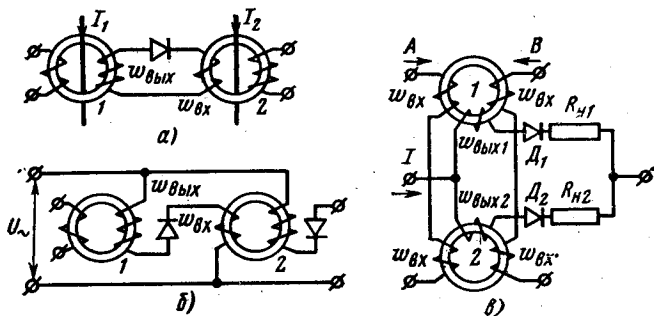


Рис. 9.1. Схемы магнитно-диодных ячеек:
 а — трансформаторная; б — дроссельная; в — переключательная

При подаче тактового импульса во второй сердечник эта *единица* будет передана дальше.

Если же в первом сердечнике был записан *нуль*, то под действием тактового импульса в выходной обмотке этого сердечника наведется небольшая э. д. с. помехи. Данная э. д. с. не в состоянии перемагнитить второй сердечник, и его индукция, пройдя путь от $-B_r$ до точки *a* (см. рис. 8.1), останется после окончания импульса в точке *b*, близкой к отрицательной остаточной индукции; во второй сердечник будет передан *нуль*.

Передача информации в дроссельной схеме (рис. 9.1, б) происходит иначе. Здесь источником энергии является источник напряжения с прямоугольной или даже с синусоидальной формой кривой. Положительные полупериоды играют роль опрашивающих, тактовых импульсов для нечетных сердечников, отрицательные — для четных.

Предположим, что в первом сердечнике записана *единица*. Под действием напряжения источника питания первый сердечник начнет перемагничиваться от $+B_r$ до $-B_m$, создавая в обмотке $w_{\text{вых}}$ э. д. с., уравновешивающую напряжение источника. Если параметры схемы выбраны правильно, то индукция достигнет значения $-B_m$ в конце положительного полупериода источника и в цепи, состоящей из выходной обмотки первого сердечника, диода и входной обмотки второго сердечника, в течение всего полупериода будет идти небольшой ток, близкий к пороговому. Работа первого сердечника в этих условиях практически близка к работе элементарной схемы рис. 4.16, а при отсутствии сигнала. Число витков входной обмотки второго сердеч-

ника всегда делают меньше числа витков выходной обмотки первого сердечника, поэтому напряженность второго сердечника будет меньше пороговой, и он останется в состоянии *нуля*.

Если же в первом сердечнике записан *нуль*, то работа схемы напоминает работу рис. 4.16, *a* при максимальном сигнале. Небольшое изменение индукции (от $-B_r$ до $-B_m$) первого сердечника не в состоянии уравновесить напряжение питания, и оно почти полностью будет приложено к нагрузке, которой является входная обмотка второго сердечника. Под действием этого напряжения второй сердечник перемагнитится от $-B_r$ до $+B_m$ и к концу полупериода его индукция будет $+B_r$, т. е. в сердечнике будет записана *единица*. В следующем отрицательный полупериод источника подобным образом произойдет опрос второго сердечника и информация будет передана дальше. Таким образом, в отличие от трансформаторной схемы, где считывание *единицы* с передающего сердечника сопровождается записью *единицы* в воспринимающий сердечник, в дроссельной схеме считывание *единицы* с передающего сердечника вызывает запись *нуля* в воспринимающий и наоборот. Происходит *инвертирование кода*, которое необходимо учитывать при составлении логических схем.

Сравнивая описанные магнитно-диодные ячейки, можно отметить следующее. Ячейки трансформаторного типа наиболее просты, удобно сочленяются в сложные схемы и обладают большим быстродействием, благодаря чему их широко применяют для создания логических схем. Однако они требуют специальных источников тактовых импульсов со стабильным значением тока.

Главное преимущество дроссельных ячеек заключается в наиболее удобном источнике питания — переменном напряжении (причем форма кривой не имеет существенного значения и может быть синусоидальной); основной недостаток — инвертирование кода. Чаще всего дроссельные ячейки применяют в качестве переключательных.

В переключательной схеме (рис. 9.1, *б*) импульс тока I направляется в нагрузку $R_{н1}$ или $R_{н2}$ в зависимости от сопротивления, которое оказывают этому импульсу выходные обмотки $\omega_{вых1}$ и $\omega_{вых2}$. Если импульсу I предшествовал сигнал A , записывающий в сердечник 1 *единицу*, а в сердечник 2 *нуль*, то под действием импульса I сердечник 1 будет перемагничиваться от $+B_r$ до $-B_m$, а его обмотка $\omega_{вых1}$ — обладать высоким сопротивлением. Сердечник 2, перемагничиваясь под действием импульса I от $-B_r$ до $-B_m$, не окажет существенного сопротивления этому импульсу. В результате почти весь ток I пойдет по цепи с наименьшим сопротивлением через $\omega_{вых2}$ в нагрузку $R_{н2}$. Если же импульсу тока I предшествовал сигнал B , который записывает *единицу* в сердечник 2 и *нуль* в сердечник 1, то сердечники меняются ролями и большая часть тока I пойдет через $\omega_{вых1}$ в нагрузку $R_{н1}$.

§ 9.2. Виды магнитно-диодных элементов трансформаторного типа

При анализе схем магнитно-диодных ячеек в § 9.1 не отмечалось, что при изменении индукции сердечника э. д. с. наводится во всех обмот-

ках, помещенных на сердечнике, что может быть причиной как прямой, так и обратной ложной передачи информации по цепям связи.

Можно сформулировать следующие условия, которые должны выполняться для правильной и четкой работы магнитных сердечников в элементах цифровых машин:

1) предотвращение прямой ложной передачи информации, возникающей за счет э. д. с. в выходной обмотке во время перемагничивания сердечника от $-B_r$ до $+B_m$ при записи единицы входной обмоткой;

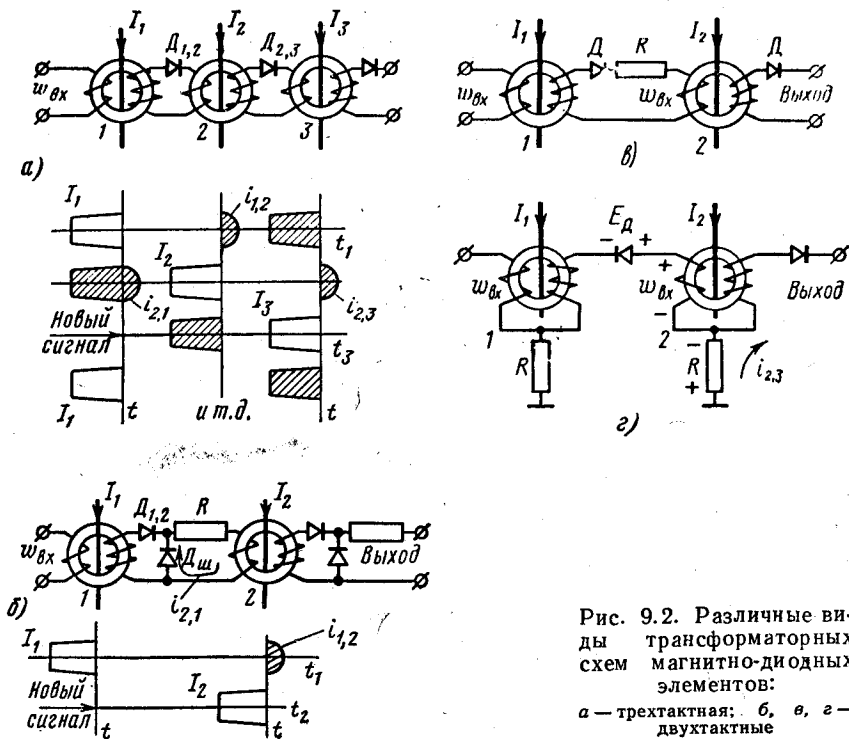


Рис. 9.2. Различные виды трансформаторных схем магнитно-диодных элементов:
а — трехтактная; б, в, г — двухтактные

2) предотвращение обратной ложной передачи информации, возникающей за счет э. д. с. во входной обмотке во время перемагничивания сердечника от $+B_r$ до $-B_m$ при считывании единицы;

3) разнесение во времени процессов записи и считывания информации, так как при одновременном действии напряженностей $-H_m$ и $+H_m$ сердечник остается в безразличном состоянии;

4) обеспечение устойчивой передачи информации при последовательном соединении элементов: подавление э. д. с. помехи при считывании нулей и создание токов в цепях связи, гарантирующих незатухающую передачу единицы.

Рассмотрим, как выполняются первые три условия в распространенных трансформаторных схемах.

Наиболее просто эти условия выполняются в трехтактной схеме (рис. 9.2, а). Исходное состояние всех трех сердечников схемы соответствует точке $-B_r$. Тактовые импульсы I_1, I_2, I_3 , создавая отрицательные напряженности $-H_m$, не изменяют исходного состояния. Во время записи *единицы* в сердечник 1 импульсом, приходящим во входную обмотку этого сердечника, его индукция меняется «вверх» от $-B_r$ до $+B_m$ и в выходной обмотке сердечника 1 наводится э. д. с., которая может создать прямую ложную передачу информации. Для ее предотвращения в цепи связи между сердечниками 1 и 2 включен диод $D_{1,2}$, который запирается указанной э. д. с., и ток в цепи связи 1-2 не проходит. Такую же роль играет диод $D_{2,3}$ в цепи связи между сердечниками 2 и 3 во время передачи информации от сердечника 1 к сердечнику 2.

Передача информации от сердечника 1 к сердечнику 2 происходит при подаче в момент времени t_1 тактового импульса I_1 . Под действием импульса I_1 индукция сердечника 2 меняется «вниз» от $+B_r$ до $-B_m$ и в выходной обмотке наводится э. д. с. обратной полярности, для которой диод $D_{1,2}$ открыт. Ток, проходящий по цепи связи 1-2, создает в сердечнике 2 напряженность, достаточную для записи в нем *единицы*.

В момент времени t_2 подается второй тактовый импульс I_2 , под действием которого информация передается из сердечника 2 в сердечник 3. Однако при перемагничивании сердечника 2 «вниз» в его входной обмотке наводится э. д. с. такой полярности, что диод $D_{1,2}$ для нее оказывается открытым, и по цепи связи 1-2 будет проходить ток, который создает положительную напряженность в выходной обмотке сердечника 1. Чтобы не произошло ложной записи *единицы* в сердечник 1 под действием этой напряженности, в тактовую шину сердечника 1 подается запрещающий импульс тока (заштрихован на рис. 9.2, а), который создает отрицательную напряженность, компенсирующую действие тока в цепи связи. Эта напряженность удерживает сердечник 1 в состоянии $-B_r$, и обратной ложной передачи информации не происходит.

Аналогичным образом осуществляется передача информации с сердечника 2 в сердечник 3 и затем на выход трехтактного трансформаторного элемента. За счет диодов в цепях связи и подачи запрещающих импульсов в трехтактной схеме полностью отсутствуют при правильно подобранных параметрах как прямая, так и обратная ложные передачи информации.

Допустим, что через цепочку из трансформаторных элементов (такую схему часто называют *регистром сдвига*) должен пройти какой-либо двоичный код, т. е. последовательность *единиц* и *нулей*, которая без искажений должна быть передана следующему логическому элементу. Было рассмотрено прохождение сигнала 1 от входа до выхода элемента. Новый сигнал (1 или 0), соответствующий следующему разряду двоичного числа, может быть подан на вход элемента лишь в момент времени t_3 , так как в момент времени t_1 и t_2 на сердечник 1 действуют сильные отрицательные напряженности. Та-

ким образом, для выполнения третьего условия трехтактная схема должна состоять из трех магнитно-диодных ячеек на каждый разряд двоичного кода, и для ее работы генератор (источник энергии) должен обеспечивать систему из трех тактовых импульсов, синхронизированных относительно друг друга. При работе машины в момент времени t_1 опрашиваются все первые сердечники группы магнитных элементов машин, в момент t_2 — все вторые сердечники, в момент t_3 — все третьи. Недостатком трехтактной схемы является сложность системы питания с тремя синхронизированными последовательностями импульсов.

Замена запрещающего импульса диодами, шунтирующими цепь связи при обратной ложной передаче информации, позволяет сократить число сердечников до двух на каждый разряд двоичного кода и перейти от трехтактного питания к двухтактному (рис. 9.2, б).

При записи единицы в сердечник 1 диод $D_{1,2}$ будет заперт э. д. с., наводимой в выходной обмотке первой ячейки, и так же, как в трехтактной схеме, прямой ложной передачи информации не произойдет. В результате подачи тактового импульса I_1 информация передается в сердечник 2 за счет э. д. с., наводимой в выходной обмотке сердечника 1, которая открывает диод $D_{1,2}$ и через сопротивление R подается к входной обмотке сердечника 2, как в трехтактной схеме.

При считывании единицы с сердечника 2 тактовым импульсом I_2 сигнал поступает на выход элемента, но одновременно во входной обмотке сердечника 2 наводится э. д. с., которая может создать обратную ложную передачу информации.

Эта э. д. с. открывает шунтирующий диод $D_{ш}$ и замыкается на сопротивление R , величина которого ограничивает ток в этой цепи. Строго говоря, открытый диод $D_{ш}$ и сопротивление R образуют делитель напряжения для э. д. с. входной обмотки сердечника 2, и обратную информацию обуславливает та часть рассматриваемой э. д. с., которая создает падение напряжения на открытом диоде $D_{ш}$. Параметры схемы подбирают так, чтобы под действием этой части э. д. с. сердечник 1 не перемагнитился и второе условие нормальной работы схемы было бы соблюдено.

График подачи импульсов во времени, приведенный на рис. 9.2, б, показывает, что подача на вход элемента в обмотку $w_{вх}$ сердечника 1 нового сигнала, соответствующего следующему разряду двоичного числа, может быть осуществлена в момент, совпадающий с подачей тактового импульса I_2 в сердечник 2. Если новый сигнал — единица, то сердечник 1 беспрепятственно перемагнитится и «запомнит» ее, причем запертый диод $D_{1,2}$ не нарушит работы шунтирующего диода. Если новый сигнал — ноль, то произойдет запись помехи, которая определяется как сигналом, так и упомянутой частью э. д. с., создающей падение напряжения на шунтирующем диоде. Для работы двухтактной схемы, состоящей из двух магнитно-диодных ячеек (МДЯ), требуется генератор, создающий две последовательности тактовых импульсов, чередующихся между собой.

Получили распространение двухтактные схемы МДЯ [2.3], в которых обратная ложная передача информации предотвращается за счет э. д. с. отпирания диода (рис. 9.2, в).

В самом деле, если ток через диод появляется только при напряжении, большем э. д. с. отпирания диода E_d , то обратная передача информации предотвращается при условии

$$\omega_{вх} \frac{d\Phi}{dt} \leq E_d \quad (9.1)$$

или

$$\omega_{вх} E_1 \leq E_d, \quad (9.2)$$

где E_1 (см. рис. 8.4, з) соответствует напряженности H_m , необходимой для перемагничивания сердечников за заданное время (см. рис. 8.4, б).

Поскольку прямая передача информации может происходить под действием разности

$$E_{вых} = \omega_{вых} E_1 - E_d, \quad (9.3)$$

то, приняв для граничного случая из условия (9.2), что

$$E_d = \omega_{вх} E_1, \quad (9.4)$$

получим

$$E_{вых} = E_1 (\omega_{вых} - \omega_{вх}) = E_1 \omega_{вых} (1 - a). \quad (9.5)$$

Из (9.5) ясно, что в целях меньшего ослабления $E_{вых}$ в этой схеме следует выбрать меньшее из двух возможных значений коэффициента a [ср. (8.41)].

В схеме рис. 9.2, з обратная передача информации не допускается за счет совместного действия E_d и падения напряжения на общем для двух цепей связи сопротивлении R . Учитывая поляриность э. д. с. в обмотке $\omega_{вх}$ и падения напряжения, создаваемого током $i_{2,3}$ прямой передачи информации с ячейки 2 в ячейку 3, можно записать условие предотвращения тока $i_{2,1}$ в виде

$$\omega_{вх} \frac{d\Phi}{dt} \leq E_d + i_{2,3} R \quad (9.6)$$

или, выразив ток через напряженность H_m ,

$$\omega_{вх} E_1 \leq E_d + \frac{H_m l}{\omega_{вх}} R.$$

Сравнивая (9.6) и (9.1), видим, что при прочих равных условиях допустимое число витков $\omega_{вх}$ в этой схеме больше, чем в предыдущей.

Прямая ложная передача информации в схемах рис. 9.2, в и з предотвращается диодами. Отметим, что к диодам этих схем предъявляют повышенные требования, в частности к стабильности характеристик и величине E_d .

Теперь рассмотрим четвертое условие, но сначала поясним, чем оно вызвано.

Предположим, что все сердечники ячеек имеют одинаковую петлю гистерезиса, изображенную на рис. 9.3, а, и одинаковое количество витков обмоток $\omega_{вх} = \omega_{вых}$. Пусть в первом сердечнике трехт-актной

схемы записана *единица* и индукция равна $+B_r$. Первый тактовый импульс, изменяя индукцию от $+B_r$ до $-B_m$, наводит в выходной обмотке данного сердечника э. д. с., которая пропорциональна величине этого изменения индукции. К входной обмотке второго сердечника в результате падения напряжения в цепи связи будет приложена меньшая э. д. с., под действием которой второй сердечник может перемагнититься лишь до точки *a* и после прекращения тока в цепи

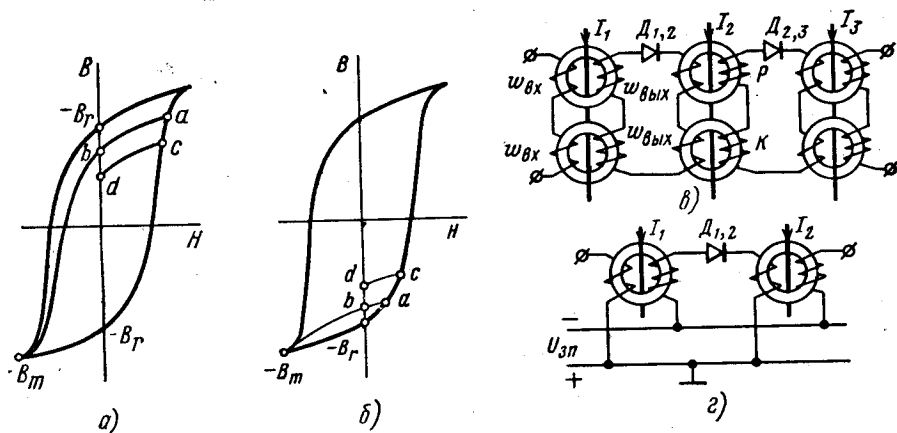


Рис. 9.3. Методы повышения надежности передачи информации:

a — затухание единицы; *b* — накопление помехи нуля; *в* — схема с компенсирующими сердечниками; *г* — схема с запирающим напряжением

связи оказаться в состоянии, соответствующем *b*. Второй тактовый импульс создает в выходной обмотке второго сердечника меньшую, чем первый, э. д. с., пропорциональную лишь изменению индукции от *b* до $-B_m$. Следовательно, третий сердечник, на вход которого поступит эта меньшая э. д. с., перемагнитится только до уровня *c*—*d*.

Таким образом, по мере продвижения *единицы* от элемента к элементу происходит ее затухание и может наступить сбой, т. е. *единица* перейдет в *нуль*.

Как было показано в § 8.6, при выполнении условия $w_{вх} = a w_{вых}$, где $a < 1$, в котором учтены активные падения напряжения (включая э. д. с. отпирания диода), можно предотвратить затухание *единицы* и обеспечить равенство изменений потоков $\Delta\Phi$ у передающего и воспринимающего сердечников. Более того, выполнив число витков $w_{вх}$, меньшее, чем рассчитанное $a w_{вых}$, можно не только предотвратить затухание *единицы*, но добиться ее регенерации (восстановления). При этом воспринимающий сердечник перемагничивается полностью и его индукция достигает точки $+B_r$, даже под действием пониженной э. д. с. передающего сердечника, пропорциональной, например, изменению его индукции лишь в диапазоне от *d* до $-B_m$. Этот прием используют во всех видах магнитно-диодных элементов.

Рассмотрим далее передачу *нуля*, предполагая, что $w_{вх} = w_{вых}$ (рис. 9.3, б). Пусть в первой ячейке записан *нуль* и она находится

в состоянии $-B_r$. Тактовый импульс, изменяя индукцию от $-B_r$ до $-B_m$, наведет в $\omega_{\text{вых}}$ э. д. с., под действием которой второй сердечник намагнитится по частному циклу $a - b$. Вторым тактовый импульс, изменяя индукцию второго сердечника от b до $-B_m$, наведет в его выходной обмотке большую э. д. с., под действием которой индукция третьего сердечника займет положение d . Нетрудно заметить, что эта помеха при считывании *нуля*, имея тенденцию к увеличению, по мере продвижения информации при условии $\omega_{\text{вх}} < \omega_{\text{вых}}$ возрастает еще интенсивнее. Поэтому необходимо осуществить снижение и подавление помехи при считывании *нуля*.

Снижение этой помехи было бы возможно, если бы удалось улучшить степень прямоугольности петли гистерезиса магнитных материалов сердечников.

Эффективным способом предотвращения помех от непрямоугольности петли является способ включения компенсирующих сердечников (рис. 9.3, в). Компенсирующие сердечники K имеют те же размеры и обмоточные данные, что и основные, рабочие сердечники P . Однако входной сигнал создает в компенсирующих сердечниках не положительную, как в рабочих, а отрицательную напряженность $-H_m$. Поэтому индукция компенсирующего сердечника после окончания импульса всегда будет соответствовать точке $-B_r$. Выходная обмотка компенсирующего сердечника включена навстречу выходной обмотке рабочего. Тактовый импульс, опрашивая одновременно оба сердечника, создает в выходных обмотках э. д. с., которые взаимно компенсируются, если в рабочем сердечнике был записан *нуль* и его индукция составляла $-B_r$. Если же в рабочем сердечнике была записана *единица*, то на выход ячейки будет подана разность э. д. с., соответствующих считыванию *единицы* с рабочего и *нуля* с компенсирующего сердечника.

На рис. 9.3, в приведена трехтактная схема. Двухтактную схему выполняют аналогично схеме рис. 9.2, б, но с включением добавочных компенсирующих сердечников. Отметим, что входные обмотки на компенсирующих сердечниках могут отсутствовать, но работа схемы практически не изменится. При этом способе предотвращения помех от непрямоугольности число сердечников в схеме удваивают, что является его недостатком.

Другой способ предотвращения помех осуществляется схемой с запирающим напряжением (рис. 9.3, г). Постоянное запирающее напряжение U_- должно быть немного больше, чем амплитуда э. д. с. помехи, равная $\omega_{\text{вых}} E_0$ (см. рис. 8.4, г), т. е. $U_- \gg \omega_{\text{вых}} E_0$. При этом условии при передаче *нуля* ток в цепи связи не возникает, так как диод остается запертым. Естественно, что запирающее напряжение ослабляет и полезный сигнал при передаче *единицы*, так как амплитуда выходного напряжения

$$U_{\text{вых}} = \omega_{\text{вых}} E_1 - U_-$$

Эта схема в двухтактных магнитных элементах легко позволяет решить и другую задачу — предотвратить обратную ложную передачу информации, так как

$$U_{обр} = \omega_{вх} E_1 - U_-$$

Чтобы схема работала нормально, т. е. $U_{вых}$ было отлично от нуля, а $U_{обр}$ равно нулю, необходимо соблюдение условия $\omega_{вых} > \omega_{вх}$, очевидного из сравнения двух последних выражений.

В магнитно-диодных ячейках рис. 9.2, в и г помеха при считывании нуля предотвращается за счет э. д. с. отпирания диода, если выполняется неравенство

$$\omega_{вых} E_0 < E_d$$

Рассмотренные схемы позволяют обеспечить устойчивую передачу информации по мере ее продвижения. Степень этой устойчивости определяется характеристикой передачи, связывающей изменение магнитного потока в сердечнике, воспринимающем информацию, с изменением потока передающего сердечника. Такие характеристики снимают экспериментально; причем изменения потоков определяют путем интегрирования импульсов напряжений на входе и выходе элемента, поскольку

$$\Delta\Phi = \int edt$$

Изменяя величину импульсов на входе, можно получить точки характеристики передачи для всего диапазона $\Delta\Phi$ от 0 до $\Delta\Phi_{max} = 2sB_r$.

Удобно характеристику передачи изобразить в относительных изменениях потока $b = \Delta B / (2B_r) = \Delta\Phi / (\Delta\Phi_{max})$, как на рис. 9.4, а, обозначив относительную величину потока передающего сердечника $b_{вх}$ (характеризует импульс э. д. с., поступающий на вход рассматриваемого сердечника) и воспринимающего сердечника $b_{вых}$ (характеризует импульс э. д. с., поступающий на его выход).

На рис. 9.4, а показана характеристика передачи устойчиво работающих элементов. Диагональ, пересекающая ее в трех точках,

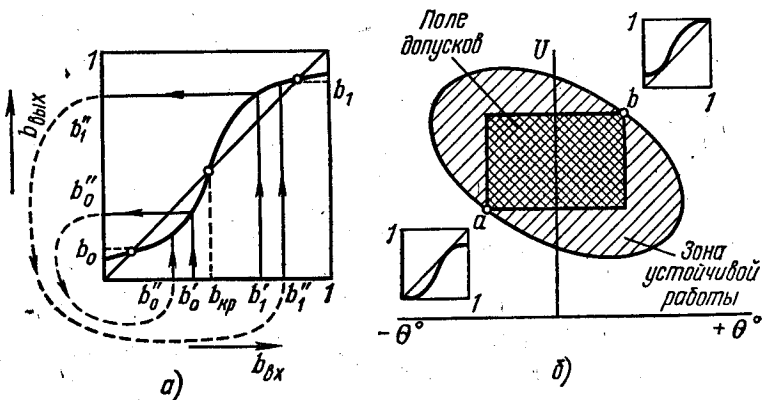


Рис. 9.4. Характеристика передачи (а) и зона устойчивой работы (б) магнитно-диодного элемента

является *линией равной передачи сигнала*. Часть характеристики, лежащая ниже этой прямой, свидетельствует о затухании сигнала по мере продвижения информации. Так, если на вход элемента поступил сигнал b_0 , то на его выходе или на входе следующего элемента сигнал будет ослаблен до b'_0 . Этот процесс продолжается до тех пор, пока в цепочке элементов не установится сигнал b_0 — устойчивой помехи при передаче *нуля*.

Аналогично сигнал b'_1 будет усиливаться до устойчивого значения b_1 . Точка $b_{кр}$ соответствует такому критическому уровню сигнала, при котором может наступить сбой.

При изменении напряжения питания и температуры изменяются положение и вид характеристики передачи.

Назовем *зоной устойчивой работы* (рис. 9.4, б) такую область изменений напряжения питания и температуры, в которой еще сохраняются три точки пересечения характеристики передачи с линией равной передачи.

Используя эту зону, можно, например, определить допуск на независимые колебания напряжения и температуры, при которых возможна устойчивая работа элементов. На рис. 9.4, б показано подобное поле допусков, а для точек касания его с границей зоны устойчивой работы приведены характеристики передачи, имеющие лишь точки касания с линией равной передачи. При этом точка a определяет наихудшую регенеративность *единицы*, а точка b — наименьшую помехоустойчивость *нуля*.

§ 9.3. Применение магнитно-диодных ячеек в логических схемах

Рассмотрим примеры использования магнитно-диодных ячеек трансформаторного типа в простейших логических схемах.

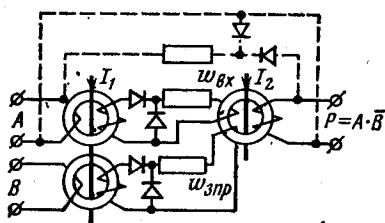


Рис. 9.5. Схема запрещения

На рис. 9.5 изображена схема запрещения на двухтактных ячейках с шунтирующими диодами.

При подаче на вход A *единицы* она появляется на выходе лишь в случае отсутствия запрета со стороны сигнала на входе B , т. е. *нуля* на входе B . Если же на вход B поступила *единица*, то тактовый импульс I_1 , перемагничивая оба сердечника, создаст токи в цепях связи обмотки $w_{вх}$ и обмотки запрета $w_{зпр}$ сердечника P . В результате этого сердечник P останется в состоянии *нуля*, так как обмотка запрета создаст отрицательную напряженность, направленную навстречу напряженности входной обмотки. Поэтому при подаче тактового импульса на выходе схемы будет *нуль*. Схема, таким образом, реализует логическую операцию $P = A \cdot \bar{B}$.

Если на вход A схемы подать сигнал с выхода (показан пунктиром), то полученная схема будет выдавать непрерывно сигналы *единицы* после однажды поданного на вход A единичного сигнала до тех пор, пока поданный на вход B запрещающий единичный сигнал не прервет этот поток *единиц*. После подачи сигнала на вход B схема будет выдавать на выходе сигналы *нуль* до прихода следующего сигнала *единица* на вход A . Схемы такого типа часто называют динамическим триггером.

Если при включенной обратной связи в схеме убрать сердечник B и обмотку запрета сердечника P , то схема превратится в генератор

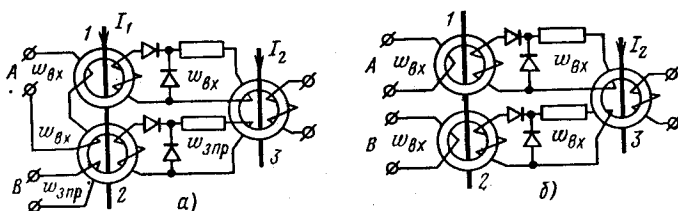


Рис. 9.6. Схемы магнитно-диодных ячеек, осуществляющие различные логические операции:

a — схема умножения И; b — схема сложения ИЛИ

ратор единиц, который, будучи запущенным поданной один раз на вход A *единицей*, будет выдавать на выходе *единицу* при каждом поступлении тактовых импульсов.

На базе схем запрещения можно создать схемы для других логических операций. На рис. 9.6, a изображена двухтактная схема логического умножения И (см. § 8.1). В исходном положении во всех сердечниках записаны *нули*. Если сигнал поступает только на вход B , то исходное положение схемы не изменится, так как этот сигнал попадет в обмотку запрета $w_{зпр}$ сердечника 2. Если сигнал поступает только на вход A , то в сердечниках 1 и 2 записывается по *единице*. При считывании информации тактовым импульсом I_1 в ячейку 3 поступает единичный сигнал с ячейки 1 и сигнал запрета с ячейки 2, поэтому сердечник 3 остается в состоянии *нуля*. С подачей тактового импульса I_2 этот *нуль* подается на выход схемы. При одновременной подаче единичных сигналов на входы A и B в сердечнике 1 записывается *единица*, а сердечник 2 остается в состоянии *нуля*. Тактовый импульс I_1 передает *единицу* из сердечника 1 в сердечник 3, а тактовый импульс I_2 — на выход схемы.

При отсутствии сигналов на входах A и B все сердечники остаются в нулевом состоянии и на выход поступает *нуль*.

Схема логического сложения ИЛИ на два входа (рис. 9.6, b) также состоит из трех ячеек. При подаче *единицы* на любой из входов соответствующий сердечник (1 или 2) запоминает *единицу*, которая тактовым импульсом I_1 передается в одну из двух входных обмоток сердечника 3, записывая в нем *единицу*. Тактовый импульс I_2 считывает эту *единицу*, и она поступает на выход схемы. Если единичные

сигналы поступают одновременно на входы A и B , то работа схемы не изменится, а сердечник 3 только быстрее перемагнитится в состояние $+B$, под действием удвоенного импульса поля от обеих входных обмоток. При отсутствии сигналов на входах A и B на выходе появится *нуль*.

§ 9.4. Основы расчета магнитно-диодных элементов трансформаторного типа

При расчете магнитно-диодных элементов сначала в зависимости от работы устройства, частоты следования тактов и других (температуры, допустимых массы и габаритов, влажности) выбирают сердечники (размеры и материал), диоды и резисторы. Затем производят расчет обмоток, сопротивлений и потребляемой мощности, изготавливают макет и определяют характеристики передачи. Расчетные параметры корректируют по результатам эксперимента.

Расчет, как правило, проводят по средним значениям токов и напряжений, основы которого изложены в § 8.6. Рассмотрим на примерах [2.4] некоторые особенности расчета магнитно-диодных схем с учетом специфики их работы.

Из § 9.3 очевидно, что для обеспечения устойчивой передачи *единицы* магнитный поток воспринимающего сердечника должен измениться на величину

$$\Delta\Phi = 2sB, \quad (9.7)$$

при условии, что поток передающего сердечника изменится за это же время на меньшую величину:

$$\Delta\Phi_{II} = \sigma\Delta\Phi, \quad (9.8)$$

где $\sigma < 1$ — коэффициент потери потока.

Произведем расчет трехтактной схемы, показанной на рис. 9.3, *в*.

Для подавления помехи от прямоугольности в схеме использованы компенсирующие сердечники. В выходных обмотках этих сердечников под действием тактовых импульсов создаются напряжения, среднее значение которых пропорционально изменению индукции от $-B_r$ до $-B_m$. Если ввести коэффициент *непрямоугольности*

$$\alpha_{нп} = \frac{B_m - B_r}{2B_r} = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{\alpha} - 1 \right), \quad (9.9)$$

то среднее значение напряжения помехи рабочего сердечника, равное среднему значению напряжения компенсирующего сердечника, будет связано со средним значением полного напряжения, определяющегося изменением индукции на $2B_r$, соотношением

$$U_{пом} = U_{комп} = \alpha_{нп} U_{полн}. \quad (9.10)$$

Будем считать, что активное сопротивление цепи связи равно только динамическому сопротивлению диода, характеристики которого

для импульсов тока различной длительности приведены, например, на рис. 9.7, б.

Рассмотрим передачу единицы с сердечников 2 на сердечники 3 (рис. 9.7, а), которая происходит под действием тока $i_{2,3}$ в цепи связи между этими сердечниками. Ток проходит под действием разности э. д. с. выходных обмоток рабочего и компенсирующего сердечников 2, которая уравнивается суммой падения напряжения на вход-

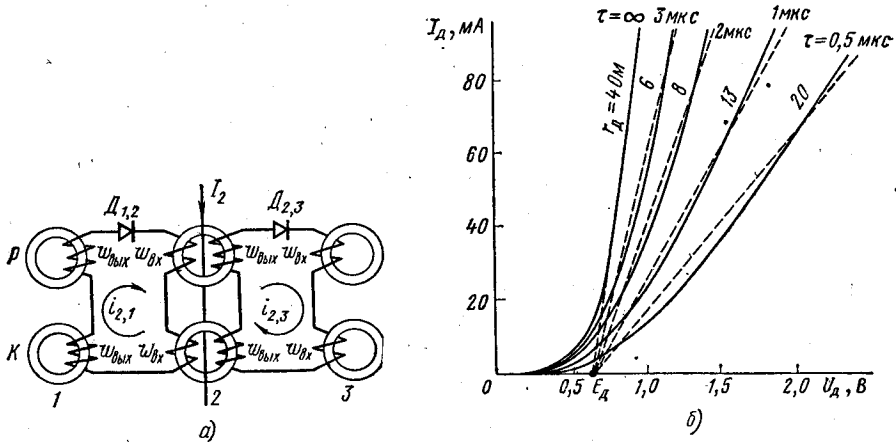


Рис. 9.7. К расчету магнитно-диодного элемента:
а — схема элемента; б — аппроксимация характеристик диода Д9Б

ных обмотках рабочего и компенсирующего сердечников 3, падения напряжения на динамическом сопротивлении диода и э. д. с. отпирания диода.

Уравнение процесса для контура 2-3 на основании второго закона Кирхгофа можно записать в виде*

$$u_{2p} - u_{2k} = u_{3p} + u_{3k} + i_{2,3} r_d + E_d. \quad (9.11)$$

Наряду с током прямой передачи информации в цепи связи 1-2 под действием разности э. д. с., наводящихся во входных обмотках рабочего и компенсирующего сердечников 2, и при условии, что эта разность больше, чем э. д. с. отпирания диодов, идет ток $i_{2,1}$, который создает падение напряжения на динамическом сопротивлении диода. Падения напряжения на обмотках $w_{\text{вых}}$ рабочего и компенсирующего сердечников 1 близки к нулю, потому что сердечники удерживаются от перемагничивания запрещающим импульсом тока (см. рис. 9.2, а). По второму закону Кирхгофа для контура 2-1

$$u_{2p} - u_{2k} = i_{2,1} r_d + E_d. \quad (9.12)$$

* Здесь и в дальнейшем индексом «р» обозначены величины, относящиеся к рабочему, а индексом «к» — к компенсирующему сердечнику.

Пороговую э. д. с. диодов можно представить как долю среднего значения напряжения, пропорционального $\sigma \Delta \Phi$:

$$E_d = \nu U_{2p}. \quad (9.13)$$

Коэффициентом ν вначале задаются, а затем его в процессе расчета уточняют.

Заменяя в (9.11) и (9.12) напряжения соответствующими производными от потокосцеплений по времени и выражая ток $i_{2,3} = I_{2,3}$ через напряженность H_{m3} , соответствующую перемагничиванию сердечника 3 за заданное время τ , получим

$$\omega \frac{d\Phi_{2p}}{dt} - \omega \frac{d\Phi_{2k}}{dt} = a\omega \frac{d\Phi_{3p}}{dt} + a\omega \frac{d\Phi_{3k}}{dt} + \frac{H_{m3} l}{a\omega} r_d + E_d \quad (9.14)$$

$$a\omega \frac{d\Phi_{2p}}{dt} - a\omega \frac{d\Phi_{2k}}{dt} = i_{2,1} r_d + E_d. \quad (9.15)$$

Проинтегрировав (9.14) и (9.15) за время перемагничивания воспринимающего сердечника, получим

$$\omega \sigma \Delta \Phi - \omega \alpha_{\text{нп}} \Delta \Phi = a\omega \Delta \Phi + a\omega \alpha_{\text{нп}} \Delta \Phi + \frac{Ql}{a\omega} r_d + \nu \omega \sigma \Delta \Phi \quad (9.16)$$

$$a\omega \sigma \Delta \Phi - a\omega \alpha_{\text{нп}} \Delta \Phi = I_{2,1 \text{ ср}} r_d \tau + \nu \omega \sigma \Delta \Phi. \quad (9.17)$$

Здесь Q — импульс поля, необходимый для перемагничивания воспринимающего рабочего сердечника от $-B_r$ до $+B_r$ за время записи.

Величина необходимого тактового импульса тока определяется создаваемой этим током н. с., которая затрачивается на перемагничивание передающего сердечника и на создание тока $i_{2,3}$ в прямой и тока $i_{2,1}$ в обратной цепях связи. Следовательно, уравнение н. с. тактового импульса F_τ по закону полного тока имеет вид

$$F_\tau = I_2 \omega_\tau = H_{m2} l + i_{2,3} \omega + i_{2,1} a\omega. \quad (9.18)$$

Подставив $i_{2,3} = H_{m3} l / (a\omega)$ и проинтегрировав (9.18) за время записи, в течение которого принято $I_2 = \text{const}$, получим

$$F_{\tau, \text{ ср}} = I_2 \omega_\tau \tau = \beta Ql + \frac{Ql}{a} + I_{2,1 \text{ ср}} a\omega \tau. \quad (9.19)$$

Здесь βQ — импульс поля, необходимый для перемагничивания сердечника на величину $\sigma 2B_r$ за время записи (см. рис. 8.4, а):

$$\beta Q = \beta S_w + \beta H_0 \tau. \quad (9.20)$$

Уравнения (9.16)—(9.20) являются исходными для расчета магнитно-диодных схем.

В комплексе «Спектр», входящем в Государственную систему приборов, магнитно-диодные элементы используют в качестве формирова-

телей тактовых импульсов, регистров сдвига, распределителей импульсов, а также в различных логических схемах, работающих при частоте тактовых импульсов до 1000 Гц.

Набор магнитно-диодных элементов состоит всего из шести субблоков, но благодаря рациональному выбору состава субблоков и их многофункциональности этот набор позволяет создавать системы автоматики и телемеханики с количеством объектов управления до 50.

В заключение отметим, что к основным преимуществам магнитно-диодных ячеек различных типов относятся большой срок службы и высокая надежность, компактность и виброустойчивость, относительно простая технология, удобная стыкуемость и небольшая себестоимость, а также высокое быстродействие — до 300—500 кГц.

Однако магнитно-диодным ячейкам свойственны и недостатки. Например, необходимость в специальных источниках тактовых импульсов (для ячеек трансформаторного типа). Работая на переменную индуктивную нагрузку, т. е. на обмотки перемагничивающихся сердечников, источник тактовых импульсов должен сохранить постоянство величины, формы и длительности импульсов тока. Сложность заключается еще в том, что источник тактовых импульсов является единственным источником энергии, за счет которого перемагничивается как передающий, так и воспринимающий сердечники.

Устранить этот недостаток позволяет использование в цепях связи между магнитными сердечниками активных элементов, которые обеспечивают приток дополнительной энергии, необходимой для перемагничивания сердечников. В качестве таких активных элементов наиболее целесообразны транзисторы, на основе которых создаются ячейки, называемые магнитно-транзисторными.

Глава 10. Магнитно-транзисторные ячейки и основы их расчета

§ 10.1 Анализ работы и основы расчета простейшей магнитно-транзисторной ячейки

Простейшая магнитно-транзисторная ячейка (МТЯ) состоит из пермаллового или ферритового сердечника с тремя обмотками и транзистора. Транзистор обычно включают по схеме с общим эмиттером, поскольку такая схема обладает наибольшим усилением по мощности.

На рис. 10.1, а изображена схема ячейки памяти, нагрузкой которой являются входные (записывающие) обмотки $\omega_{вх}$ нескольких (n) сердечников. Сердечник с прямоугольной петлей гистерезиса, у которого состояние $+B$, соответствует единице, а состояние $-B$, — нулю, служит для хранения двоичной цифры. Транзистор выполняет роль усилителя мощности.

Рассмотрим работу МТЯ с учетом требований предотвращения прямой и обратной ложных передач информации. Условие разнесения во

времени процессов записи и считывания информации выполняется за счет применения, как правило, двухтактных схем.

Если во входную обмотку подается импульс тока, записывающий единицу, в выходной, базовой обмотке ω_b наводится э. д. с. e_b , приложенная к эмиттерному переходу в запирающем направлении (минус на эмиттере), транзистор запирается, предотвращая прямую ложную передачу информации.

Для считывания информации в тактовую шину подается импульс тока I_{T1} , создающий отрицательную напряженность.

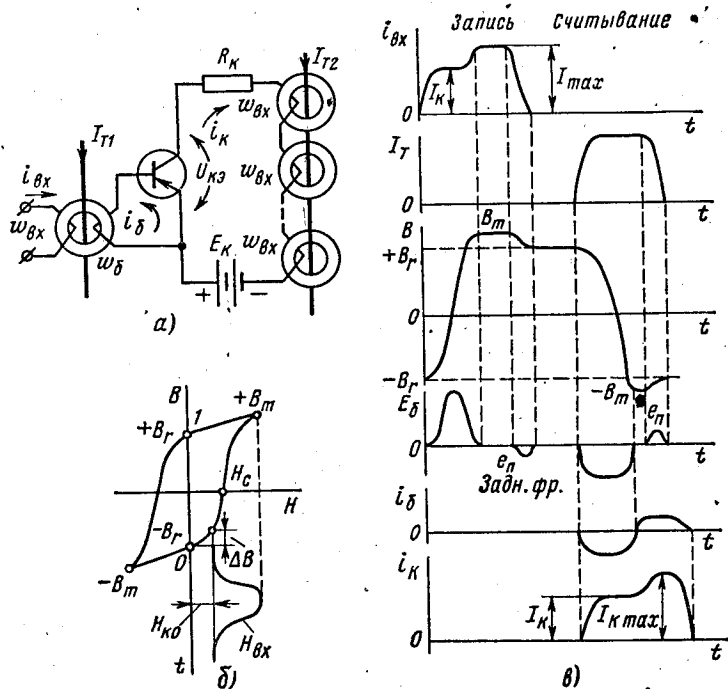


Рис. 10.1. Схема магнитно-транзисторной ячейки без положительной обратной связи (а) и ее характеристики (б, в)

При считывании единицы индукция изменяется от $+B_r$ до $-B_m$, в обмотке ω_b наводится э. д. с., приложенная к эмиттеру в прямом направлении, транзистор открывается, переходя в область насыщения. Падение напряжения $U_{кэ}$ снижается до долей вольта, и почти все напряжение E_k прикладывается к обмоткам $\omega_{вх}$ воспринимающих сердечников, записывая в них единицы. С окончанием тактового импульса индукция сердечника изменяется от $-B_m$ до $-B_r$ и наводит в базовой обмотке э. д. с. e_b , которая приложена к транзистору в запирающем направлении (рис. 10.1, б и в), что способствует рассасыванию неосновных носителей заряда из области базы и уменьшению времени этого рассасывания.

При считывании *нуля* в обмотке ω_6 наводится э. д. с. помехи, пропорциональная изменению индукции от $-B_r$ до $-B_m$ и имеющая то же направление, что и э. д. с. при считывании *единицы*, но значительно меньшая последней по величине (она равна $e_{п.з.ф}$). Под действием этой э. д. с. транзистор переходит из области отсечки в активную область и ток в коллекторной цепи возрастает. Параметры схемы необходимо подбирать так, чтобы этот ток создавал напряженность, значительно меньшую коэрцитивной силы, и воспринимающие сердечники оставались бы в состоянии *нулей*.

В магнитно-транзисторных ячейках кроме э. д. с. помехи при считывании нуля существенное значение имеет э. д. с. помехи с заднего фронта $e_{п.з.ф}$. Э. д. с. этой помехи наводится в обмотке ω_6 в конце такта записи, когда импульс тока записи прекращается и индукция сердечника снижается от $+B_m$ до $+B_r$ (рис. 10.1, б, в). Направление э. д. с., а значит, и действие помехи $e_{п.з.ф}$ аналогичны помехе при считывании нуля. Уменьшить эту помеху можно путем повышения коэффициента прямоугольности петли гистерезиса сердечника, а также создания более пологих задних фронтов записывающих импульсов.

В состоянии покоя, когда сердечник не перемагничивается и э. д. с. в обмотке ω_6 не наводится, напряжение база — эмиттер равно нулю и по обмоткам $\omega_{вх}$ воспринимающих сердечников проходит неуправляемый коллекторный ток $I_{к0}$. Ток $I_{к0}$ в схеме МТЯ в 3—5 раз превышает неуправляемый ток схемы с общей базой [2.5], значения которого обычно даются в справочниках. Это объясняется тем, что в состоянии покоя эмиттер и база, по существу, соединены коротко через очень малое сопротивление провода базовой обмотки, в то время как ток $I_{к0}$, обычно приводимый в справочниках, измеряется при отключенном эмиттере.

Число витков $\omega_{вх}$, как правило, таково, что напряженность $H_{к0}$, создаваемая током $I_{к0}$, значительно меньше коэрцитивной силы (рис. 10.1, б). Однако повышение температуры транзистора на каждые 10°C примерно вдвое увеличивает $I_{к0}$, а вместе с ним возрастает и $H_{к0}$. Само увеличение напряженности $H_{к0}$ не вызывает перемагничивания сердечника, так как условие $H_{к0} < H_c$ обычно сохраняется во всем диапазоне температур. Опасным является рост индукции ΔB , так как при считывании *нуля* под действием тактового импульса увеличенное изменение индукции может привести к созданию в базовой обмотке недопустимо большой э. д. с. помехи. Если коллекторный ток, соответствующий этой э. д. с., создает напряженность, большую коэрцитивной силы, может произойти ложная запись *единицы*.

Изменения параметров ферритов B_r , S_w и других при изменении температуры зависят от коэрцитивной силы H_c , которой они обладают при нормальной температуре. Чем меньше H_c , тем сильнее проявляется температурная нестабильность указанных параметров. Это объясняется тем, что ферритам с малой H_c свойственны меньшие точки Кюри. Поэтому, чтобы обеспечить стабильную работу схемы, особенно при высоких температурах, для МТЯ применяют сердечники с отно-

сительно большой напряженностью H_c , хотя для их перемагничивания требуется повышенная мощность.

Пока транзистор находится в режиме насыщения и производится запись *единиц* в воспринимающие сердечники, напряжение E_k уравнивается в основном э. д. с. обмоток $w_{вх}$ воспринимающих сердечников и по коллекторной цепи идет ток $i_k = I_k$ (рис. 10.1, в). Когда же перемагничивание воспринимающих сердечников заканчивается, э. д. с. уменьшается до близких к нулю значений и происходит так называемый прорыв тока.

Для предохранения транзисторов от перегрузки в результате прорыва тока $i_k = I_{k \max}$ в коллекторную цепь вводят сопротивление R_k , величину которого выбирают из условия

$$I_{k \max} = \frac{E_k - U_{кэ}}{R_k} \leq I_{k. \text{ доп}}, \quad (10.1)$$

где $U_{кэ}$ — падение напряжения на транзисторе между коллектором и эмиттером в режиме насыщения; $I_{k. \text{ доп}}$ — наибольший допустимый ток коллектора в импульсном режиме работы.

На рис. 10.1, в приведены формы токов и напряжений при записи и считывании в предположении, что запись *единицы* производится входным током, т. е. коллекторным током предыдущей ячейки, а считывание — импульсом тока от источника прямоугольных тактовых импульсов.

Для коллекторной цепи в процессе записи по второму закону Кирхгофа, выраженному в потокосцеплениях [ср., например, выражения (9.11) и (9.16), (9.12) и (9.17)],

$$E_k \tau_{зап} = U_{кэ} \tau_{зап} + n w_{вх} \Delta \Phi (1 + \alpha_{нп}) + I_k R_k \tau_{зап}, \quad (10.2)$$

где $\tau_{зап}$ — время перемагничивания воспринимающих сердечников при записи; $\Delta \Phi = 2sB_r$ — изменение потока воспринимающего сердечника; $\alpha_{нп}$ — коэффициент непрямоугольности воспринимающего сердечника, определяемый выражением (9.9).

Для записи *единицы* во входную обмотку каждого сердечника должен быть подан полный импульс поля $Q_{зап}$, зависящий от необходимого времени записи $\tau_{зап}$.

$$Q_{зап} = S_w + H_0 \tau_{зап} = \frac{I_k w_{вх}}{l} \tau_{зап}. \quad (10.3)$$

Подставляя значения I_k и R_k , определенные из (10.3) и (10.1), в выражение (10.2), получим

$$E_k \tau_{зап} = U_{кэ} \tau_{зап} + n w_{вх} \Delta \Phi (1 + \alpha_{нп}) + \frac{Q_{зап} l}{w_{вх}} \frac{E_k - U_{кэ}}{I_{k \max}};$$

откуда

$$E_k = \frac{n w_{вх} \Delta \Phi (1 + \alpha_{нп})}{\tau_{зап} - \frac{Q_{зап} l}{w_{вх} I_{k \max}}} + U_{кэ}. \quad (10.4)$$

Если заданы число воспринимающих сердечников n , их параметры и время записи, можно найти оптимальное число витков обмотки $w_{вх}$, обеспечивающих минимальное напряжение источника питания $E_{к}$ из условия

$$\frac{\partial E_{к}}{\partial w_{вх}} = \frac{n\Delta\Phi(1+\alpha_{нп})}{\tau_{зап} - \frac{Q_{зап}l}{w_{вх}I_{к\max}}} - \frac{nw_{вх}\Delta\Phi(1+\alpha_{нп})}{\left(\tau_{зап} - \frac{Q_{зап}l}{w_{вх}I_{к\max}}\right)^2} \times \times \frac{Q_{зап}l}{w_{вх}^2I_{к\max}} = 0. \quad (10.5)$$

Из (10.5) получим

$$w_{вх, \text{ опт}} = \frac{2Q_{зап}l}{\tau_{зап}I_{к\max}} \quad (10.6)$$

и, подставляя (10.6) в (10.4), найдем

$$E_{к\min} = \frac{4\Delta\Phi(1+\alpha_{нп})Q_{зап}l}{\tau_{зап}^2I_{к\max}} n + U_{кэ}. \quad (10.7)$$

Выбор минимального напряжения питания обусловлен следующим. При подаче тактового импульса I_2 происходит считывание *единиц* с n сердечников и передача информации в следующие логические элементы. Если при записи информации э. д. с. в обмотках $w_{вх}$ всех сердечников была направлена навстречу напряжению $E_{к}$, то при считывании *единиц* в обмотках $w_{вх}$ всех сердечников наведется э. д. с., полярность которой совпадет с полярностью $E_{к}$. Рассматриваемый транзистор во время второго такта заперт и к нему приложено напряжение коллектор — эмиттер, равное сумме напряжения $E_{к}$ и э. д. с. обмоток $w_{вх}$ всех n сердечников.

Если импульсы тока в тактовых (считывающих) обмотках и тока в базовых обмотках воспринимающих сердечников (на рис. 10.1 эти обмотки не показаны) принять прямоугольными, то среднее и амплитудное значение э. д. с., наводящихся во входных обмотках, можно связать коэффициентом формы k_{Φ} , вычисленным по выражению (8.22). Тогда максимальное напряжение между коллектором и эмиттером

$$U_{кэ\max} = E_{к} + n \frac{w_{вх}\Delta\Phi(1+\alpha_{нп})}{k_{\Phi}\tau_{сч}} \quad (10.8)$$

где $\tau_{сч}$ — продолжительность считывания.

Для нормальной работы транзистора это напряжение не должно превышать допустимого напряжения $U_{кэ, \text{ доп}}$.

Если $w_{вх} = w_{вх, \text{ опт}}$, а $E_{к} = E_{к\min}$, то выражение (10.8) примет вид

$$U_{кэ\max} = \frac{4\Delta\Phi(1+\alpha_{нп})Q_{зап}l}{\tau_{зап}^2I_{к\max}} n + U_{кэ} + + n \frac{2Q_{зап}l}{\tau_{зап}I_{к\max}} \frac{\Delta\Phi(1+\alpha_{нп})}{k_{\Phi}\tau_{сч}}.$$

Кроме того, если положить $\tau_{зап} \approx \tau_{сч}$ и учесть, что для ферритовых сердечников обычно $k_{\Phi} = 0,55 \div 0,65$, получим

$$U_{кэ \max} = \left(1 + \frac{1}{2k_{\Phi}}\right) \frac{4\Delta\Phi(1+\alpha_{нп})Q_{зап}l}{\tau_{зап}^2 I_{к \max}} n + U_{кэ} \approx \approx (1,75 \div 1,85) E_{к \min} + U_{кэ}. \quad (10.9)$$

Заметим, что допустимая величина $U_{кэ, доп}$ зависит от схемы включения транзисторов и для транзисторов, применяемых в МТЯ, колеблется в пределах 15—30 В. Поэтому напряжение питания $E_{к}$ в различных разработках МТЯ принято равным от 8 до 15 В.

При заданном $E_{к}$ можно воспользоваться зависимостью (10.7) для определения наибольшего допустимого числа ячеек, которые могут быть перемагничены одним транзистором:

$$n_{доп} = \frac{\tau_{зап}^2 I_{к \max} (E_{к} - U_{кэ})}{4\Delta\Phi(1+\alpha_{нп})Q_{зап}l}. \quad (10.10)$$

Если число ячеек n , включенных в качестве нагрузки, меньше $n_{доп}$, то они перемагничатся быстрее и для уменьшения прорыва тока можно увеличить сопротивление $R_{к}$.

Рассмотрим базовую цепь. Число витков $\omega_{б}$ определяется напряжением $U_{бэ}$, которое необходимо для надежного перевода транзистора из режима отсечки в режим насыщения, и его можно найти по формуле

$$\omega_{б} = \frac{U_{бэ, ср} \tau_{сч}}{\Delta\Phi(1+\alpha_{нп})}. \quad (10.11)$$

Среднее значение напряжения $U_{бэ, ср}$ можно определить либо по экспериментальным импульсным характеристикам $I_{к \max} = f(U_{бэ})$, либо по характеристикам $I_{к \max} = f(I_{б})$ и входному сопротивлению транзистора $R_{бэ}$ в импульсном режиме.

Импульс тока в тактовой обмотке должен не только считать информацию, но и скомпенсировать размагничивающее действие н. с. базовой обмотки. Поэтому тактовая обмотка должна создать н. с.

$$F_{т} = I_{т} \omega_{т} = H_{м} l + i_{б} \omega_{б}. \quad (10.12)$$

Интегрируя (10.12) за время $\tau_{сч}$ и переходя к импульсу поля, получим

$$F_{т, ср} = I_{т} \omega_{т} = \frac{Q_{сч} l}{\tau_{сч}} + I_{б, ср} \omega_{б}, \quad (10.13)$$

откуда можно найти ток $I_{т}$ и число витков $\omega_{т}$ по одному из них.

В табл. 10.1 приведены основные параметры некоторых транзисторов, рекомендуемых для электромагнитных элементов дискретного действия [2.14].

Времена $\tau_{п, ф}$, $\tau_{р}$ и $\tau_{э, ф}$ имеют определенную связь со статическими параметрами транзистора [2.13]. Для схемы с общим эмиттером эту связь можно представить так:

Таблица 10.1

Параметр	МП42	МП42А	МП42В
Статический коэффициент усиления тока	20—35	30—50	45—100
Среднее значение тока эмиттера за 1 с, мА	30	30	—
Наибольший импульсный ток коллектора I_K , мА	150	150	150
Наибольшее допустимое напряжение $U_{KЭ}$, В	15	15	15
Мощность на коллекторе, мВт	200	200	200
Напряжение коллектор-эмиттер в режиме насыщения $U_{KЭ}$ при $I_K=10$ мА, В, не более	0,2	0,2	0,2
Напряжение база-эмиттер в режиме насыщения $U_{БЭ}$ при $I_Б = 10$ мА, В	0,4	0,4	0,4
Время переключения при $U_K=15$ В, $I_K = 10$ мА, мкс, не более	2,5	1,5	1,0
Ток коллектора запертого транзистора при $U_{КБ} = 15$ В, $U_{БЭ} = 0,5$ В, мкА, не более:			
при 20°C	25	25	25
при 60°C	250	250	250
Предельная частота усиления тока при $U_K = 5$ В, $I_Б = 1$ мА, МГц, не менее	1,0	1,0	1,0

$$\tau_{п. \phi} = \frac{1}{(1-\alpha)2\pi f_{\alpha}} \ln \frac{\beta I_{\phi 1}}{\beta I_{\phi 1} - 0,9 I_K};$$

$$\tau_{з. \phi} = \frac{1}{(1-\alpha)2\pi f_{\alpha}} \ln \frac{I_K - \beta I_{\phi 2}}{0,1 I_K - \beta I_{\phi 2}};$$

$$\tau_p = \frac{f_{\alpha} + f'_{\alpha}}{(1-\alpha\alpha')2\pi f_{\alpha} f'_{\alpha}} \ln \frac{\beta(I_{\phi 1} - I_{\phi 2})}{I_K - \beta I_{\phi 2}},$$

где α и f_{α} — соответственно коэффициент передачи тока и предельная частота работы, при которой α снижается до 0,7 от своего значения, при постоянном токе; α' и f'_{α} — то же, но при обратном включении транзистора, когда эмиттер и коллектор меняются ролями; $I_{\phi 1}$ и $I_{\phi 2}$ — отпирающий и запирающий базовые токи (соответственно) равные $I_{\phi} = I_Б - I_K$.

Здесь коэффициент усиления по току β связан с коэффициентом передачи тока эмиттера α выражением

$$\beta = \frac{I_K}{I_{\phi}} = \frac{\alpha I_Б}{I_Б - \alpha I_Б} = \frac{\alpha}{1-\alpha},$$

а ток коллектора определяется током эмиттера:

$$I_K = \alpha I_Б.$$

Рассмотрим на примере зависимость нагрузочной способности МТЯ, т. е. допустимого числа воспринимающих ячеек, от типа феррита.

Пример 10.1 Рассчитаем МТЯ на транзисторе МП16Б и ферритовых сердечниках 0,7ВТ и 0,16 ВТ размером $3 \times 2 \times 1,3$ мм³.

Решение. По данным [2.13] находим, что транзистор будет введен в область насыщения, если обеспечить $U_{бэ} = 1,6$ В при $I_б = 40$ мА. Из рис. 10.2, б видно, что если указанный ток базы проходит в течение 1—2,5 мкс,

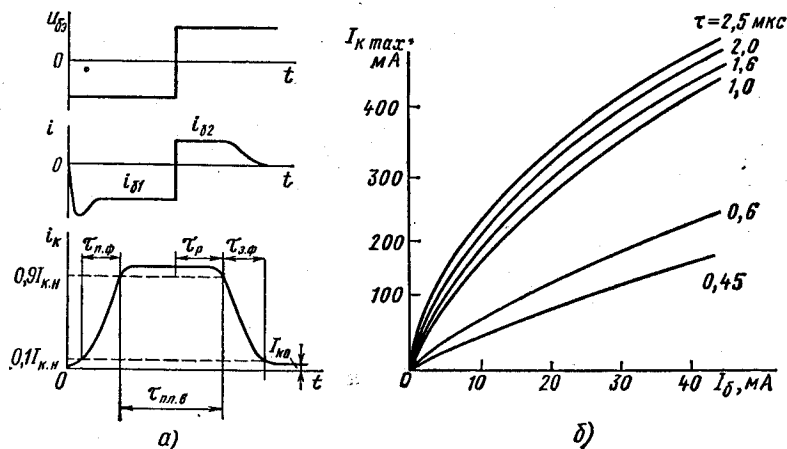


Рис. 10.2. Для транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером, в режиме переключения:

а — характеристика токов на входе $I_б$ и выходе $I_к$; б — зависимость тока коллектора от тока базы при различных значениях длительности импульса (для транзистора МП16Б)

транзистор может отдать в нагрузку ток $I_{к\max}$ до 400—450 мА, т. е. будет надежно открыт. Выберем ток $I_{к\max}$ равным 150 мА = 0,15 А при $E_к = 15$ В. Найдем ограничивающее сопротивление по формуле (10.1):

$$R_к = \frac{E_к - U_{кэ}}{I_{к\max}} = \frac{15 - 0,6}{0,15} \approx 95 \text{ Ом.}$$

В указанном режиме работы (см. [2.13]) длительность фронтов не более 1,0 мкс, время рассасывания неосновных носителей заряда $\tau_p = 0,6$ мкс, а неуправляемый ток коллектора не более 0,5 мА. Допустим, что частота повторения тактовых импульсов $f = 150$ кГц и, следовательно, процесс передачи информации должен занимать время $1/(2f) = 3$ мкс.

Примем для упрощения, что формы тактового импульса, тока базы и тока коллектора близки к прямоугольным, и будем оперировать со средними значениями токов и напряжений. Длительность тактового импульса, считывающего единицу с передающего сердечника $\tau_{сч}$, примем равным 2 мкс, а время прохождения тока в коллекторной цепи, т. е. возможное время записи $\tau_{зап}$, будет больше $\tau_{сч}$ на время τ_p и, следовательно, составит 2,6 мкс. Временем фронтов пренебрегаем (см. рис. 10.2, а). Параметры ферритов взяты из табл. 8.1.

Коэффициент $\alpha_{ин}$ одинаков для обеих марок и равен (9.9):

$$\alpha_{ин} = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{\alpha} - 1 \right) = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{0,94} - 1 \right) = 0,03.$$

Сечение сердечников обеих марок $s = 0,65 \cdot 10^{-2} \text{ см}^2$, средняя длина магнитной линии

$$l = \pi \frac{D_{\text{нар}} + D_{\text{вн}}}{2} = \pi 0,25 \text{ см.}$$

Расчет для ферритового сердечника 0,7 Вт

$$\Delta\Phi (1 + \alpha_{\text{нп}}) = 2sB_r (1 + \alpha_{\text{нп}}) = 2 \cdot 0,65 \cdot 10^{-2} \cdot 25 \cdot 5 \cdot 10^{-2} \cdot 1,03 = 0,34 \text{ мк Вб};$$

$$\omega_6 = \frac{U_{6\text{э}\tau_{\text{сч}}}}{\Delta\Phi (1 + \alpha_{\text{нп}})} = \frac{1,6 \cdot 2}{0,34} \approx \approx 9 \text{ витков};$$

$$Q_{\text{зап}} = H_0 \tau_{\text{зап}} + S_w = 0,96 \cdot 2,6 + 0,47 = 2,97 \text{ мк Кл/см};$$

$$\omega_{\text{вх. опт}} = \frac{2Q_{\text{зап}} l}{\tau_{\text{зап}} I_{\text{к max}}} = \frac{2 \cdot 2,97 \pi 0,25}{2,6 \cdot 0,15} \approx 12 \text{ витков};$$

$$n_{\text{доп}} = \frac{\tau_{\text{зап}}^2 I_{\text{к max}} (E_{\text{к}} - U_{\text{кэ}})}{4Q_{\text{зап}} l \Delta\Phi (1 + \alpha_{\text{нп}})} = \frac{2,6^2 \cdot 0,15 (15 - 0,6)}{5 \cdot 2,97 \pi 0,25 \cdot 0,34} = 4,7 \approx 5 \text{ ячеек};$$

$$Q_{\text{т}} = H_0 \tau_{\text{сч}} + S_w + \frac{l \omega_6}{l} \tau_{\text{сч}} = 0,96 \cdot 2 + 0,47 + \frac{0,04 \cdot 9}{\pi 0,25} 2 = 3,31 \text{ мк Кл/см};$$

$$F_{\text{т}} = \frac{Q_{\text{т}} l}{\tau_{\text{сч}}} = \frac{3,31 \pi 0,25}{2} = 1,3 \text{ А.}$$

Расчет для ферритового сердечника 0,16 Вт

$$2 \cdot 0,65 \cdot 10^{-2} \cdot 20 \cdot 5 \cdot 10^{-2} \times 1,03 = 0,27 \text{ мк Вб};$$

$$\frac{1,6 \cdot 2}{0,27} \approx 12 \text{ витков};$$

$$0,72 \cdot 2,6 + 0,32 = 2,19 \text{ мк Кл/см};$$

$$\frac{2 \cdot 2,19 \pi 0,25}{2,6 \cdot 0,15} \approx 9 \text{ витков};$$

$$\frac{2,6^2 \cdot 0,15 (15 - 0,6)}{4 \cdot 2,19 \pi 0,25 \cdot 0,27} = 7,9 \approx \approx 8 \text{ ячеек};$$

$$+ \frac{0,72 \cdot 2 + 0,32 + 0,04 \cdot 12}{\pi 0,25} 2 = 2,98 \text{ мк Кл/см};$$

$$\frac{2,98 \pi 0,25}{2} = 1,17 \text{ А.}$$

Таким образом, при одинаковых габаритах и примерно равных н. с. тактовых импульсов МТЯ с ферритом 0,16 ВТ имеет почти вдвое большую нагрузочную способность (восемь ячеек против пяти).

Оценим напряженность обмотки $\omega_{\text{к}}$ от неуправляемого тока $I_{\text{к0}}$, увеличив его в 5 раз против указанного в [2.13]:

$$H_{\text{к0}} = \frac{I_{\text{к0}} \omega_{\text{вх}}}{l} = \frac{5 \cdot 0,5 \cdot 10^{-3} \cdot 12}{\pi 0,25} = 0,038 \text{ А/см},$$

т. е. примерно в 16 раз меньше $H_{\text{с}}$.

$$\frac{5 \cdot 0,5 \cdot 10^{-3} \cdot 9}{\pi 0,25} = 0,029 \text{ А/см},$$

т. е. лишь вчетверо меньше $H_{\text{с}}$.

Следовательно, стабильность работы МТЯ с сердечниками 0,16 ВТ и, в частности, температурная стабильность будут меньше.

Оценку устойчивости работы магнитно-транзисторных элементов, как и магнитно-диодных, производят с помощью характеристик передачи.

Характеристика передачи магнитно-транзисторного элемента зависит от схемы ячейки, числа нагрузочных ячеек, величин коллекторного напряжения и тактовых импульсов, температуры, параметров деталей и, в частности, транзисторов [2.6].

Начальный участок характеристики передачи $b_0 - b_{кр}$ определяется в основном такими параметрами, как прямоугольность петли гистерезиса сердечника, начальный ток транзистора и время его перехода из области отсечки в область насыщения.

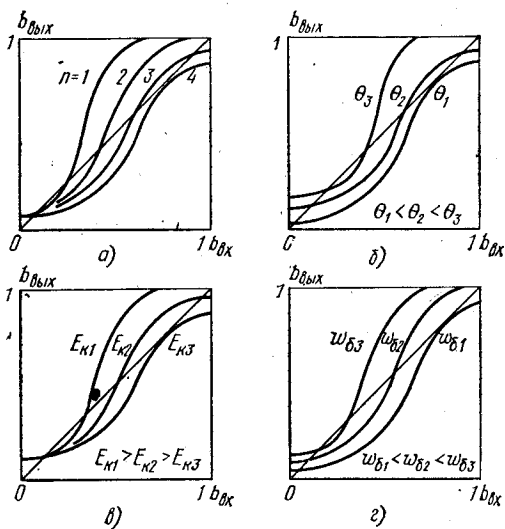


Рис. 10.3. Графики зависимостей характеристик передачи магнитно-транзисторного элемента от различных факторов

Повышение температуры Θ , вызывая увеличение начального тока транзистора и сужая петлю гистерезиса сердечника, может привести к потере помехоустойчивости (рис. 10.3, б).

Увеличение напряжения E_K при неизменных температуре и нагрузке увеличивает крутизну характеристики передачи (рис. 10.3, в).

С помощью характеристики передачи можно исследовать влияние числа витков обмоток и величины сопротивления R_K на устойчивость работы элементов. Рис. 10.3, г иллюстрирует зависимость характеристики передачи от количества витков базовой обмотки.

§ 10.2. Магнитно-транзисторные ячейки с повышенной стабильностью и быстродействием

Использование транзистора в цепи связи в качестве усилительного элемента позволяет в магнитно-транзисторных ячейках увеличивать число воспринимающих сердечников по сравнению с магнитно-диодными ячейками, так как через транзистор к воспринимающим сердечникам от источника E_K поступает дополнительная энергия. Ме-

нее жестки и требования (по сравнению с требованиями к МДЯ) к источнику тактовых импульсов в отношении стабильности амплитуды, продолжительности и мощности этих импульсов. Однако мощность тактовых импульсов все-таки еще высокая, так как перемагничивание передающего сердечника и компенсация н. с. базовой обмотки производятся за счет энергии только тактового импульса. Уменьшить в несколько раз мощность тактовых импульсов позволяют МТЯ с *положительной обратной связью* (ПОС), или МТЯ с генерацией.

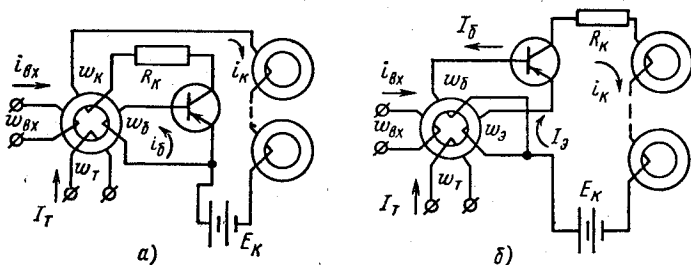


Рис. 10.4. Магнитно-транзисторные ячейки с положительной обратной связью в цепи коллектора (а) и в цепи эмиттера (б)

Широкое распространение получили, в частности, МТЯ с ПОС в цепи коллектора (рис. 10.4, а). Процесс записи в ячейке с ПОС ничем не отличается от процесса записи в ячейке без ПОС, а процесс считывания имеет отличия. Процесс считывания начинается с подачи импульса тока в тактовую обмотку. Коллекторный ток, появившийся в первый момент перемагничивания сердечника, проходя по коллекторной обмотке w_K , создает дополнительную напряженность, направленную согласно с напряженностью тактовой обмотки. Скорость перемагничивания сердечника возрастает, а вместе с ней растет напряжение e_B и ток i_K . Этот процесс приводит к энергичному перемагничиванию сердечника и быстрому переводу транзистора в область насыщения. Причем время переднего фронта $\tau_{п.ф}$ (рис. 10.2, а) выходного импульса i_K укорачивается и меньше зависит от параметров транзистора, чем в случае МТЯ без ПОС. Когда перемагничивание сердечника заканчивается, э. д. с. обмотки w_B и ток i_K падают до нуля, а после рассасывания неосновных носителей заряда прекращается ток и в коллекторной цепи. При этом состояние сердечника изменяется от $-V_m$ до $-V_r$ и в обмотке w_B наводится небольшой импульс э. д. с., окончательно запирающий транзистор.

Таким образом, в МТЯ с ПОС тактовый импульс тока осуществляет лишь начальное, небольшое перемагничивание сердечника, после которого лавинообразно растущий ток коллектора полностью завершает перемагничивание. Поэтому мощность тактового импульса в МТЯ с ПОС намного меньше, чем без ПОС; значительно меньше и влияние его изменений на характеристику передачи.

МТЯ с ПОС в цепи эмиттера, показанная на рис. 10.4, б, работает

так же, как МТЯ с ПОС в цепи коллектора, и обладает такими же преимуществами. Отличается эта ячейка от предыдущей только тем, что ПОС осуществляется в ней током эмиттера, а не током коллектора.

МТЯ с ПОС имеет еще одно преимущество. Если обмотка $\omega_{вк}$ рассматриваемой ячейки включена в коллекторную цепь предыдущего транзистора, то в состоянии покоя по ней идет неуправляемый ток $I_{к0}$, создающий положительную напряженность $H_{к0}$. Одновременно по обмотке $\omega_{н}$ или $\omega_{з}$ идет ток $I_{к0}$, но «своего» транзистора; напряженность этого тока отрицательна и компенсирует напряженность входной обмотки. Поэтому влияние неуправляемых коллекторных токов на величину э. д. с. помехи при считывании *нуля* в значительной мере ослабевает.

Однако опасность ложных передач информации в результате действия э. д. с. помехи при считывании *нуля* и э. д. с. помехи заднего фронта в ячейках с ПОС не только не уменьшается, но часто даже возрастает. Это происходит вследствие повышенной чувствительности ячейки с ПОС к э. д. с. в базовой обмотке, которая объясняется действием положительной обратной связи. Одним из методов предотвращения ложных передач информации от упомянутых э. д. с. является ввод в базовую цепь напряжения смещения с запирающей полярностью. Величина напряжения смещения должна удовлетворять равенствам

$$\left. \begin{aligned} E_{см} &> \frac{\Delta\Phi_{\alpha_{нп}}}{\tau_{з. ф}} \omega_{б} \\ E_{см} &> \frac{\Delta\Phi_{\alpha_{нп}}}{\tau_{п. ф. т}} \omega_{б}, \end{aligned} \right\} \quad (10.14)$$

где $\tau_{з. ф.}$ — время заднего фронта коллекторного тока записи; $\tau_{п. ф. т.}$ — время переднего фронта тактового считывающего импульса.

Обычно более жестким является первое из условий (10.14).

На рис. 10.5 приведены три варианта осуществления смещения. В схеме рис. 10.5, а напряжение смещения получают за счет падения напряжения на сопротивлении $R_{б}$ под действием тока $I_{см}$, создаваемого специальным источником $E_{см}$. Сопротивление $R_{б}$, кроме того, стабилизирует общее сопротивление базовой цепи, включая входное сопротивление транзистора. Последнее различно у разных образцов, поэтому введение $R_{б}$ способствует взаимозаменяемости транзисторов. Недостатком данного варианта смещения является постоянная затрата мощности от тока $I_{см}$, которая может в несколько раз превышать мощность, расходуемую на передачу информации.

Подобного недостатка нет у схемы рис. 10.5, б, в которой э. д. с. источника $E_{см}$ держит базовую цепь запертой до тех пор, пока ее не откроет э. д. с. обмотки $\omega_{б}$ при считывании *единицы*. Кроме того, схема проста и не требует дополнительных элементов. Однако этой схеме присущ другой недостаток. При одновременном считывании *единиц* с большого числа ячеек, подключенных к общему источнику $E_{см}$, сумма базовых токов этих ячеек может создать во внутреннем

рабочего сердечника положительную напряженность и надежно удерживает его в состоянии $+B_r$.

Быстродействие МТЯ ограничивается временем ввода транзистора в состояние насыщения и временем вывода его из этого состояния. ПОС способствует улучшению быстродействия МТЯ, сокращая время ввода транзистора в состояние насыщения (время $\tau_{п.ф}$), но время вывода транзистора из насыщенного состояния ($\tau_p + \tau_{в.ф}$ на рис. 10.2, а) не изменяет. Помимо предотвращения ложных срабатываний введение смещения благоприятно сказывается и на быстродействии МТЯ, сокращая τ_p . Это влияние объясняется следующим образом. Напряжение смещения, приложенное минусом к эмиттерному $p-n$ -переходу, в процессе вывода транзистора из насыщения действует аналогично напряжению E_k , которое тоже приложено минусом к $p-n$ -переходу коллектора. В результате неосновные носители заряда рассасываются из n -области базы не только в коллекторную, но и в эмиттерную цепь, чем и объясняется уменьшение времени τ_p при введении смещения.

Другим методом ускорения вывода транзистора из состояния насыщения является применение отрицательной обратной связи (ООС), которая осуществляется в виде падения напряжения на сопротивлении от коллекторного тока, являющегося выходной величиной для транзистора (рис. 10.6, а). С ростом i_k падение напряжения на R_c возрастает, а так как это напряжение действует в базовой цепи в запирающем направлении, оно оказывается направленным навстречу э. д. с. базовой обмотки, являющейся входной величиной для транзистора, и, значит, осуществляет именно отрицательную обратную связь.

Величина этой связи зависит от величины сопротивления R_c . При слишком сильной ООС э. д. с. базовой обмотки, возникающая при считывании единицы, может оказаться недостаточной для перевода транзистора в режим насыщения. При сравнительно небольшой ООС транзистор достигает режима насыщения, но время вывода его из этого состояния меньше, чем при отсутствии ООС. Поэтому в МТЯ, работающих на больших частотах, подбирают такую величину R_c , которая обеспечивает минимальное время переключения транзистора, не превышающее долей микросекунды.

Лучших результатов достигают при шунтировании R_c конденса-

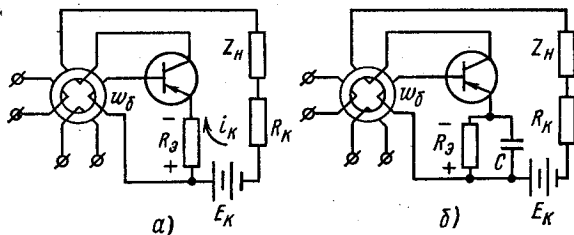


Рис. 10.6. Варианты схем осуществления отрицательной обратной связи (ООС) в МТЯ

тором C (рис. 10.6, б). В этом случае в первый момент после подачи тактового импульса конденсатор шунтирует R_2 и как бы отключает ООС, а за счет ПОС транзистор быстро достигает режима насыщения. Когда же э. д. с. базовой обмотки падает до нуля, заряженная емкость, имея полярность запирающего напряжения, ускоряет вывод транзистора из насыщения. На рис. 10.5, в цепочка $R_2 C$ выполняет именно такую роль.

Введение ПОС и ООС уменьшает зависимость формы и длительности выходного импульса от разброса параметров транзистора и влияние этих параметров на характеристику передачи ячейки.

Для оценки работоспособности системы элементов наибольший интерес представляют характеристики передачи, снятые в двух режимах: наиболее благоприятном для помехообразования и наиболее тяжелом для передачи сигнала *единицы* [2.6]. В первом случае испытываемую ячейку собирают из деталей с предельными отклонениями параметров. Например, сердечник должен иметь $\Phi_{r \max}$, $H_{c \min}$ и α_{\min} , транзистор — $T_{вкл \min}$, сопротивления — $R_{к \min}$ и $R_{э \min}$. Испытание проводят при $E_{к \min}$, $E_{см \min}$, θ_{\max} , $I_{Т \min}$. Во втором режиме отклонения должны быть противоположными.

Для определения зоны устойчивой работы элемента его помехоустойчивость и регенеративность проверяют в замкнутом регистре; причем помехоустойчивость — в схеме с объединением сигналов, поступающих на вход каждой ячейки замкнутого регистра (рис. 10.7, а), а регенеративность — в схеме с разветвлением информации (рис. 10.7, б). Зона устойчивой работы в схеме рис. 10.7, а определяется по самопроизвольному появлению сигнала *единицы* в непрерывно опрашиваемом тактовыми импульсами замкнутом регистре, а в схеме рис. 10.7, б — по затуханию (срыву) записанной в регистр *единицы* при изменении, например, параметров I_T и E_k .

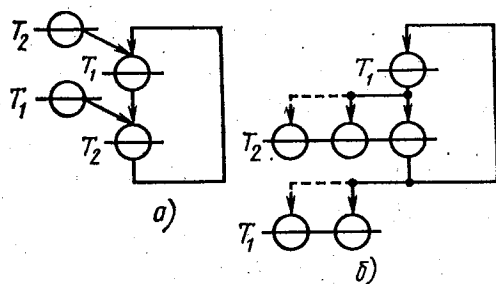


Рис. 10.7. Схемы проверки помехоустойчивости (а) и регенеративности (б) при определении зоны устойчивой работы

§ 10.3. Анализ работы магнитно-транзисторных ячеек с положительной обратной связью

Условия работы коллекторной цепи ячейки с ПОС и ячейки без ПОС почти одинаковы. Отличие, по существу, заключается лишь в том, что кроме перемагничивания сердечников воспринимающих ячеек транзистор должен перемагнитить совместно с тактовым импульсом еще и «свой» сердечник. Поэтому вместо выражения (10.2) по второму закону Кирхгофа запишем

$$E_k \tau_{зап} = U_{кэ} \tau_{зап} + n \omega_{вх} \Delta \Phi (1 + \alpha_{нп}) + \omega_k \Delta \Phi (1 + \alpha_{нп}) + I_k R_k \tau_{зап}. \quad (10.15)$$

Если ввести обозначение

$$\omega_k = \eta \omega_{вх}, \quad (10.16)$$

то (10.15) примет вид

$$E_k \tau_{зап} = U_{кэ} \tau_{зап} + (n + \eta) \omega_{вх} \Delta \Phi (1 + \alpha_{нп}) + I_k R_k \tau_{зап}. \quad (10.17)$$

Осуществляя преобразования уравнения (10.17) подобно рассмотренным в § 10.1, получим

$$\omega_{вх. опт} = \frac{2Q_{зап} l}{\tau_{зап} I_{к макс}}, \quad (10.18)$$

совпадающее с выражением (10.6) для МТЯ без ПОС, а формулы (10.7) и (10.10) примут вид

$$E_k \min = \frac{4\Delta\Phi (1 + \alpha_{нп}) Q_{зап} l}{\tau_{зап}^2 I_{к макс}} (n + \eta) + U_{кэ}, \quad (10.19)$$

$$n_{доп} = \frac{\tau_{зап}^2 I_{к макс} (E_k - U_{кэ})}{4\Delta\Phi (1 + \alpha_{нп}) Q_{зап} l} - \eta. \quad (10.20)$$

В начале расчета можно принять $\eta \approx 1$, а после определения ω_k уточнить $n_{доп}$.

Подставив в (10.18) значение $I_{к макс}$, найденное из (10.19), при заданных E_k и $\tau_{зап}$ получим выражение

$$\omega_{вх. опт} = \frac{(E_k - U_{кэ}) \tau_{зап}}{2\Delta\Phi (1 + \alpha_{нп})(n + \eta)}, \quad (10.21)$$

которое показывает, что оптимальное число витков $\omega_{вх. опт}$, обеспечивающее $\tau_{зап} = \text{const}$, зависит от числа воспринимающих сердечников. Эту зависимость можно объяснить так: для сохранения неизменной скорости перемagnetивания dB/dt , например при меньшем числе n воспринимающих сердечников, необходимо увеличить $\omega_{вх. опт}$, с тем чтобы сохранить общее число витков $n \omega_{вх. опт}$, э. д. с. которых должна уравновешивать E_k в течение заданного времени $\tau_{зап}$. Однако в целях унификации все ячейки, предназначенные для одного устройства, выполняют с одним и тем же числом витков $\omega_{вх}$, которое является оптимальным для $n_{макс}$. В случае меньшего числа воспринимающих сердечников согласование с ними передающей ячейки производится за счет увеличения сопротивления R_k .

§ 10.4. Расчет магнитно-транзисторных ячеек по эквивалентному сопротивлению сердечника

В ряде проектных организаций применяют методы расчета МТЯ, в которых в качестве одного из параметров используют эквивалентное сопротивление феррита (под ферритом в данном случае подразумевают сердечник из любого ферромагнитного материала).

Пусть в одну из обмоток ферромагнитного сердечника с числом витков ω посылается ток I , а остальные обмотки разомкнуты. Тогда ток I является чисто намагничивающим, а энергия, затрачиваемая на перемагничивание,

$$W = \int_{-B_r}^{+B_m} \omega s \frac{dB}{dt} dt = I \omega \Delta \Phi (1 + \alpha_{\text{нп}}). \quad (10.22)$$

Введя эквивалентное сопротивление феррита $R_{\text{э.ф}}$, эту энергию можно выразить в виде

$$W = I^2 R_{\text{э.ф}} \tau, \quad (10.23)$$

где τ — время перемагничивания сердечника.

Заменив в (10.23) ток I через напряженность магнитного поля H_m , из (10.22) и (10.23) получим

$$R_{\text{э.ф}} = \frac{\Delta \Phi (1 + \alpha_{\text{нп}})}{H_m l \tau} \omega^2. \quad (10.24)$$

Удельное эквивалентное сопротивление феррита

$$r_{\text{э.ф}} = \frac{\Delta \Phi (1 + \alpha_{\text{нп}})}{H_m l \tau}, \quad (10.25)$$

где $H_m = S_{\omega}/\tau + H_0$ — напряженность магнитного поля, обеспечивающая перемагничивание сердечника за время τ .

Критерием правильности расчета МТЯ в таких методах является выполнение условия возбуждения. Смысл его состоит в том, что после начала перемагничивания сердечника (под действием тактового импульса) МТЯ должна создавать только за счет положительной обратной связи напряженность не меньше H_m даже в том случае, если тактовый ток уже прекратился.

Выведем условие возбуждения для схемы МТЯ с ПОС в цепи коллектора (см. рис. 10.4, а). Так как после прекращения тактового импульса сердечник будет находиться под действием намагничивающей напряженности обмотки ω_k и размагничивающей напряженности обмотки ω_6 , условие возбуждения можно записать в виде

$$F_{\Sigma} = I_k \omega_k - I_6 \omega_6 \geq H_m l. \quad (10.26)$$

Здесь и в дальнейшем подразумеваются средние значения токов, напряжений и сопротивлений.

Базовый ток схемы

$$I_6 = \frac{U_6}{R_{\text{вх}}} = \frac{\Delta \Phi (1 + \alpha_{\text{нп}})}{\tau R_{\text{вх}}} \omega_6, \quad (10.27)$$

коллекторный ток связан с базовым формулой

$$I_k = \beta_{\text{дин}} I_6,$$

где $\beta_{\text{дин}}$ — динамический коэффициент усиления транзистора по току.

Заменив в (10.26) токи I_k и I_6 согласно (10.27), получим

$$\frac{\Delta \Phi (1 + \alpha_{\text{нп}})}{\tau R_{\text{вх}}} \omega_6 (\beta_{\text{дин}} \omega_k - \omega_6) \geq H_m l.$$

Если в этом равенстве сделать подстановку (10.25), то условие возбуждения для схемы МТЯ с ПОС в цепи коллектора можно привести к виду

$$\beta_{\text{дин}} \geq \frac{R_{\text{вх}} + r_{\text{э.ф}} \omega_6^2}{r_{\text{э.ф}} \omega_k \omega_6}. \quad (10.28)$$

Для МТЯ с ПОС в цепи эмиттера (см. рис. 10.4, б) условие возбуждения выводится аналогично, отличие только в том, что намагничивающая напряженность создается не коллекторным, а эмиттерным током:

$$F_{\text{э}} = I_{\text{э}} \omega_0 - I_{\text{б}} \omega_0 \gg H_m l.$$

Эмиттерный ток связан с током в базовой цепи выражением

$$I_{\text{э}} = I_{\text{б}} (\beta_{\text{дин}} + 1).$$

Выполнив соответствующие предыдущему случаю подстановки, получим условие возбуждения для МТЯ с ПОС в цепи эмиттера:

$$\beta_{\text{дин}} \gg \frac{R_{\text{вх}} + r_{\text{э.ф}} (\omega_0 - \omega_0)^2}{r_{\text{э.ф}} (\omega_0 - \omega_0) \omega_0} \quad (10.29)$$

Пример 10.2. Рассмотрим один из методов, в котором использованы эквивалентное сопротивление феррита и условия возбуждения, на примере рас-

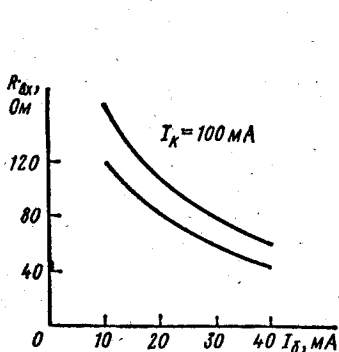


Рис. 10.8. Графики зависимости входного сопротивления транзисторов от тока базы для двух разных образцов

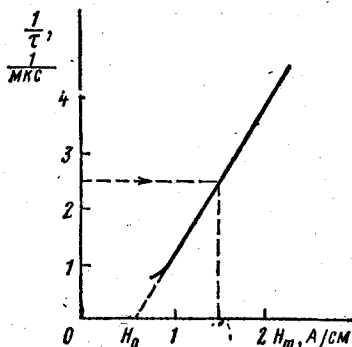


Рис. 10.9. Характеристика перематничивания феррита 0,16ВТ

чета схемы МТЯ с ПОС в цепи коллектора (см. рис. 10.5, в). Расчет выполнен инж. В. Е. Саниным.

Параметры сердечника из феррита 0,16ВТ; размеры $2 \times 1,4 \times 1$ мм³; $B_r = 21,0$ стЛ; $H_0 = 0,6$ А/см; $\alpha_{\text{нп}} = 0,05$; $S_w = 0,32$ мкКл/см; $l = 0,535$ см; $s = 0,3 \cdot 10^{-2}$ см²; $\Delta \Phi = 0,126$ мкВб.

В МТЯ применен транзистор МП16Б. Рабочая частота МТЯ 250 кГц. Выбраны ток $I_{\text{к max}} = 120$ мА, $E_{\text{к}} = 15$ В и длительности импульсов $\tau_{\text{зап}} = 0,8$ мкс, $\tau_{\text{сч}} = 0,4$ мкс.

Решение. Примем среднее входное сопротивление транзистора $R_{\text{вх}} = 120$ Ом (рис. 10.8). Для феррита 0,16ВТ по характеристике $1/\tau = f(H_m)$, изображенной на рис. 10.9, найдем необходимую для принятого быстродействия напряженность $H_m = 1,5$ А/см. Из импульсных характеристик транзистора (рис. 10.2, б) для $I_{\text{к max}} = 120$ мА и $\tau_{\text{сч}} = 0,4$ мкс находим $I_{\text{б}} = 25$ мА.

Удельное эквивалентное сопротивление феррита

$$r_{\text{э.ф}} = \frac{\Delta \Phi (1 + \alpha_{\text{нп}})}{H_m \tau_{\text{сч}} l} = \frac{0,126 (1 + 0,05)}{1,5 \cdot 0,535 \cdot 0,4} = 0,417 \text{ Ом/виток}^2.$$

Приравняв правые части двух выражений для напряжения в базовой обмотке

$$U_6 = \frac{\Delta\Phi(1 + \alpha_{\text{нп}})}{\tau_{\text{сч}}} \omega_6 \text{ и } U_6 = I_6 R_{\text{вх}}$$

и учтя равенство (10.25), получим

$$\omega_6 \geq \frac{I_6 R_{\text{вх}}}{H_{\text{мл}} r_{\text{э.ф}}} = \frac{25 \cdot 10^{-3} \cdot 120}{1,5 \cdot 0,535 \cdot 0,417} = 10 \text{ витков.}$$

Для надежности ввода транзистора в режим насыщения увеличим число витков до $\omega_6 = 14$.

Число витков коллекторной обмотки

$$\omega_k = \frac{H_{\text{мл}}' + I_6 \omega_6}{I_{\text{к макс}}} = \frac{1,5 \cdot 0,535 + 25 \cdot 10^{-3} \cdot 14}{120 \cdot 10^{-3}} \approx 10 \text{ витков.}$$

Необходимое сопротивление коллекторной цепи

$$R_k = E_k / I_{\text{к макс}} = 15 / (120 \cdot 10^{-3}) = 125 \text{ Ом.}$$

Динамический коэффициент усиления в выбранной точке импульсных характеристик транзистора

$$\beta_{\text{дин}} = I_{\text{к макс}} / I_6 = 120 / 25 = 4,8.$$

Проверим условие возбуждения (10.28):

$$4,8 \geq \frac{R_{\text{вх}} + r_{\text{э.ф}} \omega_6^2}{r_{\text{э.ф}} \omega_k \omega_6} = \frac{120 + 0,417 \cdot 14^2}{0,417 \cdot 14 \cdot 10} = 3,46.$$

Условие возбуждения выполнено.

Рассчитаем цепь смещения. Среднее значение э. д. с. помехи, наводимой в ω_0 при считывании нуля или во время заднего фронта импульса записи (предполагается, что длительность $\tau_{\text{э.ф}} \approx \tau_{\text{сч}} = 0,4$ мкс):

$$E_{\text{п}} = \frac{\Delta\Phi \alpha_{\text{нп}}}{\tau} \omega_6 = \frac{0,126 \cdot 0,05}{0,4} \cdot 14 = 0,22 \text{ В.}$$

Для надежного запираания э. д. с. помехи примем напряжение $U_{\text{см}} = 0,35$ В, которое создается в виде падения напряжения от тока смещения $I_{\text{см}}$ на сопротивлении R_9 (см. рис. 10.5, в). Зададимся током $I_{\text{см}} = 7,5$ мА; тогда расход энергии смещения на ячейку не будет превышать

$$P_{\text{см}} = E_k / \text{см} = 15 \cdot 7,5 \cdot 10^{-3} = 0,112 \text{ Вт.}$$

Необходимое сопротивление в цепи эмиттера

$$R_9 = U_{\text{см}} / I_{\text{см}} = 0,35 / 7,5 \cdot 10^{-3} = 47 \text{ Ом,}$$

дополнительное сопротивление в цепи смещения

$$R_{\text{см}} = \frac{E_k}{I_{\text{см}}} - (R_k + R_9) = \frac{15}{7,5 \cdot 10^{-3}} - (125 + 47) = 1828 \text{ Ом} \approx 1,8 \text{ кОм.}$$

Чтобы конденсатор C «выключал» ООС в процессе ввода транзистора в режим насыщения, он должен успеть разрядиться к моменту подачи тактового импульса, будучи заряженным до падения напряжения $R_9 I_9$ во время предыдущего такта считывания. Так как частота работы МТЯ задана ($f = 250$ кГц), промежуток между тактовыми импульсами равен приблизительно половине периода, т. е. $1/(2f) = 2$ мкс. Следовательно, чтобы постоянная времени цепочки $R_9 C$ не превышала, например, половины паузы между импульсами, т. е. $\tau_9 = 1$ мкс, емкость должна быть не более

$$C < \tau_9 / R_9 = 1 \cdot 10^{-6} / 47 = 0,021 \cdot 10^{-6} \text{ Ф.}$$

Принята емкость $C = 0,02$ мкФ.

Если МТЯ должна производить запись единиц в подобные ей нагрузочные ячейки, то обмотки записи $\omega_{\text{вх}}$ этих ячеек должны создавать напряженность $H_m \geq 1,5$ А/см и число витков этих обмоток должно быть

$$\omega_{\text{вх}} \geq \frac{H_m l}{I_{\text{к max}}} = \frac{1,5 \cdot 0,535}{0,12} = 6,7 \text{ витка.}$$

Для надежности записи принято $\omega_{\text{вх}} = 10$ витков. Оценим времена $\tau_{\text{п.ф}}$, $\tau_{\text{р}}$ и $\tau_{\text{з.ф}}$. Статический коэффициент $\beta = 32$. Измеренные экспериментально параметры: $I_{\text{б1}} = 70$ мА; $f_{\alpha} = 2,18$ МГц; $f_{\alpha}' = 0,38$ МГц; $\alpha = 0,97$; $\alpha' = 0,64$.

Время переднего фронта

$$\tau_{\text{п.ф}} = \frac{1}{(1-\alpha) 2\pi f_{\alpha}} \ln \frac{\beta I_{\text{б1}}}{\beta I_{\text{б1}} - 0,9 I_{\text{к}}} = \frac{1}{(1-0,97) 2\pi \cdot 2,18 \cdot 10^6} \times \\ \times \ln \frac{32 \cdot 70}{32 \cdot 70 - 0,9 \cdot 120} = 0,08 \text{ мкс.}$$

Предположим, что ООС отсутствует, а напряжение смещения создается источником э. д. с. Тогда ток $I_{\text{б2}}$ в процессе выхода транзистора из насыщения определяется суммой э. д. с. помехи заднего фронта тактового импульса и напряжения смещения, а также сопротивлением база — эмиттер транзистора, равным приблизительно 68 Ом.

$$I_{\text{б2}} = \frac{E_{\text{п}} + U_{\text{см}}}{R_{\text{бэ}}} = \frac{0,22 + 0,35}{68} = 0,003 \text{ А.}$$

Время рассасывания без ООС

$$\tau_{\text{р}} = \frac{f_{\alpha} + f_{\alpha}'}{2\pi f_{\alpha} f_{\alpha}' (1-\alpha\alpha')} \ln \frac{\beta (I_{\text{б1}} - I_{\text{б2}})}{I_{\text{к}} - \beta I_{\text{б2}}} = \\ = \frac{(2,18 + 0,38) 10^6}{2\pi \cdot 2,18 \cdot 0,38 \cdot 10^{12} (1-0,97 \cdot 0,64)} \ln \frac{32(70-3)}{120-32 \cdot 3} = 4,6 \text{ мкс.}$$

Как видно, время $\tau_{\text{р}}$ без ООС недопустимо большое.

Учтем влияние ООС. Напряжение, до которого зарядится конденсатор, приблизительно равно падению на $R_{\text{э}}$ от коллекторного тока, т. е.

$$U_{\text{с}} = I_{\text{к max}} R_{\text{э}} = 0,12 \cdot 47 \approx 6 \text{ В.}$$

Следовательно, после перемagnификации сердечника и падения $E_{\text{б}}$ до нуля за счет напряжения $U_{\text{с}}$ появится базовый ток $I_{\text{б2}}$, величина которого достигнет значения

$$I_{\text{б2}} = U_{\text{с}} / R_{\text{бэ}} = 6/68 \approx 0,09 \text{ А.}$$

Этот ток проходит до тех пор, пока идет ток $I_{\text{к max}}$, т. е. в течение времени $\tau_{\text{р}}$, а потом спадает с постоянной времени $R_{\text{э}} C$ -цепочки. С учетом ООС время $\tau_{\text{р}}$ уменьшится:

$$\tau_{\text{р}} = \frac{(2,18 + 0,38) 10^6}{2\pi \cdot 2,18 \cdot 0,38 \cdot 10^{12} (1-0,97 \cdot 0,64)} \ln \frac{32(70-90)}{120-32 \cdot 90} = 1,4 \text{ мкс.}$$

Время заднего фронта с учетом ООС

$$\tau_{\text{з.ф}} = \frac{1}{(1-\alpha) 2\pi f_{\alpha}} \ln \frac{I_{\text{к}} - \beta I_{\text{б2}}}{0,1 I_{\text{к}} - \beta I_{\text{б2}}} = \frac{1}{(1-0,97) 2\pi \cdot 2,18 \cdot 10^6} \ln \frac{120-32 \cdot 90}{0,1 \cdot 120-32 \cdot 90} = \\ = 0,08 \text{ мкс.}$$

Следовательно, полное расчетное время записи

$$\tau_{\text{зап}} = \tau_{\text{п.ф}} + \tau_{\text{сч}} + \tau_{\text{р}} + \tau_{\text{з.ф}} = 0,08 + 0,4 + 1,4 + 0,08 = 1,96 \text{ мкс.}$$

На рис. 10.10 изображена осциллограмма коллекторного тока с нанесенными длительностями отдельных участков импульса. Запуск ячейки считывания производился тактовым импульсом $I_T = 1A$ при числе витов $\omega_T = 1$.

Осциллограмма показывает, что приведенные формулы дают уменьшенные значения τ_{ϕ} и $\tau_{\text{п.ф.}}$, завышенное значение τ_P по сравнению с экспериментально измеренными. Тем не менее приведенный пример иллюстрирует влияние ООС на сокращение времени τ_P .

Если принять в соответствии с осциллограммой $\tau_{\text{зап}} = 1,0$ мкс, то нагрузочная способность МТЯ по формуле (10.20)

$$n_{\text{доп}} = \frac{\tau_{\text{зап}}^2 I_{k \text{ max}} (E_k - U_{\text{кэ}})}{4\Delta\Phi(1 + \alpha_{\text{нп}})(H_0 \tau_{\text{зап}} + S_{\omega})l} - \frac{\omega_k}{\omega_{\text{вх}}} =$$

$$= \frac{1,0^2 \cdot 0,120 (15 - 0,6)}{4 \cdot 0,126 (1 + 0,05) (0,6 \cdot 1,0 + 0,32) 0,535} -$$

$$- \frac{10}{10} = 6,8 - 1 \approx 6 \text{ ячеек.}$$

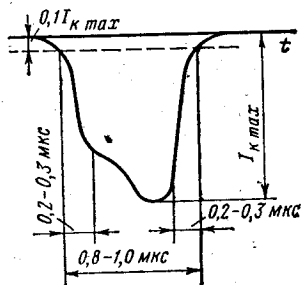


Рис. 10.10. Осциллограмма коллекторного тока МТЯ с ПОС в цепи коллектора и ООС в цепи эмиттера

§ 10.5. Применение магнитно-транзисторных ячеек в логических и других схемах

Основные логические операции И, ИЛИ и НЕ можно осуществлять на МТЯ по тем же структурным схемам, по каким их строят на МДЯ. Так, например, схемы НЕ и И можно получить из схем рис. 9.5 и 9.6, а, заменив в них МДЯ на МТЯ.

Однако МТЯ позволяют в ряде случаев создавать логические схемы на отличной от МДЯ основе, используя свойства активных элементов в цепях связи — транзисторов.

На рис. 10.11 показана схема совпадения И на МТЯ для двух входов. Схема представляет собой последовательно соединенные ячейки, число которых может быть больше двух и в общем случае равно числу входов. Работа осуществляется в два такта. Если в первом такте записывающие импульсы поступят во входные обмотки всех ячеек, то во втором такте при считывании все транзисторы откроются и в нагрузку будет послан импульс тока. Если же входной импульс не поступит хотя бы в одну из ячеек, то во время такта считывания импульс тока в нагрузку не появится, так как транзистор этой ячейки останется запертым. Таким образом осуществляется логическая операция $P = A \cdot B$.

В случае отсутствия импульса выходного коллекторного тока считывание *единиц* с сердечников, на которые предварительно были поданы входные импульсы, происходит без «помощи» обмоток ω_k . В этом заключается различие работы ячеек в схеме И (рис. 10.11) и рассмотренных ранее МТЯ. Поэтому обмотки считывания (тактовые обмотки) должны быть в состоянии полностью считывать *единицу* с указанных сердечников, в то время как в обычной МТЯ с ПОС эти обмотки могли

создавать лишь часть общей напряженности считывания H_m (основная часть этой напряженности создавалась обмоткой w_K).

Если считывание единицы окажется неполным, а на вход этой ячейки новый сигнал не поступит, то в следующем такте считывания транзистор данной ячейки откроется за счет э. д. с. «дочитывания» и может произойти ложная выдача информации.

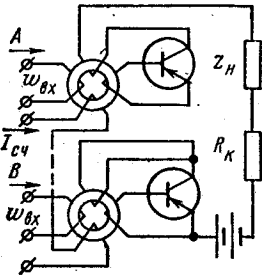


Рис. 10.11. Логическая схема И на МТЯ

Таким образом, условие надежной работы рассмотренной схемы И состоит в полном перемагничивании сердечников за счет одной лишь напряженности считывающей (тактовой) обмотки. В этом отношении работа ячеек в схеме напоминает работу МТЯ без ПОС.

Другой особенностью данной схемы И является пониженная нагрузочная способность за счет против э. д. с. всех обмоток w_K .

Несмотря на указанные недостатки, схема И, представленная на рис. 10.11, широко распространена, так как выгодно отличается от схем И, в которых используют обмотки запрета (например, от схемы рис. 9.6, а), тем, что допускает большой разброс параметров ферритов и транзисторов и не требует строгого совпадения во времени входных импульсов.

Чтобы пояснить последнее преимущество схемы рис. 10.11, рассмотрим простейшую схему запрета НЕ на одной ячейке (рис. 10.12, а), реализующую логическую операцию $P = A \cdot \bar{B}$.

Сигнал А, поступающий в обмотку $w_{вх}$, создает положительную запиывающую напряженность. Сигнал \bar{B} , поступающий в обмотку запрета $w_{зпр}$, создает отрицательную напряженность. Оба сигнала поступают

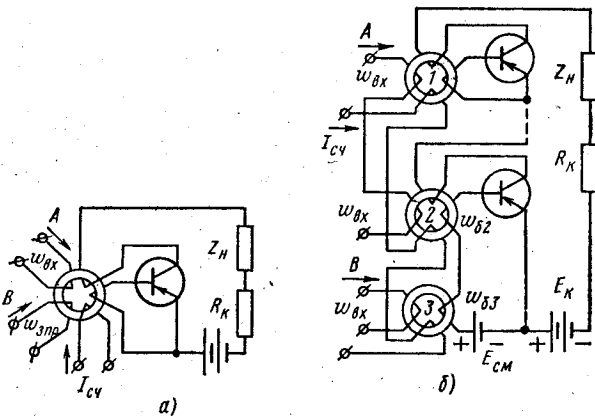


Рис. 10.12. Схемы одновременного (а) и разновременного (б) запрета на МТЯ

в первый такт. Если $B = 0$, то каждому сигналу $A = 1$ соответствуют запись *единицы* в первом такте и появление импульса в нагрузке во втором такте. Если $B = 1$, то записи в сердечник произойти не должно. Очевидно, что для надежного запрета импульс B должен начинаться раньше и кончаться позднее импульса A , а также превосходить импульс A по амплитуде. В этом заключается основной недостаток схем *одновременного запрета*, когда A и B одновременно действуют на один и тот же сердечник. Небольшие сдвиги импульсов во времени приводят к появлению ложной информации.

Для осуществления операции запрета целесообразнее применять схемы *разновременного запрета*, например, как на рис. 10.12, б. В этой схеме сигналы A и B могут подаваться с любым сдвигом относительно друг друга, лишь бы они предшествовали подаче считывающего импульса, последовательно проходящего по обмоткам ω_{c1} всех трех сердечников. Базовые обмотки ω_{b2} и ω_{b3} включены встречно, и напряжение эмиттер — база нижнего транзистора определяется разностью э. д. с. этих обмоток. Если $B = 0$, то сигнал $A = 1$ записывает *единицу* в сердечниках 1 и 2 и в такте считывания открываются оба транзистора. Если $B = 1$, то в сердечнике 3 тоже записывается *единица* и при считывании в обмотке ω_{b3} наводится э. д. с., направленная навстречу э. д. с. обмотки ω_{b2} . Нижний транзистор остается закрытым. Правильный выбор напряжения $E_{см}$, действующего согласнo с э. д. с. обмотки ω_{b3} при считывании *единицы* с сердечника 3, позволяет сделать работу схемы достаточно надежной.

§ 10.6. Магнитные шифраторы и дешифраторы

Эта группа схем в устройствах, работающих с информацией дискретного вида, относится к так называемым *избирательным* схемам. В общем случае избирательная схема имеет n входов и m выходов. Каждой комбинации входных сигналов соответствует только одна определенная комбинация выходных сигналов (импульсов).

Прежде чем рассмотреть принципы создания избирательных схем, остановимся на одном условном изображении сердечника с обмотками, называемом *зеркальным* (рис. 10.13, а, б). Этот способ удобно применять в сложных схемах, содержащих большое количество сердечников с большим количеством обмоток.

Обмотки изображают в виде косых штрихов в месте пересечения сердечника (вертикальная линия) с электрическим проводом (горизонтальная линия), причем направление штриха относительно сердечника и провода ($+45^\circ$ или -45°), указывает расположение начала и конца обмотки. Штрих, изображающий обмотку, располагают так, чтобы стрелка, указывающая направление тока в проводе, отражаясь от штриха, как от зеркала, указывала направление перемещения сердечника: в состоянии 1, если отражение происходит вверх, или в состоянии 0, если отражение происходит вниз.

Для нахождения направления э. д. с., наводящихся во всех обмотках, и токов, которые проходят в них, если обмотки замкнуты,

при подаче тока в одну из обмоток тоже используют правило зеркального отображения: если намагничивающий ток перемагничивает сердечник в состояние 1, то во всех обмотках наводятся такие э. д. с., которые создают токи (при замыкании обмоток), стремящиеся перемагнитить сердечник в состояние 0 (т. е. в противоположное состояние). На рис. 10.13, б показаны направление тока i_3 и полярность

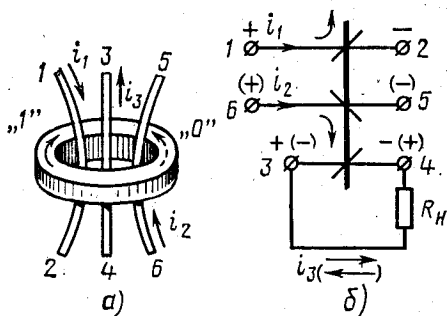


Рис. 10.13. Зеркальное изображение сердечника с обмотками

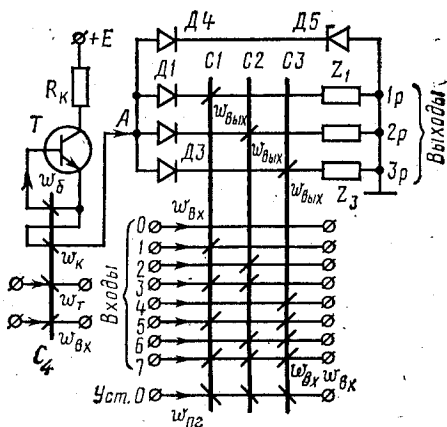


Рис. 10.14. Шифратор с выходом в двоичном коде

э. д. с. в обмотке 3-4, его вызывающая, при перемагничивании сердечника током i_1 (без скобок) и током i_2 (в скобках).

В устройствах автоматики и телемеханики часто возникает необходимость передавать по одному и тому же каналу связи различные команды (сообщения, сигналы). Для этого команды должны быть предварительно зашифрованы (закодированы). Существуют различные способы шифрования (путем изменения амплитуды, длительности, фазы, частоты импульсов и т. п.). Одним из способов является преобразование команд в соответствующие двоичные коды. Такой шифратор, рассчитанный на N команд, должен иметь $n = \log_2 N$ выходов (или ближайшее большее целое число).

Таблица 10.2

Входной сигнал	Выходной код $Z_2 Z_1 Z_0$
0	0 0 0
1	0 0 1
2	0 1 0
3	0 1 1
4	1 0 0
5	1 0 1
6	1 1 0
7	1 1 1

В шифраторах, реализующих такой способ, широко используются магнитно-диодные и магнитно-транзисторные элементы.

Шифратор. Рассмотрим шифратор (рис. 10.14) на восемь входов (команд), пронумерованных от 0 до 7. При подаче импульса на один из входов шифратор должен выдавать на выходе соответствующий ему двоичный код согласно табл. 10.2. Единице должен соответствовать импульс напряжения (тока) в нагрузке Z_1 , а нулю — небольшой

ток помехи. В основу схемы положен принцип работы переключательной магнитно-диодной ячейки (см. рис. 9.1, в).

Основой шифратора являются три сердечника $C1$, $C2$ и $C3$ (по числу двоичных разрядов выходного кода). Предварительно в обмотки подготовки $\omega_{\text{шг}}$ всех трех сердечников, соединенные последовательно, подается импульс, переводящий (как показывают косые штрихи) все сердечники в исходное состояние 0. Затем на один из восьми входов поступает импульс тока (команда), который, проходя по обмоткам $\omega_{\text{вх}}$, переводит тот или иной сердечник (в соответствии со штрихами-обмотками) в состояние 1. Например, импульс в шине 7 переводит в состояние 1 все три сердечника, в шине 3 — сердечники $C1$ и $C2$, а в шине 0 оставляет все сердечники в исходном состоянии 0. Одновременно в этот же такт импульс тока в обмотке $\omega_{\text{вх}}$ переводит сердечник $C4$ магнитно-транзисторной ячейки с положительной обратной связью (ср. рис. 10.4, а) в состояние 1.

После этого подачи тактового тока $I_{\text{т}}$ в обмотку $\omega_{\text{т}}$ за счет э. д. с. в базовой обмотке $\omega_{\text{б}}$ открывается транзистор T и появляется ток $I_{\text{н}}$, который с помощью элементов $R_{\text{н}}$, $D4$ и $D5$ (стабилитрон) поддерживает приблизительно неизменным напряжение между точкой A и массой.

Величина $U_{\text{ст}}$ и длительность τ импульса этого напряжения таковы, что соблюдается условие $U_{\text{ст}}\tau \approx \Delta\Phi\omega_{\text{вых}}$, т. е. противо-э. д. с. обмотки $\omega_{\text{вых}}$ уравнивает этот импульс, если сердечник перемagnичивается на $\Delta\Phi$ из состояния 0 в состояние 1, а это значит, что по нагрузке z , соединенной последовательно с этой обмоткой, пройдет лишь небольшой ток, определяемый напряженностью перемagnичивания, который соответствует нулю, на выходе. Если же сердечник к моменту подачи импульса напряжения $U_{\text{ст}}$ находится в состоянии 1, то обмотка $\omega_{\text{вых}}$ сможет создать лишь противо-э. д. с., определяемую значением $\Delta\Phi\alpha_{\text{нп}}$, и напряжение $U_{\text{ст}}$ почти целиком выделится на нагрузке, что соответствует единице на выходе шифратора.

Из сказанного следует, что при подаче, например, команды в шину 3 только обмотка сердечника $C3$ уравнивает $U_{\text{ст}}$, а обмотки сердечников $C1$ и $C2$ пропустят $U_{\text{ст}}$ на выход и на нагрузках z_3 , z_2 и z_1 появится код 011.

Дешифратор. Как следует из самого наименования, дешифраторы служат для расшифровки команд, поступающих на его вход в виде, например, двоичных кодов по каналу связи, и выработки управляющего сигнала *только на одном* из его выходов. В общем случае число входов дешифратора n равно числу разрядов двоичного кода, а число выходов 2^n .

Рассмотрим работу дешифратора (рис. 10.15) при $n = 3$, построенного на магнитно-диодных ячейках трансформаторного типа с запрещенного (ср. рис. 9.5). Основой схемы являются восемь (по числу выходов) дешифрирующих сердечников $C7—C14$. Каждый сердечник реализует схему запрета с тремя запрещающими обмотками $\omega_{\text{зпр}}$, и импульс э. д. с. в его выходной обмотке $\omega_{\text{вых}}$ появится только тогда, когда отсутствуют сигналы во всех трех запрещающих обмотках.

Входные сердечники $C1—C6$ дешифратора служат для получения

кода, обратного поступившему на вход дешифратора, т. е. кода, в котором нули поступившего кода заменены единицами.

Дешифрация кода производится в два такта: в первый такт (I_{T1}) код вводится и преобразуется в обратный. Одновременно в этот же такт осуществляется дешифрация кода, поступившего в предыдущий цикл работы дешифратора, во второй такт (I_{T2}) производится подготовка к дешифрации кода, поступившего в первый такт.

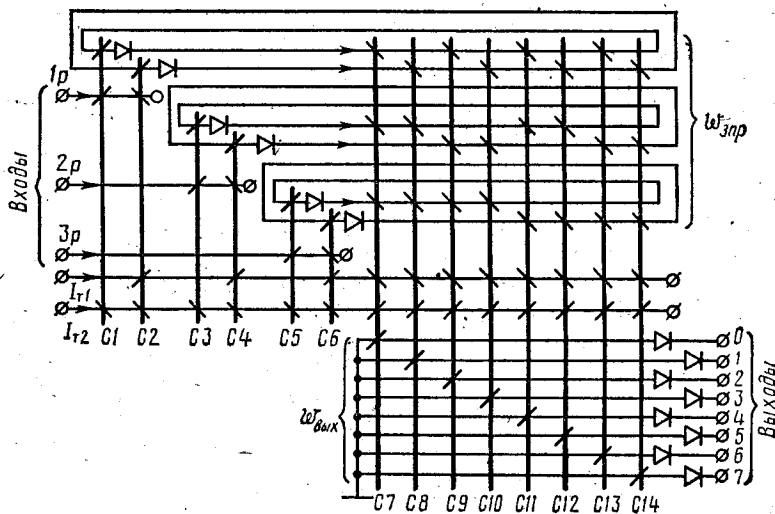


Рис. 10.15. Дешифратор двоичного кода на магнитно-диодных ячейках трансформаторного типа

Допустим, что на вход дешифратора поступил код 011. В это же время поступает тактовый импульс I_{T1} . Заметим, что в отличие от схем гл. 9 здесь этот тактовый импульс стремится перевести сердечники $C1$, $C4$, $C6$ в состояние 1, т. е. создает положительную напряженность.

Единицы первого (младшего) и второго разрядов кода переводят в состояние 1 сердечники $C1$ и $C3$ и запрещают тактовому импульсу перевести в это состояние сердечники $C2$ и $C4$. Отсутствие импульса (т. е. 0 в старшем разряде) приводит к тому, что сердечник $C5$ остается в состоянии 0, а сердечник $C6$ переключается тактовым импульсом I_{T1} в состояние 1.

Тактовый импульс I_{T2} стремится переключить сердечники $C7$ — $C14$ в состояние 1, а с сердечников $C1$ — $C6$ (как и в схемах гл. 9) считывает хранящуюся в них информацию. Поэтому единица, считываясь с сердечников $C1$, $C3$ и $C6$, создает запрещающие импульсы во всех сердечниках дешифратора, кроме $C10$, соответствующего выходу 3. Этот сердечник перемагничивается тактовым импульсом I_{T2} вверх.

В следующий цикл работы тактовый импульс I_{T1} считывает (как в обычных магнитно-диодных ячейках) записанную единицу с сер-

дечника $C10$ и наводимая в его выходной обмотке э. д. с. поступает на выход 3.

При увеличении разрядности дешифрируемого кода в дешифраторах, построенных по приведенному принципу, резко возрастает число сердечников. Сократить число сердечников и других элементов позволяют координатные дешифраторы, представляющие собой координатную сетку, во всех узлах пересечения кото-

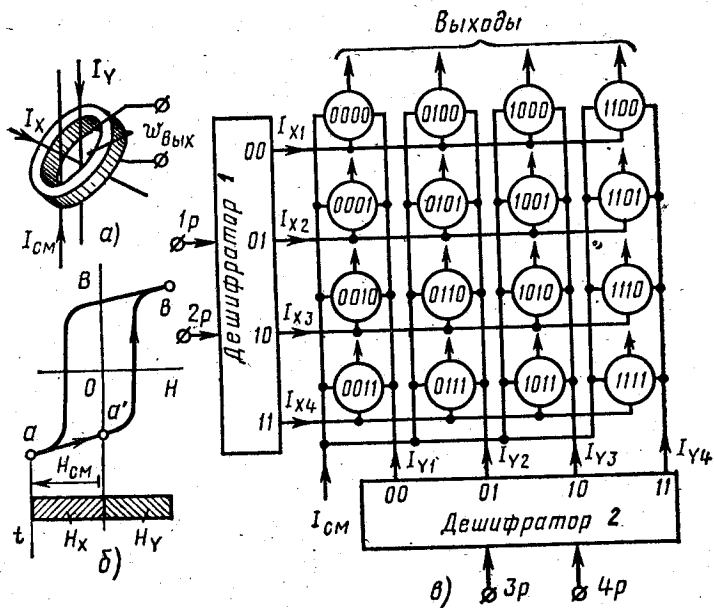


Рис. 10.16. Координатный дешифратор двойных кодов

рой включены схемы совпадения (схемы И), которые могут быть выполнены как на полупроводниковых, так и на магнитных элементах (магнитных ключах).

Магнитный ключ представляет собой кольцевой сердечник с тремя входными и выходной обмотками (рис. 10.16, а). В одну из обмоток подается постоянный ток смещения, намагничивающий сердечник до насыщения (точка a на рис. 10.16, б). Каждый из сигналов (токи I_x или I_y), поступающих в две другие обмотки, способен преодолеть напряженность, созданную током смещения. При этом изменение индукции невелико (от точки a до точки a') и в выходной обмотке наводится лишь э. д. с. помехи.

Если же одновременно поступают оба входных сигнала (I_x и I_y), то сердечник перемагничивается от точки a до точки b и в выходной обмотке наводится э. д. с., представляющая собой выходной сигнал.

Токи I_{x_i} и I_{y_j} подаются на координатный дешифратор от двух дешифраторов обычного, рассмотренного ранее типа. Дешифратор на рис. 10.16, в расшифровывает четырехразрядные коды, причем два

младших разряда (2р и 1р) подаются через дешифратор 1, а два старших (4р и 3р) — через дешифратор 2. Из рисунка видно, что любому коду соответствует сердечник только одного магнитного ключа, в котором совпадут сигналы I_{X_i} и I_{Y_j} и с которого поступит сигнал на выход. В кружках, изображающих магнитные ключи, написаны коды, при которых данный ключ дает сигнал на выходе.

Глава 11. Элементы магнитных запоминающих устройств

§ 11.1. Матричные системы памяти

В любой электронной цифровой управляющей или вычислительной машине имеется устройство, в котором некоторое время хранится (запоминается) дискретная информация, выраженная кодом, состоящим из *нулей и единиц*. Такие устройства называют *запоминающими устройствами* (ЗУ).

Магнитная память является основным видом памяти электронных управляющих и вычислительных машин, что объясняется такими ее преимуществами, как сохранение информации неограниченное время без необходимости ее восстановления и затраты энергии, высокая надежность и большой срок службы, небольшие габариты и низкая стоимость хранения информации.

Качество ЗУ характеризуется рядом показателей; из них основными являются *емкость и быстродействие*.

Для характеристики емкости ЗУ используют термины: бит и байт.

Бит — двоичный разряд, т. е. *нуль* или *единица*.

Байт — восьмиразрядное двоичное число, т. е. байт состоит из восьми битов. Многие модели ЭВМ оперируют с числами, содержащими 8, 16, 24 или 32 бита (т. е. 1, 2, 3 или 4 байта).

Обычно емкость ЗУ измеряется в *килобайтах* (обозначается буквой К), причем в отличие от общепринятого значения приставки *кило* — тысяча $1К = 2^{10} = 1024$ байта.

Быстродействие характеризуется *временем обращения*, т. е. временем, необходимым для отыскания нужной ячейки ЗУ и записи в нее или считывания (выборки) из нее информации.

Требования емкости и быстродействия противоречивы. ЗУ подразделяют на *оперативные* (внутренние), обладающие малым временем обращения (от нескольких микросекунд до долей микросекунды) и относительно небольшой емкостью (от нескольких килобайт у малых ЭВМ до десятков и сотен килобайт у больших, причем оперативная память в современных ЭВМ может наращиваться блоками по 64, 128 и 256 К), и *внешние*, время обращения которых может достигать нескольких минут, а емкость — нескольких миллионов байт.

Магнитные оперативные запоминающие устройства (МОЗУ) состоят из основной, запоминающей части (*накопителя*) и дополнительных устройств, включающих дешифраторы адресов (номеров) отдельных ячеек памяти, формирователи адресных токов, уси-

лители выходных импульсов при считывании информации из ячеек памяти и т. п. В настоящей главе рассмотрены магнитные элементы накопителей оперативных ЗУ.

В магнитных элементах МОЗУ, как и в логических магнитных элементах, остаточная индукция $+B_r$, соответствует «запомненной» единице, а индукция $-B_r$ — нулю.

Допустим, что необходимо создать ЗУ на N чисел по n разрядов каждое.

Из набора сердечников, количество которых равно произведению Nn , можно создать такое ЗУ.

Однако для записи и считывания информации с такого набора сердечников требуется не менее Nn управляющих проводов (по одному на каждый сердечник) и схема управляющего устройства получается слишком громоздкой. С целью упрощения аппаратуры управления ЗУ сердечники собирают в матрицы (рис. 11.1).

На рис. 11.1, б приведены девять сердечников, собранных в плоскую квадратную матрицу. Число управляющих или, как их часто называют, адресных, координатных или селективирующих проводов для управления матрицей сокращается до $2\sqrt{N}$, где N — число сердечников в матрице. Это преимущество матричного расположения сердечников проявляется тем сильнее, чем больше N . Если число сердечников в столбце и в строке равно, например, 64, то емкость такой матрицы $64 \times 64 = 4096$ бит, а количество управляющих проводов — лишь 128.

На рис. 11.1, б показаны три горизонтальных адресных провода X_1 , X_2 и X_3 и три вертикальных Y_1 , Y_2 и Y_3 , которые образуют одновитковые обмотки-шины и служат как для считывания, так и для записи информации в зависимости от направления токов, посылаемых управляющим устройством.

Работа матричных ЗУ основана на принципе совпадения токов, который состоит в следующем.

В адресную шину от управляющего устройства может быть подан импульс тока, создающий напряженность $H_x = H_m/2$, которая не превышает коэрцитивной силы H_c . Поэтому все сердечники, наведенные на эту шину, перемагничиваются по частным циклам, например от $+B_r$ до точки a при считывании единицы или от $-B_r$ до точки b при записи (рис. 11.1, а), и почти не изменяют начального состояния после прекращения импульса.

Если одновременно с током в горизонтальной шине подан импульс тока в одну из вертикальных шин, также создающих напряженность $H_y = H_m/2$, то сердечник, находящийся на пересечении этих шин, окажется под воздействием суммарной напряженности, равной H_m . В зависимости от направления напряженности произойдет либо считывание информации с этого сердечника, либо запись в него единицы.

При записи нуля импульсы напряженностей H_x и H_y совпадают во времени, но поданный в это же время импульс запрета $H_{впр}$ (обмотка запрета показана пунктиром) не позволяет сердечнику перемагнититься и он остается в состоянии нуля (рис. 11.1, а). Подавая считывающие импульсы тока в шины X и Y в разных сочетаниях, можно

опросить любой сердечник матрицы и получить информацию о записанных нуле или единице в виде э. д. с. E_0 или E_1 (см. рис. 8.4, з), которая наведется в выходной обмотке-шине, проходящей через все сердечники матрицы. (На рис. 11.1, б шины X_2 и Y_3 опрашивают зачерненный сердечник.)

В одной матрице устройства запоминаются цифры какого-либо одного разряда для всех N чисел. Если в числах n разрядов, то для

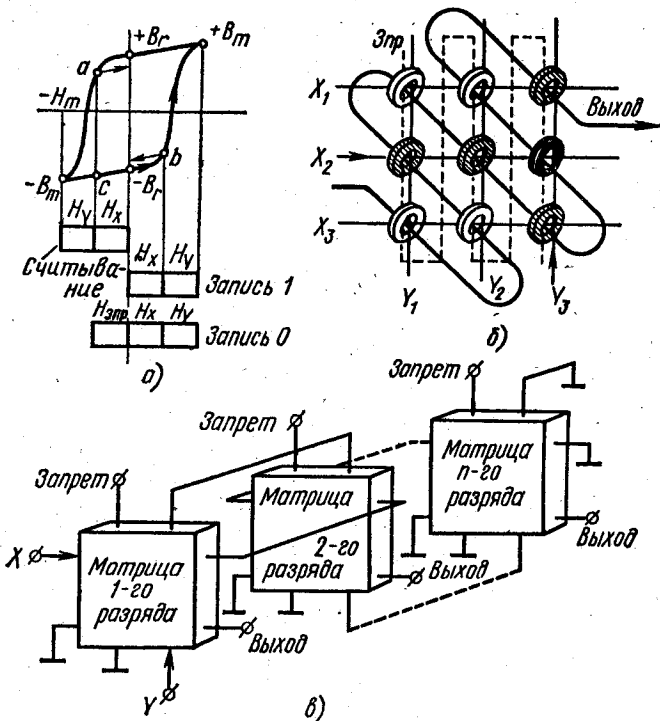


Рис. 11.1. Матричное запоминающее устройство типа 3D:

а — принцип работы; б — сердечники с обмотками; в — магнитный куб

их запоминания n матриц объединяют в магнитный накопитель (магнитный куб), емкость которого, таким образом, составляет N чисел по n разрядам каждое (рис. 11.1, в), или Nn бит. Например, при $n = 8$ и $N = 4096$ емкость накопителя равна 4К. (Строго говоря, каждый байт содержит еще один, служащий для контроля работы ЗУ, девятый разряд, к которому пользователь ЭВМ доступа не имеет. Поэтому число матриц в таком накопителе не восемь, а девять.)

Выходная шина и шина запрета прошивают все сердечники одной матрицы. Поэтому общее число каждой из этих систем шин равно числу матриц n .

Одноименные адресные шины X и Y всех матриц соединены последовательно (рис. 11.1, а) и прошивают все сердечники, находящиеся в одном и том же месте (адресе) у всех матриц, где хранятся цифры разрядов, принадлежащих одному числу.

Поэтому, когда считывающие импульсы тока подаются в какую-либо пару шин X_i и Y_i , на выходных обмотках появляется параллельный код числа, т. е. двоичные цифры всех разрядов числа, которое хранилось в ЗУ.

Сердечник, с которого напряженностью H_m^* считана информация, называют **выбранным**. Однако остальные сердечники, расположенные на тех шинах X и Y , в которые подаются импульсы тока с напряженностью $H_m/2$, перемагничиваясь по частным циклам, наведут в выходной шине э. д. с. помехи. Эти э. д. с., складываясь, могут значительно превзойти э. д. с. выбранного сердечника и исказить информацию. Для компенсации э. д. с. помехи этих **полувыбранных** сердечников (заштрихованы на рис. 11.1, б) выходную шину пропускают по диагоналям матрицы так, чтобы два соседних сердечника по горизонтали или вертикали пронизывались выходной шиной в противоположных направлениях. Тогда равные э. д. с. с каждой пары таких сердечников, перемагничивающихся, например, по частным циклам от $+V$, до a , взаимно компенсируются. Но и это не обеспечивает полной компенсации вследствие разброса параметров сердечников и потому, что э. д. с. помехи сердечников, хранящих *единицу*, отличается от э. д. с. помехи сердечников, хранящих *ноль*. В самом деле, помеха первых сердечников определяется изменением индукции от $+V$, до a , а вторых — от $-V$, до c . Эти изменения индукции различны; значит, отличаются и э. д. с. помехи.

Поскольку для записи информации в МОЗУ этого типа каждый сердечник прошит тремя управляющими проводами (X , Y и проводом запрета), данное МОЗУ называют *трехмерным* или 3D (от слова dimension — измерение).

Общее число управляющих проводов, прошивающих сердечники такого МОЗУ, равно сумме шин X , Y и n проводов запрета, т. е.

$$F_{3D} = 2\sqrt{N} + n.$$

Недостатками МОЗУ типа 3D можно считать следующие:

1) необходим тщательный подбор сердечников с возможно более близкими параметрами; причем для уменьшения помех полувыбранных сердечников петля гистерезиса должна быть возможно ближе к прямоугольной;

2) в диагонально расположенной выходной шине при считывании *единицы* наводится либо положительная, либо отрицательная э. д. с. в зависимости от того, в каком направлении эта шина пронизывает сердечник матрицы (слева вниз или справа вверх). Поэтому на выходе матрицы ставят устройства, переводящие все сигналы в одну полярность, и отличать *единицу* от *нуля* можно только по амплитуде сигнала, а не по его полярности;

3) время выборки информации из матричного МОЗУ не может

быть меньше некоторой величины, определяемой H_m [ср. (8.15)], которая, в свою очередь, не может превышать $2H_c$, так как иначе полувыбранные сердечники начнут перемагничиваться полностью.

§ 11.2. Выбор сердечников и режима их перемагничивания для МОЗУ, работающих по принципу совпадения токов

Из описания работы матричных ЗУ видно, что их качество в значительной степени определяется величиной изменения индукции в сердечнике под действием поля $H_m/2$ по сравнению с величиной изменения индукции под действием поля H_m . Количественно работу сердечника в матричном ЗУ можно оценить с помощью коэффициента квадратности (рис. 11.2, а), который согласно действующей нормали на ферриты с прямоугольной петлей гистерезиса определяют по формуле

$$K = \frac{B\left(-\frac{2}{3}H_c\right)}{B\left(\frac{4}{3}H_c\right)}. \quad (11.1)$$

Чем ближе к единице величина K , тем «квадратнее» петля гистерезиса и меньше величина помех от полувыбранных сердечников.

В § 1.3 было показано, как соотношение напряженностей H_1 и H_2 зависит от геометрической формы сердечника:

$$H_2/H_1 = r_2/r_1,$$

где r_2 и r_1 — наружный и внутренний радиусы сердечника.

Из этого равенства следует, что для повышения устойчивости работы матричного ЗУ лучше применять сердечники в виде коротких тонкостенных трубок с достаточно близкими радиусами r_2 и r_1 , чем в виде плоских колец, при одинаковых сечениях тех и других.

Коэффициент квадратности определяют по петле гистерезиса, снятой в статическом режиме работы. Для оценки работы сердечников в ЗУ более правильно использовать параметры, снятые в импульсном режиме работы.

Излагаемая далее программа испытаний сердечников составлена для этого режима.

На сердечники в МОЗУ могут действовать различные комбинации импульсов полной и половинной амплитуд. Рассмотрим их действие на сердечник с идеализированной петлей гистерезиса (рис. 11.2, а). При считывании или записи в данный сердечник импульсы полной амплитуды перемагничивают его из любого состояния и доводят индукцию до значений $\pm B_m$. С окончанием импульса рабочая точка сердечника переходит в точку 1 или 0. Предположим, что в сердечник была записана 1. После этого сердечник может неоднократно находиться в состоянии полувыбранного, подвергаясь действию серии импульсов половинной амплитуды (полуимпульсов), и лишь затем с него произойдет считывание кода. Под действием серии указанных полуимпульсов рабочая точка сердечника окажется в точке *разрушен-*

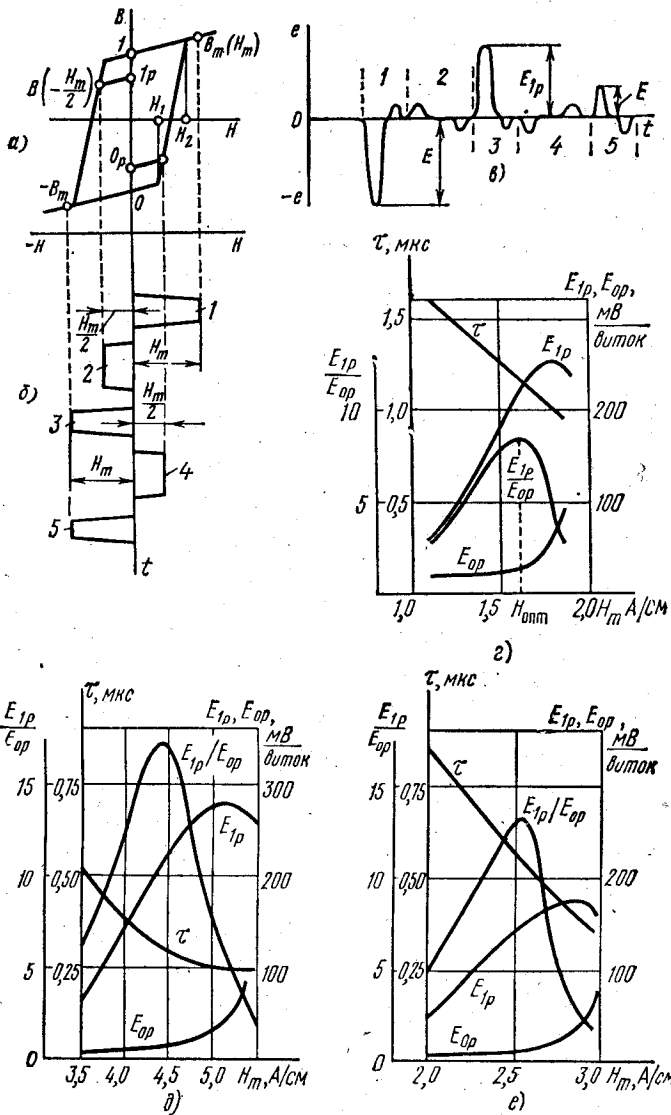


Рис. 11.2. Метод испытания и характеристики сердечников МОЗУ:

а — перемещение рабочих точек; б — программа импульсов; в — осциллограмма; характеристики феррита: г — 1,3ВТ; д — 4ВТ; е — 2ВТ

ной единицы 1_p . Однако эксперименты показали [2.11], что основное смещение рабочей точки происходит под действием первого полуимпульса; под действием следующих полуимпульсов этой же полярности рабочая точка постепенно приближается к точке 1_p как к пределу и

дальнейшего перемещения частных циклов к началу координат не наблюдается.

Таким образом, к моменту считывания единицы с помощью полного импульса $-H_m$ может оказаться, что э. д. с. в выходной обмотке будет соответствовать перемагничиванию сердечника до $-B_m$ лишь от точки 1_p , а не от точки 1.

Аналогичные процессы происходят и с кодом 0.

Исходя из изложенного для испытания сердечников МОЗУ можно рекомендовать программу импульсов, показанную на рис. 11.2, б.

В этой программе первый импульс переводит сердечник в состояние 1, второй — разрушает 1, третий считывает 1_p и переводит сердечник в состояние 0, четвертый разрушает 0, пятый считывает 0_p .

Так как переходные процессы замедляются при меньших напряженностях, для достижения устойчивости разрушенных точек 1_p и 0_p необходима более продолжительная длительность полумпульсов.

Испытания проводят на установке, подобной изображенной на рис. 8.2. Осциллограмма э. д. с. имеет вид, показанный на рис. 11.2, в, где E_{0p} — амплитуда сигнала помехи при выборке 0_p ; E_{1p} — амплитуда полезного сигнала при выборке 1_p ; а цифрами 1, 2, 3, 4 и 5 отмечены отрезки времени, в течение которых действуют соответствующие импульсы.

Для определения оптимального режима работы перемагничивание осуществляют при различных значениях напряженности H_m .

На рис. 11.2, г для феррита 1,3ВТ с размерами $2,0 \times 1,4 \times 0,9$ мм³ приведены зависимости E_{1p} и E_{0p} от H_m , а также зависимости отношения E_{1p}/E_{0p} и времени перемагничивания τ , определенного на уровне $0,1 E_{1p}$, от H_m для случая, когда полумпульсы равны $0,5 H_m$.

Оптимальной напряженностью $H_{\text{опт}}$ является такая напряженность H_m (и соответственно $H_m/2$), при которой отношение E_{1p}/E_{0p} будет наибольшим (рис. 11.2, г), т. е. оптимальная напряженность имеет место при наибольшем отличии по амплитуде сигнала 1_p от сигнала 0_p в процессе считывания информации.

Некоторые результаты испытаний ферритов по программе (рис. 11.2, б), проведенных в ИТМ и ВТ АН СССР [2.1], даны в табл. 11.1.

Таблица 11.1

Марка феррита	Размеры кольцевого сердечника, мм ³	$H_{\text{опт}}$, А/см	$I_{\text{опт}}$, А	E_{1p} , мВ/виток	E_{1p}/E_{0p}	τ , мкс
1,3ВТ	$2,0 \times 1,4 \times 0,9$	1,60	0,85	220	8,5	1,15
2ВТ	$1,4 \times 1,0 \times 0,6$	2,55	0,96	140	13,0	0,55
4ВТ	$1,4 \times 1,0 \times 0,6$	4,38	1,65	200	17,0	0,30
3ВТ	$1,0 \times 0,7 \times 0,35$	3,55	0,92	80	7,2	0,48
5ВТ	$0,6 \times 0,4 \times 0,13$	5,40	0,85	45	7,6	0,22
101П-6	$0,6 \times 0,4 \times 0,13$	5,40	0,85	45	9,6	0,19
7ВТ	$0,5 \times 0,35 \times 0,12$	7,50	1,00	40	14,0	0,17

Применяют и другие варианты программы испытаний, в частности программу с полумпульсами, равными $0,6H_m$.

Из табл. 11.1 видно, что наибольшим быстродействием обладают сердечники из феррита 7ВТ, используя которые можно создать МОЗУ со временем обращения до 0,5 мкс. Однако и величина напряженности $H_{опт}$ для этого феррита наибольшая. Поэтому от источников импульсов требуется повышенная мощность. Кроме того, с увеличением $H_{опт}$ увеличивается и нагрев сердечников (см. § 8.4). С точки зрения экономичности наиболее выгодны сердечники из феррита 1,3ВТ, не смотря на то, что они имеют меньшее отношение $E_{1p}/E_{ор}$.

Пониженное значение сигнала I_p по сравнению с 1 и возросшее значение сигнала 0 по сравнению с 0 приводят к дополнительным трудностям распознавания сигналов *единицы* и *нуля* при считывании на фоне помех от полувыбранных сердечников. Поэтому дополнительно к конструктивному приему (диагональная прошивка матрицы выходной обмоткой) для улучшения распознавания этих сигналов на фоне помех используют прием их разделения во времени. Он основан на том, что при подаче считывающих импульсов в адресные шины (рис. 11.3, а) максимум суммарной э. д. с. помехи полувыбранных сердечников $\Sigma e_{п}$ и э. д. с. выбранного сердечника при считывании с него нуля $e_{ор}$ наводятся на участке фронта t_{ϕ} считывающих импульсов, а максимум э. д. с. выбранного сердечника при считывании с него единицы e_{1p} отстает от t_{ϕ} из-за влияния магнитной вязкости (рис. 11.3, б). С целью отсеечения как помехи $e_{ор}$, так и помехи $\Sigma e_{п}$, которая может даже превышать амплитуду сигнала e_{1p} , в усилитель считывания введена схема совпадения И, на один из входов которой подается стробирующий импульс (рис. 11.3, в). Усилитель (рис. 11.3, г) состоит из выпрямителя В (он необходим, так как из-за диагональной прошивки сердечников сигнал $e_{вых}$ может иметь разную полярность), широкополосного усилителя, работающего в линейном режиме, и схемы И.

Так как стробирующий импульс подается в тот момент времени, когда сигнал e_{1p} имеет еще достаточно большое значение, а помехи $\Sigma e_{п}$ и $e_{ор}$ падают почти до нулевого значения, на выходе усилителя при считывании 1 сигнал появится, а при считывании 0 этого сигнала не будет.

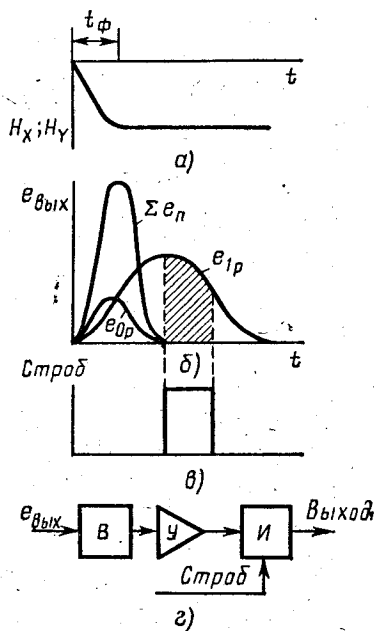


Рис. 11.3. Выделение сигналов на фоне помех:

а — считывающие адресные импульсы; б — э. д. с. в выходной обмотке; в — стробирующий импульс; г — структурная схема усилителя считывания

§ 11.3. Запоминающее устройство типа 2D (с линейным выбором)

Недостатки, присущие трехмерному МОЗУ (типа 3D) и отмеченные в пп. 1 и 3 § 11.1, отсутствуют в МОЗУ, называемом **двумерным** или 2D.

В запоминающих устройствах этого типа каждому из N запоминаемых чисел соответствует своя адресная шина с нанизанными на нее сердечниками (рис. 11.4, а), причем сердечник 1 соответствует

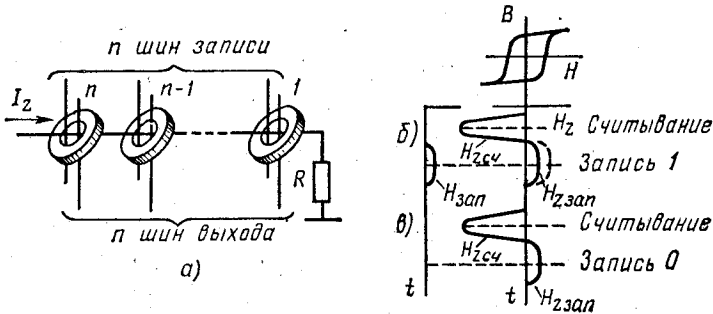


Рис. 11.4. МОЗУ типа 2D с одним сердечником на бит:
а — числовая линейка; б — считывание и запись 1; в — считывание и запись 0

младшему, а n — старшему разряду числа. Адресная шина с сердечниками образует **числовую линейку** (отсюда название ЗУ — с линейным выбором). Для обращения к ячейке памяти, образованной такой линейкой, в адресную шину подается двуполярный импульс тока I_z . Первый импульс, создающий напряженность считывания $H_{zcч}$, создает в сердечниках отрицательную напряженность (рис. 11.4, б и в) и считывает информацию. При этом на выходных шинах появляется параллельный код хранимого числа, причем **единицам** соответствует относительно большая амплитуда импульса э. д. с., а **нулям** — э. д. с. помехи. Для записи числа используется второй импульс $H_{zзап}$, создающий напряженность $H_m/2$, не превышающую H_c и не достаточную для перемагничивания сердечников линейки. При этом, если в данном разряде надо записать 1, то одновременно с $H_{zзап}$ в шину записи подается импульс, создающий напряженность $H_{zзап} = H_m/2$. Складываясь, эти импульсы создают напряженность H_m , записывающую в сердечник данного разряда 1. Если в данном разряде надо записать 0, то импульс в шину записи не подается и сердечник, находящийся лишь под действием $H_{zзап}$, остается в состоянии 0, в которое он был переведен импульсом считывания $H_{zcч}$.

Так как ток I_z воздействует на сердечники только своей линейкой и не влияет на сердечники соседних линеек, при считывании отсутствуют полувыбранные сердечники и, следовательно, в выходных обмотках, хотя каждая из них и прошивает сердечники одного разря-

да всех N линеек, э. д. с. помехи не наводятся. Это позволяет создавать в сердечниках линеек напряженность $H_{зсч}$, значительно превышающую пороговую, и тем самым ускорять процесс считывания, а значит, сокращать время обращения к такому ЗУ. Кроме того, такой форсированный режим считывания увеличивает амплитуду выходного сигнала в 5—10 раз по сравнению с МОЗУ типа 3D (ср. рис. 8.4, г).

Отсутствием полувыбранных сердечников в режиме считывания и объясняется тот факт, что МОЗУ типа 2D свободны от некоторых недостатков, присущих МОЗУ типа 3D. Заметим, однако, что в режиме записи 1 используется принцип совпадения токов. Поэтому ток в разрядной шине, прошивающей, как и выходная обмотка, сердечники одного из разрядов всех числовых линеек, воздействует не только на сердечник линейки, в которую записывается информация, но и сердечники остальных линеек. Поэтому напряженность H_m в режиме записи, как и в МОЗУ типа 3D, не может превышать $2H_c$, а значит, время записи не может быть произвольно уменьшено (ср. п.3 в § 11.1).

Оценим общее количество управляющих проводов МОЗУ типа 3D. Оно складывается из N проводов числовых линеек и n разрядных проводов записи, т. е.

$$F_{2D} = N + n. \quad (11.2)$$

В заключение отметим, что шина записи и выходная шина могут быть заменены одним проводом. При считывании в нем наводится выходная э. д. с. и он подключается к усилителю, а при записи 1 в него подается разрядный ток, создающий напряженность $H_{зап}$.

§ 11.4. МОЗУ типа 2D с координатными трансформаторами и двумя сердечниками на бит

Для сокращения электронной управляющей аппаратуры, связанной с подачей адресного тока лишь в одну из N числовых линеек, может быть использован магнитный дешифратор, собранный на сердечниках с ППГ и образующий матрицу, подобную изображенной на рис. 11.1, б (ср. рис. 10.16).

Перемагничивание сердечника этой матрицы производится, как и в МОЗУ типа 3D, посылкой импульсов тока в вертикальную и горизонтальную адресные шины, а возвращение в исходное состояние — под действием постоянного смещения. Каждый сердечник, называемый координатным трансформатором, имеет кроме обмоток X и Y петлеобразную обмотку Z , которая является вторичной для координатного трансформатора.

Обмотка Z с сердечниками играет роль числовой линейки (ср. рис. 11.4). Процесс перемагничивания координатного трансформатора происходит по принципу совпадения токов, но при этом замедляется вторичным током в обмотке Z трансформатора (ср. § 8.6). Ускорение процесса достигается за счет начального смещения, осу-

существляемого постоянным током $I_{см}$ (рис. 11,5, а). Напряженность смещения и напряженности координатных шин выбирают так, чтобы при $H_X = H_Y$ соблюдались условия:

$$\left. \begin{aligned} H_Y - H_{см} &= H_X - H_{см} \leq H_c; \\ H_X + H_Y - H_{см} &> H_{см}. \end{aligned} \right\} \quad (11.3)$$

Первое условие означает, что полувыбранные координатные трансформаторы не будут перемагничиваться и, следовательно, в обмотках

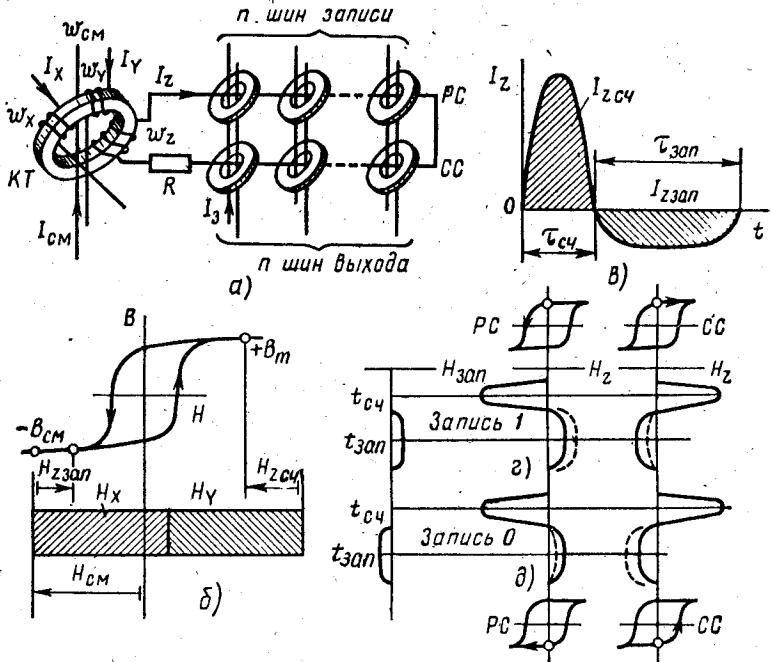


Рис. 11.5. МОЗУ типа 2D с двумя сердечниками на бит: а — сердечники с обмотками; б — работа координатного трансформатора; в — форма тока I_z ; г — считывание и запись 1; д — считывание и запись 0

этих трансформаторов не будут проходить токи. Второе условие означает, что перемагничивание координатного трансформатора под действием импульсов тока в адресных шинах будет более энергичным, чем обратное перемагничивание под действием $H_{см}$, когда импульсы в адресных шинах прекращаются.

За счет энергичного перемагничивания «вверх» под действием адресных токов и обратного земагнетного перемагничивания в обмотке w_z выбранного координатного трансформатора наводится двуполярный импульс э. д. с. При этом первый импульс короче второго, но больше по амплитуде, как это следует, например, из (8.23).

Под действием этого двуполярного импульса э. д. с. в шине Z проходит двуполярный импульс тока, создающий $H_{Z\text{сч}}$ и $H_{Z\text{зап}}$ (рис. 11.5, в), как это необходимо для работы МОЗУ 2D.

Рассмотрим теперь влияние хранящегося в ячейке памяти числа на работу этой ячейки.

Ток I_Z зависит от сопротивления цепи Z , а оно определяется кодом числа, записанного в числовой линейке. В самом деле, при считывании кода сердечники, в которых была записана единица, перемагничиваясь на $2B$, и создавая э. д. с. в шине Z , окажут току I_Z сопротивление, в десятки раз большее, чем сердечники, с которых считывается ноль. Так как код числа может быть самым различным, сопротивление цепи Z может изменяться в десятки раз.

Стабилизировать сопротивление цепи Z и значение тока в ней можно введением достаточно большого балластного сопротивления. Такие системы запоминающих устройств называют системами 2D с одним сердечником на бит. Однако дополнительная мощность потерь в балластных сопротивлениях значительно снизит к. п. д. устройства.

Для стабилизации сопротивления цепей Z в запоминающем устройстве, разработанном в ИТМ и ВТ АН СССР, применены стабилизирующие сердечники $СС$, число которых равно числу основных рабочих сердечников в РС (см. рис. 11.5, а). Каждая пара, состоящая из рабочего и стабилизирующего сердечников и образующая запоминающий элемент, прошивается записывающей и выходной обмотками-шинами определенного разряда запоминаемого числа и находится в одном и том же состоянии: или 1, или 0. Эти системы называют 2D с двумя сердечниками на бит.

Шина Z прошивает рабочие сердечники в одном направлении, а стабилизирующие — в противоположном. Поэтому когда импульс тока I_Z создает в рабочих сердечниках, например, отрицательную напряженность, в стабилизирующих тот же импульс создает положительную напряженность. В результате, если, например, в паре сердечников записана 1, то импульс тока I_Z перемагнитит рабочий сердечник от $+B_r$ до $-B_m$, а стабилизирующий — от $+B_r$ до $+B_m$ (рис. 11.5, в). Рабочий сердечник окажет току большое сопротивление, а стабилизирующий — малое. Если же в паре сердечников записан 0, то (рис. 11.5, д) по полному циклу перемагничивается стабилизирующий, а по частному — рабочий сердечник, так что сумма сопротивлений, оказываемых току I_Z парой сердечников, остается постоянной и не зависящей от кода. Очевидно, что и полное сопротивление цепи Z , определяемое суммой сопротивлений всех пар сердечников, тоже не будет зависеть от записанного кода.

Однако сопротивление цепи Z резко падает с момента, когда перемагничивание сердечников линейки закончится. Если к этому моменту координатный трансформатор полностью не перемагнитится (для надежной работы его коэффициент потери потока должен быть меньше единицы, как и в логических схемах, проанализированных в гл. 9), то на этапе «дочитывания» ток I_Z резко возрастет, уменьшится напряженность H_m координатного трансформатора и процесс «до-

читывания» может затянуться. Для предотвращения этого явления необходимо активное сопротивление самой шины Z сделать не меньше некоторой определяемой расчетом величины.

Аналогичное явление происходит и в цепях Z полувыбранных координатных трансформаторов, где сопротивление цепи Z также невелико и по шинам Z возможно прохождение тока помехи I_{zn} . Если этот ток не ограничить, то он вызовет частичное перемагничивание рабочих и стабилизирующих сердечников и, следовательно, появление помехи в выходных обмотках. Таким образом, для нормальной работы полувыбранных координатных трансформаторов сопротивление самой шины Z не должно быть меньше некоторой величины, но оно примерно на порядок меньше, чем балластное сопротивление в системах с одним сердечником на бит.

Рассмотрим работу запоминающего элемента, состоящего из рабочего и стабилизирующего сердечников, в процессе записи и считывания информации.

Предположим, что в элемент памяти надо записать *единицу*. Для этого в момент $t_{\text{зап}}$ в шину записи подается импульс тока, создающий напряженность $H_{\text{зап}}$. Эта напряженность не должна превышать H_c , так как в противном случае перемагнитятся сердечники других числовых линеек, прошитые обмоткой записи. Обычно $H_{\text{зап}} = (0,20 \div \div 0,25) H_m$. Первая полуволна I_z создает напряженность $H_{Z\text{сч}}$ и переводит PC в состояние 0, а CC — в состояние 1, в каком бы состоянии они до этого ни находились. Напряженность $H_{\text{зап}}$ складывается с напряженностью полуволны $H_{Z\text{зап}}$ в PC и вычитается из $H_{Z\text{зап}}$ в CC (пунктирные кривые на рис. 11.5, *в*), в результате чего в PC записывается 1, а CC остается в состоянии 1. Такое состояние пары сердечников соответствует запомненной *единице*.

Если надо записать *нуль*, то подается импульс тока записи противоположной полярности (рис. 11.5, *д*). Напряженность $H_{\text{зап}}$, взаимодействуя с напряженностью второй полуволны $H_{Z\text{зап}}$, переводит CC в состояние 0, а PC остается в состоянии 0, в которое он был переведен импульсом напряженности $H_{Z\text{сч}}$ в момент выборки. Положение, когда оба сердечника находятся в состоянии 0, соответствует запомненному *нулю*.

При необходимости выбрать из МОЗУ некоторое число с помощью координатных шин перемагничивают нужный координатный трансформатор, который посылает в числовую линейку импульс $H_{Z\text{сч}}$. Если в паре сердечников была записана 1, то в момент $t_{\text{сч}}$ PC перемагничивается «вниз», а CC остается в состоянии 1; в выходной обмотке наводится импульс э. д. с. Если же в паре сердечников был записан 0, то в момент $t_{\text{сч}}$ PC остается в состоянии 0, а CC перемагничивается «вверх» и, следовательно, в выходной обмотке наводится импульс э. д. с. *противоположной* полярности.

Важно отметить, что ввиду весьма незначительного уровня помех от тех сердечников числовых линеек, которые соответствуют полувыбранным координатным трансформаторам, нет необходимости прошивать сердечники выходной обмоткой по диагонали в противоположных направлениях, как это делается в матричных ЗУ типа 3Д. Вы-

ходная (а также записывающая) обмотка прошивает все сердечники одного и того же разряда в *одном и том же* направлении. Поэтому считывание 1 с любой числовой линейки создает в выходной обмотке э. д. с. одного направления, а считывание 0 — другого. Таким образом, сигналы, соответствующие 1 и 0, отличаются не по величине, как в МОЗУ типа 3D, а по полярности. Это важное преимущество МОЗУ типа 2D с двумя сердечниками на бит.

Напомним, что в МОЗУ типа 2D с одним сердечником на бит 1 и 0 отличаются, как и в МОЗУ типа 3D, только величиной э. д. с. в выходной обмотке.

После считывания числа все РС числовой линейки приходят в состояние 0, а все СС — в состояние 1 и информация стирается. При перезаписи числа в МОЗУ сигналы, наведенные в момент $t_{сч}$ в выходных обмотках, после задержки во времени подаются в момент $t_{зап}$ в обмотки записи и, таким образом, на числовой линейке снова записывается только что считанное число.

§ 11.5. Основы расчета магнитных элементов МОЗУ типа 2D

На основании рассмотренного в § 11.4 принципа работы МОЗУ типа 2D расчет системы координатный трансформатор — числовая линейка можно произвести по методу, предложенному ИТМ и ВТ АН СССР [2.7], несколько изменив и упростив его.

Пусть числовая линейка (рис. 11.5, а) состоит из n рабочих и n стабилизирующих сердечников, где n — число разрядов запоминаемого числа.

Уравнение второго закона Кирхгофа для числовой линейки при прохождении по ней тока i_z запишем в виде

$$\omega_z \frac{d\Phi_{к.т.}}{dt} = i_z R + n\omega_{вх} \frac{d\Phi_{р.с.}}{dt} + n\omega_{вх} \frac{d\Phi_{с.с.}}{dt}, \quad (11.4)$$

где $\omega_{вх}$ — число витков числовой линейки для каждого рабочего и стабилизирующего сердечников, принимаемое в дальнейшем равным одному витку.

В дальнейшем величины, относящиеся к координатному трансформатору, обозначены индексом «к», а к рабочим или стабилизирующим сердечникам числовой линейки — индексом «л».

Обозначим, как и раньше, изменение потока сердечников от точки $-B_r$ до точки $+B_r$ через $\Delta\Phi$ и воспользуемся коэффициентом непрямоугольности (9.9). Тогда полное изменение потока координатного трансформатора в процессе выборки от $-B_{см}$ до $+B_m$ (см. рис. 11.5, б) приблизительно равно $(1 + 2\alpha_{нп.к}) \Delta\Phi_k$, изменение потока рабочего сердечника при считывании 1 (или стабилизирующего при считывании 0) равно $(1 + \alpha_{нп.л}) \Delta\Phi_l$, а парного ему сердечника числовой линейки — $\alpha_{нп.л} \Delta\Phi_l$. Интегрируя (11.4) за время полного перемагничивания сердечника числовой линейки в процессе считывания информации $\tau_{сч}$, получаем выражение

$$\begin{aligned} \omega_Z \sigma (1 + 2\alpha_{\text{нп.к}}) \Delta\Phi_{\text{к}} &= I_{Z\text{сч}} R\tau_{\text{сч}} + n(1 + \alpha_{\text{нп.л}}) \Delta\Phi_{\text{л}} + \\ + n\alpha_{\text{нп.л}} \Delta\Phi &= I_{Z\text{сч}} R\tau_{\text{сч}} + n(1 + 2\alpha_{\text{нп.л}}) \Delta\Phi_{\text{л}}, \end{aligned} \quad (11.5)$$

где $I_{Z\text{сч}}$ — среднее за время считывания значение тока в шине Z; σ — коэффициент потери потока координатного трансформатора, обеспечивающий надежное перемагничивание сердечников числовой линейки.

Уравнение (11.4) справедливо в общем случае и для полувыбранного координатного трансформатора. Однако следует помнить, что в режиме полувыборки сопротивление, которое оказывает числовая линейка, значительно меньше, чем в режиме считывания. Кроме того, длительность тока помехи $I_{Z\text{п}}$ также меньше, чем длительность тока $I_{Z\text{сч}}$, так как координатный трансформатор перемагничивается по насыщенному участку петли гистерезиса за время, определяемое лишь передним фронтом импульса тока в координатной шине. Тем не менее для упрощения расчета можно принять время прохождения тока помехи равным времени считывания $\tau_{\text{сч}}$. Под действием тока помехи $I_{Z\text{п}}$ происходит небольшое перемещение рабочих точек сердечников числовой линейки по горизонтальным участкам петли. Если принять наклон этих участков, соответствующих диапазону напряженностей от $+H_m$ до $-H_1$ или от $-H_m$ до $+H_1$ (см. рис. 11.2, а), неизменным, то, учитывая, что под действием тока считывания $I_{Z\text{сч}}$ изменение потока в неперемагничивающемся сердечнике равно $\alpha_{\text{нп.л}} \Delta\Phi_{\text{л}}$, изменение потока под действием тока помехи $I_{Z\text{п}}$ можно представить в виде

$$\alpha_{\text{нп.л}} \Delta\Phi_{\text{л}} \frac{I_{Z\text{п}}}{I_{Z\text{сч}}} = \frac{\alpha_{\text{нп.л}} \Delta\Phi_{\text{л}}}{k}, \quad (11.6)$$

где

$$k = I_{Z\text{сч}} / I_{Z\text{п}}. \quad (11.7)$$

При этих допущениях, интегрируя (11.4) для режима полувыборки, получаем выражение

$$\omega_Z \alpha_{\text{нп.к}} \Delta\Phi_{\text{к}} = I_{Z\text{п}} R\tau_{\text{сч}} + 2n \frac{\alpha_{\text{нп.л}} \Delta\Phi_{\text{л}}}{k}, \quad (11.8)$$

где $I_{Z\text{п}}$ — среднее значение тока помехи.

Допустимым значением тока помехи задаются в начале расчета, считая, что он будет значительно меньше (обычно в 3—5 раз), чем ток, соответствующий коэрцитивной силе:

$$I_{Z\text{п}} \approx \frac{H_{\text{с.л}} l_{\text{л}}}{(3 \div 5) \omega_{\text{вх.л}}}. \quad (11.9)$$

Материал и размеры сердечников числовой линейки могут быть выбраны из табл. 11.1, аналогично тому, как это делали для МОЗУ типа 3Д.

Материал координатных трансформаторов, работающих со смещением, должен обладать помимо достаточной квадратности высоким коэффициентом прямоугольности.

В самом деле, если принять $H_X = H_{см}$ по абсолютной величине (рис. 11.5, б), то в обмотке Z полувыбранного координатного трансформатора наведется э. д. с. помехи, среднее значение которой пропорционально изменению индукции от $-B_{см}$ до $-B_r$. Чем ближе к единице коэффициент α , тем меньше эта помеха.

Кроме того, сердечники как числовых линеек, так и координатных трансформаторов должны иметь высокую температурную стабильность.

Требованиям, предъявляемым к сердечникам координатных трансформаторов, наиболее полно удовлетворяют ленточные «микронные» сердечники (см. § 8.3). Однако сложность их изготовления в больших количествах, а также высокая себестоимость ограничивают использование таких сердечников в качестве координатных трансформаторов. Поэтому для координатных трансформаторов чаще применяют ферритовые сердечники, хотя они и не обладают всеми положительными качествами ленточных сердечников.

В начале расчета обычно известны материал и размеры сердечников числовой линейки, материал и размеры колец, из которых может быть сделан наборный сердечник координатного трансформатора (если по расчету потребуется сечение, большее сечения одного кольца). Необходимо определить обмоточные данные, ток смещения и токи координатных шин.

Задаваясь временем считывания $\tau_{сч}$ по кривой $Q = f(t)$ (см. рис. 8.4, в) или по формуле (8.19), определяют импульс поля $Q_{сч,л}$, необходимый для перемагничивания сердечника числовой линейки, а по нему — величину тока считывания.

$$I_{Z\text{сч}} = \frac{Q_{сч,л} J_{л}}{\tau_{сч} \omega_{вх,л}} \quad (11.10)$$

и оценивают отношение токов k по (11.7).

Исключая из (11.5) и (11.8) $R\tau_{сч}$ и подставляя $\Delta\Phi_K = 2s_K B_{гн}$, получаем для координатного трансформатора

$$\omega_Z s_K = \frac{\Delta\Phi_L}{2B_{гн}} \frac{n}{\sigma(1+2\alpha_{нп,к}) - k\alpha_{нп,к}} \quad (11.11)$$

Это выражение позволяет по числу витков ω_Z , которое можно разместить в окне с учетом других обмоток, найти необходимое сечение сердечника координатного трансформатора, а если он наборный, то определить необходимое число ферритовых колец.

Из (11.11) очевидно, что увеличение отношения токов k приводит к увеличению габаритов координатного трансформатора, а при максимальном значении

$$k_{\max} = (2 + 1/\alpha_{нп,к}) \sigma \quad (11.12)$$

произведение $\omega_Z s_K$ для координатного трансформатора становится бесконечно большим и расчет теряет смысл.

Выражение (11.12) показывает также непосредственное влияние коэффициента прямоугольности координатного трансформатора на

предельно возможное в числовой линейке отношение тока считывания к току помехи.

Исключив из (11.5) и (11.8) $\omega_Z \Delta\Phi_R$, с учетом (11.7) получим необходимое активное сопротивление шины Z:

$$R = \frac{\Delta\Phi_{лн}}{\tau_{сч} I_{Zсч}} \frac{k\alpha_{нп.к} (1+2\alpha_{нп.л}) - 2\sigma_{нп.л} (1+2\alpha_{нп.к})}{\sigma (1+2\alpha_{нп.к}) - k\alpha_{нп.к}} \quad (11.13)$$

Для определения н. с. первичных обмоток координатного трансформатора используют закон полного тока. Применим этот закон для процесса записи. Ток записи $I_{Z\text{ зап}}$ в числовой линейке создается во время «возврата» рабочей точки координатного трансформатора из точки $+B_m$ в точку $-B_{см}$, который происходит под действием н. с. смещения по мере прекращения токов I_X и I_Y . Ток $I_{Z\text{ зап}}$ производит на координатный трансформатор размагничивающее действие (рис. 11.5, б). Намагничивающая сила смещения должна создавать импульс поля $Q_{зап.к}$, обеспечивающий перемагничивание координатного трансформатора за время записи $\tau_{зап}$, и компенсировать н. с. от тока записи $I_{Z\text{ зап}}$, проходящего по обмотке Z координатного трансформатора.

На основании изложенного

$$I_{см} \omega_{см} = \frac{Q_{зап.к} I_k}{\tau_{зап}} + I_{Z\text{ зап}} \omega_Z \quad (11.14)$$

Значение тока записи $I_{Z\text{ зап}}$ в рассматриваемом варианте ЗУ должно быть строго ограничено. Если принять импульс тока $I_{Z\text{ зап}}$ прямоугольным, то разность между $I_{Z\text{ зап}}$ и током $I_{зап}$ в записывающей обмотке (см. рис. 11.5) не должна перемагнитить даже внутренние слои сердечника числовой линейки:

$$I_{Z\text{ зап}} - I_{зап} \leq H_{сл} \pi d_{вн} \quad (11.15)$$

а их сумма должна быть достаточной для перемагничивания внешних слоев сердечника линейки:

$$I_{Z\text{ зап}} + I_{зап} \geq H_{сл} \pi d_{нар} \quad (11.16)$$

где $d_{вн}$ и $d_{нар}$ — внутренний и наружный диаметры сердечника числовой линейки.

Кроме того, ток $I_{зап}$, также предполагаемый прямоугольным, не должен превышать значения $H_{сл} \pi d_{вн}$, так как иначе он будет разрушать информацию в сердечниках других числовых линейек, сквозь которые проходит шина записи, т. е.

$$I_{зап} \leq H_{сл} \pi d_{вн}$$

Поэтому положим, что

$$I_{зап\text{ max}} = H_{сл} \pi d_{вн} \quad (11.17)$$

Подставляя (11.17) в (11.15), получим условие $I_{Z\text{ зап}} \leq H_{сл} \pi d_{вн}$. Приняв из этого условия

$$I_{Z \text{ зап макс}} = 2H_{cl} \pi d_{вн} \quad (11.18)$$

на основании (11.16) получим

$$3H_{cl} \pi d_{вн} \geq H_{cl} \pi d_{нар}.$$

Последнее означает, что соотношение между наружным и внутренним диаметрами сердечника числовой линейки должно удовлетворять условию $3d_{вн} \geq d_{нар}$, которое обычно выполняется.

Определив по (11.18) $I_{Z \text{ зап макс}}$ и из (11.16) с учетом (11.17) минимальное допустимое значение тока

$$I_{Z \text{ зап мин}} = H_{cl} \pi d_{нар} - H_{cl} \pi d_{вн}, \quad (11.19)$$

выбирают некоторое среднее значение, более близкое к $I_{Z \text{ зап мин}}$, для того чтобы амплитуда этого импульса тока, отличного от прямоугольного, не нарушила условий (11.15) и (11.16).

В процессе считывания и записи изменения по абсолютной величине потоков координатного трансформатора и сердечников числовых линеек практически одинаковы. Поэтому из (11.5) следует, что

$$I_{Z \text{ сч}} \tau_{сч} \approx I_{Z \text{ зап}} \tau_{зап}, \quad (11.20)$$

откуда можно найти время записи $\tau_{зап}$.

Так как для перемагничивания координатного трансформатора за время $\tau_{зап}$ нужен соответствующий импульс поля $Q_{зап,к}$ (его можно определить аналогично $Q_{сч,к}$), для обеспечения процесса записи необходима н. с. смещения, которую определяют по (11.14), где величины правой части известны.

Используя закон полного тока для процесса считывания (рис. 11.5, б)

$$I_X \omega_X + I_Y \omega_Y - I_{cm} \omega_{cm} = \frac{Q_{сч,к} l_k}{\tau_{сч}} + I_{Z \text{ сч}} \omega_Z, \quad (11.21)$$

можно определить н. с. координатных обмоток:

$$I_X \omega_X = I_Y \omega_Y = \frac{1}{2} \left(I_{cm} \omega_{cm} + I_{Z \text{ сч}} \omega_Z + \frac{Q_{сч,к} l_k}{\tau_{сч}} \right),$$

после чего проверить условие неперемагничивания полувыбранного координатного трансформатора

$$I_X \omega_X - I_{cm} \omega_{cm} = I_Y \omega_Y - I_{cm} \omega_{cm} \leq H_{ck} \pi d_{вн,к}. \quad (11.22)$$

Если условие (11.22) не соблюдается, то не будет обеспечено выбранное соотношение k между токами считывания и помехи. Для его сохранения можно увеличить сопротивление R шины Z либо сделать пересчет координатного трансформатора с уменьшенным числом витков ω_Z при соответствующем увеличении сечения s_R , либо включить в схему компенсирующие сердечники, как было рассмотрено в § 9.2.

Форму кривой импульса напряжения в выходной обмотке можно определить графо-аналитическим способом, аналогичным рассмотренному в § 8.5, если известны формы координатных импульсов тока.

Пример 11.1 Рассчитать координатный трансформатор для ЗУ типа 2D. Число разрядов МОЗУ $n = 48$. Время считывания $\tau_{сч} = 0,8$ мкс.

Сердечники числовой линейки 1,3ВТ размером $2,03 \times 1,31 \times 0,9$ мм³ с параметрами: $B_{гЛ} = 24$ сТл; $H_{сЛ} = 1,00$ А/см; $H_{оЛ} = 1,27$ А/см; $S_{шЛ} = 0,52$ мкКл/см; $\alpha_{Л} = 0,92$; $\alpha_{нп.Л} = 0,04$; $l_{Л} = 0,525$ см; $s_{Л} = 0,324 \cdot 10^{-2}$ см²; $\Delta \Phi_{Л} = 2sB_{гЛ} = 0,155$ мкВб.

Сердечники координатного трансформатора 1,5ВТ размером $3 \times 2 \times 1,3$ мм³ с параметрами: $B_{гК} = 25$ сТл; $H_{сК} = 1,2$ А/см; $H_{оК} = 1,45$ А/см; $S_{шК} = 0,47$ мкКл/см; $\alpha_{К} = 0,94$; $\alpha_{нп.К} = 0,03$; $l_{К} = 0,785$ см; $s_{К} = 0,65 \cdot 10^{-2}$ см².

Решение. Импульс поля считывания сердечника числовой линейки

$$Q_{сч.Л} = S_{шЛ} + H_{оЛ} \tau_{сч} = 0,52 + 1,27 \cdot 0,8 = 1,54 \text{ мкКл/см.}$$

Ток считывания (11.10)

$$I_{Zсч} = \frac{Q_{сч.Л} l_{Л}}{\tau_{сч} w_{вх.Л}} = \frac{1,54 \cdot 0,525}{0,8 \cdot 1} = 1,01 \text{ А.}$$

Ток помехи (11.9)

$$I_{Zп} = \frac{H_{сЛ} l_{Л}}{(3 \div 5) w_{вх.Л}} = \frac{1,0 \cdot 0,525}{5 \cdot 1} = 0,105 \text{ А.}$$

Отношение токов (11.7)

$$k = I_{Zсч} / I_{Zп} = 1,01 / 0,105 \approx 10.$$

Оценим k_{\max} (11.12), приняв $\sigma = 0,8$;

$$k_{\max} = (2 + 1/0,03) \cdot 0,8 = 28,3.$$

Так как $k < k_{\max}$, создание МОЗУ на указанных сердечниках с заданными параметрами возможно.

Найдем $w_{ZсК}$ по формуле (11.11), приняв $\sigma = 0,8$;

$$(w_{ZсК}) = \frac{0,155 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot 0,25 \cdot 10^{-4}} \frac{48}{0,8(1 + 2 \cdot 0,03) - 10 \cdot 0,03} = 25,0 \cdot 10^{-2} \text{ см}^2.$$

Пусть число витков обмотки w_Z на координатном трансформаторе равно трем; тогда сечение сердечника координатного трансформатора

$$\Sigma s_{сК} = \frac{(w_Z s_{сК})}{w_Z} = \frac{25,0 \cdot 10^{-2}}{2} = 8,3 \cdot 10^{-2} \text{ см}^2.$$

Очевидно, сердечник должен быть набран из колец, число которых

$$\frac{\Sigma s_{сК}}{s_{сК}} = \frac{8,3 \cdot 10^{-2}}{0,65 \cdot 10^{-2}} = 12,8 \approx 13.$$

Сердечник подобен трубочке с размерами $3 \times 2 \times 17$ мм³. Активное сопротивление шины Z найдем по формуле (11.13):

$$R = \frac{0,155 \cdot 48}{0,8 \cdot 1,01} \frac{10 \cdot 0,03 (1 + 2 \cdot 0,04) - 2 \cdot 0,8 \cdot 0,04 (1 + 2 \cdot 0,03)}{0,8 (1 + 2 \cdot 0,03) - 10 \cdot 0,03} \approx 4 \text{ Ом.}$$

Условие $3d_{вн.Л} \geq d_{нар}$ для сердечника числовой линейки удовлетворяется:

$$3 \cdot 1,31 > 2,03.$$

Максимально допустимое значение тока записи (11.18)

$$I_{Z\text{ зап макс}} = 2H_{сЛ} \pi d_{вн} = 2 \cdot 1,00 \pi \cdot 1,31 \cdot 10^{-1} = 0,823 \text{ А.}$$

Минимально допустимое значение тока записи (11.19)

$$I_{Z \text{ зап min}} = H_{сл} \pi (d_{нар} - d_{вн}) = 1,00 \pi (2,03 - 1,31) \cdot 10^{-1} = 0,226 \text{ А,}$$

Выберем $I_{Z \text{ зап}} = 0,60 \text{ А.}$

Время записи из (11.20)

$$\tau_{\text{зап}} \approx \tau_{сч} \frac{I_{Z \text{ сч}}}{I_{Z \text{ зап}}} = 0,8 \frac{1,01}{0,60} = 1,35 \text{ мкс.}$$

Импульс поля записи координатного трансформатора

$$Q_{\text{зап. к}} = S_{\omega \text{ к}} + H_{ок} \tau_{\text{зап}} = 0,47 + 1,45 \cdot 1,35 = 2,53 \text{ мкКл/см.}$$

Намагничивающая сила обмотки смещения (11.14)

$$F_{см} = I_{см} \omega_{см} = I_{Z \text{ зап}} \omega_Z + \frac{Q_{\text{зап. к}} l_{\text{к}}}{\tau_{\text{зап}}} = 0,60 \cdot 3 + \frac{2,53 \cdot 0,785}{1,35} = 3,27 \text{ А.}$$

Импульс поля выборки координатного трансформатора

$$Q_{сч. к} = S_{\omega \text{ к}} + H_{ок} \tau_{сч} = 0,47 + 1,45 \cdot 0,8 = 1,63 \text{ мкКл/см.}$$

Намагничивающая сила координатных обмоток

$$F_{X, Y} = I_X \omega_X = I_Y \omega_Y = \frac{1}{2} \left(I_{ом} \omega_{ом} + I_{Z \text{ сч}} \omega_Z + \frac{Q_{сч. к} l_{\text{к}}}{\tau_{сч}} \right) = \\ = \frac{1}{2} \left(3,27 + 1,01 \cdot 3 + \frac{1,63 \cdot 0,785}{0,8} \right) = 3,95 \text{ А.}$$

Проверим условие неперемагничивания полувыбранного координатного трансформатора (11.22):

$$I_X \omega_X - I_{см} \omega_{см} = (3,95 - 3,27) \ll H_{ск} \pi d_{вн. к} = 1,2 \pi \cdot 2 \cdot 10^{-1},$$

которое выполняется ($0,68 \text{ А} < 0,75 \text{ А}$).

Сравнение расчетных данных с экспериментальными исследованиями [2.7] системы координатный трансформатор — числовая линейка показывает достаточно хорошее их совпадение. Например, измеренные по осциллограмме длительности импульсов оказались равными: $\tau_{сч} = 0,8 \text{ мкс}$ и $\tau_{\text{зап}} = 1,5 \text{ мкс}$.

Оптимальное соотношение сигнал/помеха $E_1/E_0 \gg 10$ было получено при несколько большем по сравнению с расчетным значением $I_{ом} \omega_{см}$ (4,3А против 3,3А) при соответствующем увеличении сопротивления шины Z до 6 Ом против 4 Ом. Электродвижущая сила, наводимая в выходной шине при считывании единицы, достигала 400—700 мВ. Система работала устойчиво при изменении питающих токов на $\pm 10\%$.

§ 11.6. Направления развития матричных МОЗУ

С увеличением быстродействия электронных вычислительных машин потребовалось увеличение быстродействия и запоминающих устройств. С момента появления в начале 50-х годов МОЗУ на кольцевых ферритовых сердечниках их быстродействие увеличилось более чем в 10 раз. Сократить время перемагничивания τ можно было только путем увеличения напряженности H_m (см. рис. 8.4, б), а так как эта напряженность при использовании принципа совпадения токов не может превышать $2H_c$ (см. § 11.1), разрабатывались ферриты с большими зна-

чениями коэрцитивной силы. Однако перемагничивание сердечников требовало при этом значительного увеличения токов и мощности, уменьшать значения которых можно было только за счет уменьшения размеров сердечников; их диаметр, например, сократился с 2—3 до 0,35—0,3 мм.

Прошивка таких сердечников тремя-четырьмя проводами не только во взаимно перпендикулярных, но и в диагональном направлении очень трудоемка.

На основе компромиссного решения создано МОЗУ, получившее основное название 2,5D, которое станет ясным для дальнейшего [2.11].

Система типа 2,5D, как и система типа 3D, работает по принципу совпадения токов, но в системе 2,5D при записи нуля не используется ток запрета, проходящий по специальной обмотке, как в системе 3D. Поэтому в системе 2,5D через сердечник проходит не четыре, а три (или даже два) провода, причем эти провода прошивают сердечники только в двух взаимно перпендикулярных направлениях, как в МОЗУ системы 2D, что упрощает процесс изготовления МОЗУ.

При неизменном числе N сердечников в матрице каждую матрицу выполняют в виде явно выраженного прямоугольника, а количество матриц n по-прежнему равно количеству разрядов числа. На рис. 11.6, а показан набор матриц для 64 n -разрядных чисел. В строке каждой матрицы содержится 4 сердечника, а в столбце — 16.

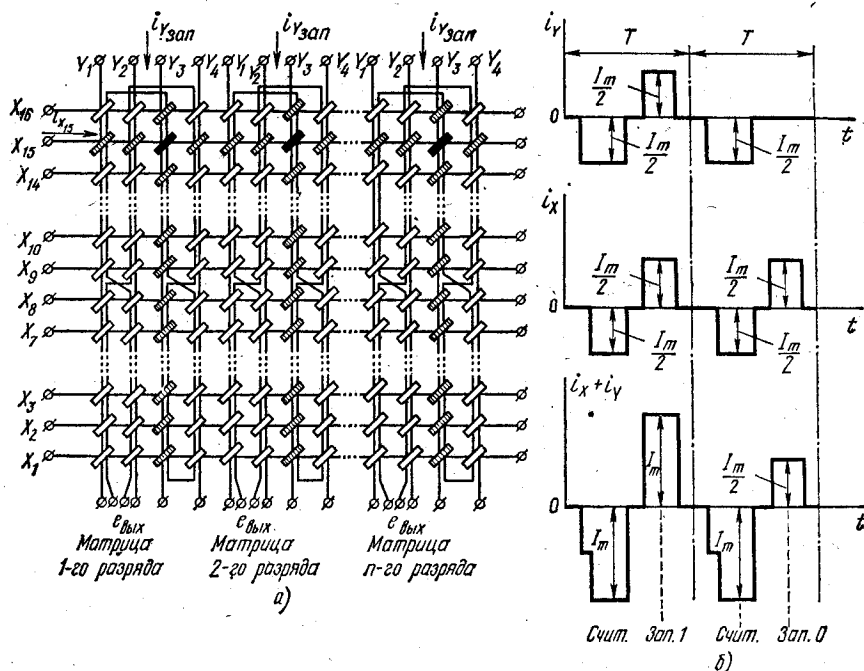


Рис. 11.6. Схема магнитного куба МОЗУ типа 2,5D в развернутом виде (а) и временные токовые диаграммы (б)

Горизонтальные адресные шины соединяют последовательно у всех матриц. Для одноименных вертикальных адресных шин такие соединения не делают.

Обращение к МОЗУ осуществляется импульсами тока, посылаемыми в n шин Y_i и шину X_i , причем в каждой матрице оказывается по одному выбранному сердечнику. Отличие от системы 3D заключается в том, что при записи нуля в шину Y_i соответствующей матрицы импульс не подается (рис. 11.6, б).

Выходная обмотка прошивает сердечники матрицы вертикально, но имеет перекрестия в середине матрицы для компенсации помех от полувыбранных сердечников.

Однако система 2,5D при одинаковой с системой 3D емкости требует большего числа проводов для обращения к сердечникам, составляющим магнитный куб. Поясним это.

Пусть в прямоугольнике матрицы Y столбцов и X строк, так что

$$N = XY. \quad (11.23)$$

Тогда общее число управляющих проводов для системы 2,5D

$$F_{2,5D} = nY + X = nY + N/Y. \quad (11.24)$$

Продифференцировав (11.24) и приравняв нулю производную dF/dY , получим наименьшее число проводов

$$F_{2,5D \text{ наим}} = 2\sqrt{Nn}; \quad (11.25)$$

при оптимальном значении

$$Y_{\text{опт}} = \sqrt{N/n} \quad (11.26)$$

и, следовательно,

$$X_{\text{опт}} = N/Y_{\text{опт}} = \sqrt{Nn}. \quad (11.27)$$

Обозначим

$$K = \frac{F_{2,5D \text{ наим}}}{F_{3D}} = \frac{2\sqrt{Nn}}{2\sqrt{N} + n}.$$

Кривые $K(n)$ при $N = \text{const}$ приведены на рис. 11.7, а.

Из (11.26) и (11.27) следует

$$X_{\text{опт}} = \sqrt{Nn} = \sqrt{\frac{Nn^2}{n}} = nY_{\text{опт}},$$

т. е. наименьшее число управляющих проводов при заданной емкости системы 2,5D получится в том случае, когда число шин X равно общему для всех n матриц числу шин Y . Значит, если все n матриц такого накопителя разложить на плоскости, их сердечники образуют квадрат, поэтому принцип конструирования МОЗУ типа 2,5D называют принципом квадрата.

Сравнение общего числа управляющих проводов системы 2,5D с числом проводов системы 2D (11.2)

$$F_{2D} = N + n$$

показывает, что отношение

$$L = \frac{F_{2,5D \text{ наим}}}{F_{2D}} = \frac{2\sqrt{Nn}}{N+n}$$

меньше единицы при любых значениях n и N (рис. 11.7, б).

Таким образом, система 2,5D по числу проводов, прошивающих сердечники магнитного куба, занимает промежуточное положение

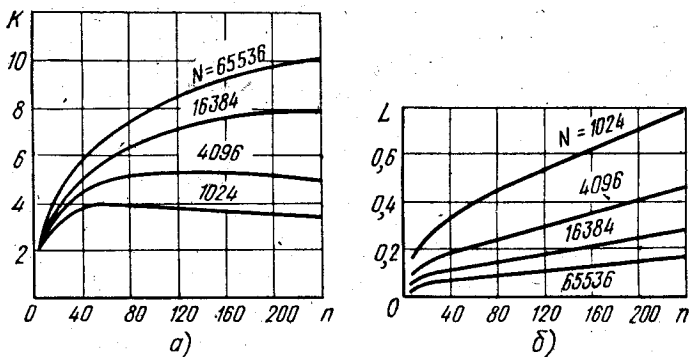


Рис. 11.7. Соотношения между количеством проводов, необходимых для обращения к сердечникам магнитного куба в системах МОЗУ:

а — между 2,5D и 3D; б — между 2,5D и 2D

между системами 2D и 3D (чем и объясняется ее название) и в этом отношении уступает системе 3D. Однако благодаря своей технологичности система 2,5D получает все большее распространение, особенно в 3У больших емкостей.

§ 11.7. Матричная система памяти на ферритовых пластинах

Запоминающие устройства на ферритовых сердечниках обладают достаточным быстродействием, надежностью, емкостью и экономичностью. Однако изготовление и сборка матриц из сердечников с диаметром менее 1 мм связаны с серьезными технологическими затруднениями.

Более технологичным является 3У на ферритовых пластинах.

Ферритовая пластина с отверстиями, расположенными в шахматном порядке, представляет собой плоскую матрицу (рис. 11.8). Через отверстия могут быть проведены проводники записи — считывания. Ток I , проходящий по проводнику, создает вокруг него поле с напряженностью, убывающей по мере удаления от оси проводника (рис. 11.8, а). Если феррит имеет прямоугольную петлю, то под действием этого поля в пластине будет перемагничена кольцевая зона

радиусом r_1 , внутри которой напряженность выше коэрцитивной силы. Свойства данной кольцевой зоны во многом аналогичны свойствам кольцевых ферритовых сердечников. Однако остальная часть пластины оказывает некоторое влияние на процесс перемагничивания. Например, увеличение тока I , начиная с некоторого значения, почти не приводит к ускорению перемагничивания, как в кольцевых сердечниках. Это объясняется тем, что происходит расширение кольцевой зоны, на границе которой напряженность незначительно превышает коэрцитивную силу.

Увеличение тока может повлиять на участки пластины вокруг соседних отверстий. Установлено, что оптимальным является соотношение $r_0/R = 0,25$, когда взаимное влияние соседних участков практически мало.

Одну из обмоток, например выходную, можно выполнить путем металлизации поверхности пластины. Для этого с обеих сторон пластины предусмотрены ребра, сдвинутые на один ряд отверстий. После покрытия металлом обеих поверхностей пластины металлическое покрытие с ребер шлифуют. Оставшийся в углублениях и отверстиях металл образует проводник, последовательно проходящий через все отверстия.

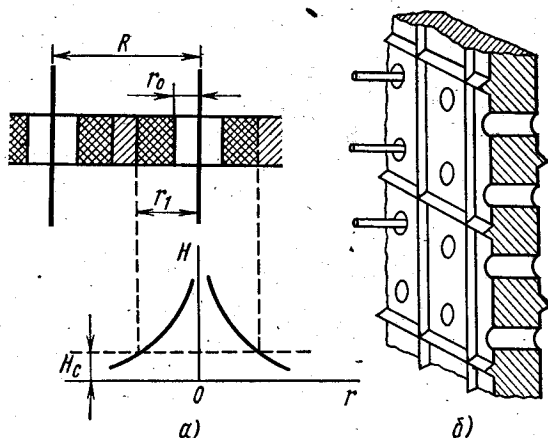


Рис. 11.8. ЗУ на ферритовых пластинах: а — распределение поля в пластине; б — внешний вид пластины

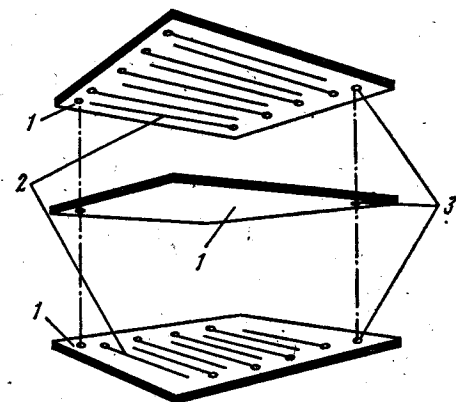


Рис. 11.9. Схема соединения пластин слоистого МОЗУ:

1 — ферритовые пластины; 2 — проводящие шины; 3 — направляющие отверстия

Среди микроминиатюрных ферритовых элементов памяти представляют интерес МОЗУ на монокристаллических пластинах из феррита с токопроводящими шинами, проходящими внутри магнитного материала. Сетки проводников-шин получают следующим образом. На стеклянную подложку кладут трафарет с прорезями, которые заполняют токопроводящей пастой из металлического порошка. После удаления трафарета на подложке остается нужный рисунок проводников, например шин X, который покрывают тонким слоем ферритовой массы. Металлические частицы пасты после спекания феррита прочно закреп-

ляются на его поверхности. Подсушенную пластину снимают с подложки. Аналогично изготавливают и пластину с шинами Y . Между полученными двумя пластинами вкладывают третью из чистого феррита, которая служит изолятором между шинами (рис. 11.9), пластины соединяются и спекаются, образуя слоистую систему. На пластине 2×2 см располагается 4096 перекрестий шин. Подобные пластины целесообразно использовать в МОЗУ типа 2D. В этом случае две соседние шины образуют обмотку Z , а перпендикулярные им шины выполняют роль проводов записи — считывания.

Преимуществом МОЗУ на ферритовых пластинах является их экономичность, превышающая экономичность МОЗУ на ферритовых сердечниках. Однако в МОЗУ на сердечниках возможны индивидуальный отбор и разбраковка сердечников, а в МОЗУ на пластинах бракуется вся пластина.

§ 11.8. Метод считывания поперечным полем. Биакс

Необходимость перезаписи информации, стираемой (разрушаемой) во время выборки из кольцевых сердечников, усложняет систему управления МОЗУ.

Возможно создание магнитных элементов, позволяющих производить выборку без разрушения информации методом считывания поперечным полем — так называемое квадратурное считывание.

Этот метод основан на анизотропии свойств ферромагнетиков с прямоугольной петлей гистерезиса и заключается в следующем. При отсутствии напряженности внешнего магнитного поля вектор остаточной магнитной индукции B_r направлен вдоль одной из трех осей легкого намагничивания кристаллов. Причем направление векторов $+B_r$ или $-B_r$ зависит от направления последнего импульса напряженности, который записал соответственно 1 или 0. Если затем приложить внешнее магнитное поле, перпендикулярное направлению остаточной индукции (квадратурное поле), то под действием его напряженности H_K вектор индукции повернется на угол γ , практически сохраняя абсолютное значение вследствие горизонтальности насыщенного участка петли гистерезиса. Поворот вектора индукции соответствует переориентации доменов в направлении поперечного поля. С окончанием импульса поперечного поля домены приобретают прежнюю ориентацию, если напряженность H_K была не слишком велика, и вектор индукции возвращается в начальное положение. Значит, информация не стирается.

Одним из таких элементов является бйакс (дословно — «двухосевой»). Биакс, предназначенный для работы в запоминающих устройствах, представляет собой параллелепипед из феррита с двумя квадратными отверстиями, оси которых взаимно перпендикулярны (рис. 11.10, а). Через верхнее отверстие проходят обмотка-шина записи $\omega_{\text{зап}}$ и выходная шина $\omega_{\text{вых}}$, через нижнее — обмотка квадратурного поля ω_K , которая используется и при записи, и при считывании информации.

Процессы записи и считывания в биаксе можно представить следующим образом.

Для записи в обмотки $\omega_{\text{зап}}$ и $\omega_{\text{к}}$ подаются импульсы тока; причем в обмотку $\omega_{\text{зап}}$ — положительный или отрицательный в зависимости от необходимости записать 1 или 0, а в обмотку $\omega_{\text{к}}$ в любом случае подается импульс одного и того же знака. Величина импульсов такова, что может довести материал до насыщения. В результате после окончания импульсов магнитный поток части магнитопровода, за-

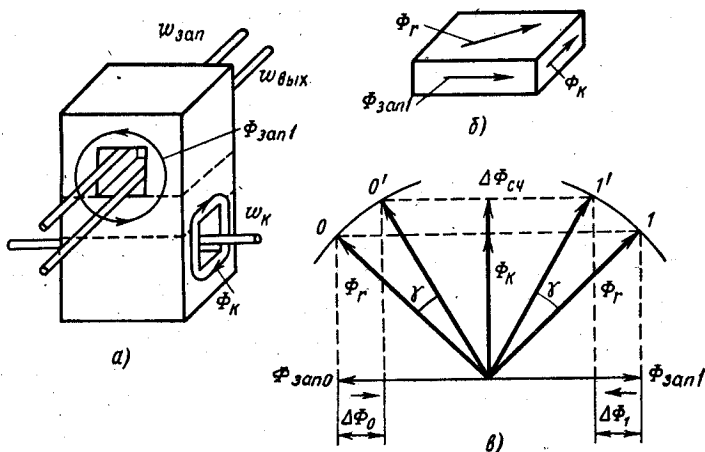


Рис. 11.10. Элемент биакса:

а — конструкция; б — направления магнитных потоков в перемычке; в — векторная диаграмма магнитных потоков

ключенной между верхним и нижним отверстиями (она показана на рис. 11.10, б), достигает значения Φ_r .

Но так как поток Φ_r является результирующим для верхнего и нижнего магнитопроводов, он связан с потоком верхней части биакса $\Phi_{\text{зап}}$ и нижней части $\Phi_{\text{к}}$ выражением

$$\Phi_r^2 = \Phi_{\text{зап}}^2 + \Phi_{\text{к}}^2,$$

в котором при равенстве потоков $\Phi_{\text{зап}}$ и $\Phi_{\text{к}}$

$$\Phi_{\text{зап}} = \Phi_{\text{к}} = \Phi_r / \sqrt{2}.$$

На векторной диаграмме рис. 11.10, в записи 1 соответствует условно положительный поток $\Phi_{\text{зап}1}$, а записи 0 — отрицательный поток $\Phi_{\text{зап}0}$.

Для считывания информации в обмотку $\omega_{\text{к}}$ подается импульс тока того же направления, что и при записи. Под действием этого импульса поток нижней части биакса увеличивается на $\Delta\Phi_{\text{сч}}$. При этом результирующий поток Φ_r , являющийся потоком насыщения, не может увеличиться по абсолютной величине и вектор этого потока лишь перемещается из положений 1 или 0 на угол γ в направлении потока $\Delta\Phi_{\text{сч}}$, занимая положение 1' или 0'. Это приводит к перерас-

пределению потоков в перемычке; поток нижней части биакса увеличивается на $\Delta\Phi_{\text{сн}}$, а верхней части — уменьшается на $\Delta\Phi_0$ или $\Delta\Phi_1$, в зависимости от того, какое число было записано в биаксе. Как видно из векторной диаграммы, изменения потоков $\Delta\Phi_0$ и $\Delta\Phi_1$ одинаковы по величине, но различны по направлению. Следовательно, в выходной обмотке биакса эти изменения потоков наведут э. д. с., одинаковые по величине, но различные по знаку. Последнее особенно ценно, так как позволяет отличить сигнал 1 от сигнала 0 не по уровню выходной э. д. с., а по ее направлению, так же как, например, в МОЗУ 2D.

После окончания действия импульса считывания начальное распределение потоков в перемычке, а также в верхней и нижней частях биакса почти полностью восстанавливается. Этот процесс аналогичен процессу аккомодации в полувыбранных сердечниках матричных МОЗУ с переходом рабочих точек из состояний 1 и 0 в состояния 1_p и 0_p (см. § 11.2). Таким образом, обеспечивается считывание информации без стирания, а значит, отпадает необходимость в перезаписи, что обуславливает уменьшение времени обращения ЗУ и упрощение схемы.

К преимуществам биакса относятся малые размеры, возможность работы при высоких скоростях, высокая надежность и небольшая стоимость.

Элементы типа биакс могут быть выполнены в виде слоистых ферритовых пластин (см. рис. 11.9), если средний слой феррита сделать достаточно толстым, с тем чтобы он выполнял роль перемычки между взаимно перпендикулярными проводниками-шинами.

Характеристики ферритовых пластин и биаксов, выпускаемых отечественной промышленностью, приведены в [2.12].

Другие магнитные элементы с выборкой информации без разрушения рассмотрены в третьей части книги.

§ 11.9. Накопительные счетчики и аналоговые запоминающие элементы

Если под действием импульса записи сердечник, исходное состояние которого $-B_r$, перемагничивается лишь на величину, в n раз меньшую его максимального изменения потока $\Delta\Phi = 2B_r s$, т. е. на $\Delta\Phi/n$, то на таком сердечнике можно создать накопительный счетчик. Рис. 11.11 поясняет физические процессы такого счетчика.

Под действием каждого 1, 2, ..., n -го импульса напряжения U , подаваемого к обмотке записи, сердечник перемагничивается по частному циклу 1, 2, ..., n (рис. 11.11, а). При этом противо-э. д. с., наводимая в этой обмотке, ограничивает импульс тока i в ней (рис. 11.11, б). Параметры схемы должны быть подобраны так, чтобы выполнялось равенство

$$\Delta\Phi = \frac{n}{\omega_{\text{зан}}} \int_0^{\tau_{\text{зан}}} (U - iR) dt,$$

где $\omega_{\text{зап}}$ — число витков обмотки записи; $\tau_{\text{зап}}$ — продолжительность импульса записи; R — полное сопротивление цепи записи.

В этом случае под действием n -го импульса индукция достигнет значения $+B_r$.

Сигналом об $(n + 1)$ -м импульсе может служить резкое увеличение тока i_{n+1} , возникающее вследствие того, что противо-э. д. с. в обмотке записи значительно снижается для насыщенного сердечника. Этот сигнал включает схему считывания, создающую отрицательную напряженность, и сердечник приходит в исходное состояние $-B_r$.

Отметим, что для правильного функционирования счетчика необходимо, чтобы все импульсы имели одинаковую вольт-секундную площадь, а для уменьшения погрешности, возникающей из-за падения напряжения на активном сопротивлении, следует применять низкоомные цепи записи, увеличивать число витков в обмотке записи (с одновременным увеличением напряжения импульсов) или использовать автоматические стабилизаторы напряжения, компенсирующие это падение.

Обычно n не превышает десяти, хотя в отдельных случаях может достигать сотен и тысяч.

Наряду с цифровыми запоминающими устройствами, рассмотренными в предыдущих параграфах, применяются аналоговые запоминающие устройства (АЗУ), которые должны запомнить и хранить отдельные (выборочные) значения непрерывной (аналоговой) функции.

Работу такого АЗУ поясняет рис. 11.12, а. На вход АЗУ поступает непрерывно изменяющийся сигнал $x_{\text{вх}}(t)$. Управляющий сигнал $u_{\text{зап}}$ дает команду на запись, в результате которой АЗУ запоминает то значение $x_{\text{вх}}$, которое имело место в момент подачи команды. Чтобы считать хранимую информацию, подается сигнал считывания $u_{\text{сч}}$, в результате которого на выходе появится сигнал $x_{\text{вых}}$, пропорциональный значению запомненного сигнала $x_{\text{вх}}$.

В качестве запоминающего элемента АЗУ наиболее распространены магнитные сердечники с ППГ.

При записи информации возможны несколько вариантов.

1. Запись постоянными импульсами напряжения подобно накопительному счетчику.

В этом случае схема управления записью должна обеспечить пропорциональность между запоминаемым значением $x_{\text{вх}}$ и числом импульсов в обмотке записи (рис. 11.12, б).

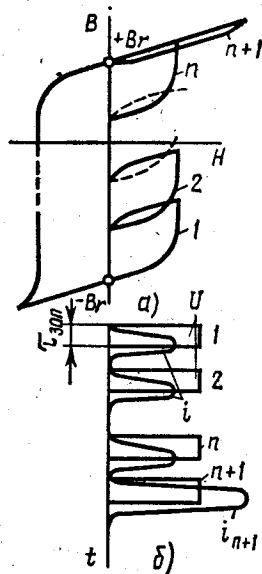


Рис. 11.11. Процессы в накопительном счетчике импульсов

2. Запись импульсами неизменной длительности, амплитуда которых пропорциональна $x_{вх}$ (рис. 11.12, в).

3. Запись импульсом напряжения неизменной величины, длительность которого пропорциональна $x_{вх}$ (рис. 11.12, г).

Во всех вариантах физическим параметром, хранимым АЗУ, является величина остаточного магнитного потока $\Phi_{ост}$, пропорциональная значению $x_{вх}$, имевшему место в момент записи (рис. 11.12, д).

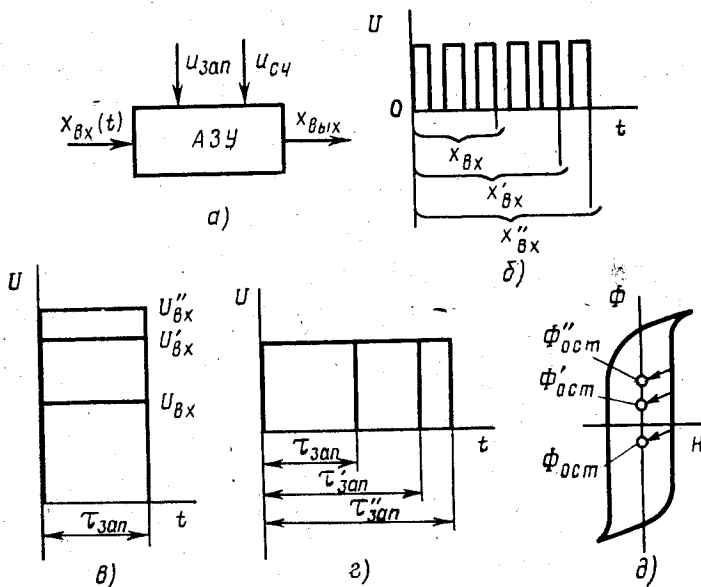


Рис. 11.12. Варианты записи в аналоговых запоминающих устройствах

Максимальная точность, достигаемая при записи импульсами напряжения, составляет 0,3—0,5%.

Подачей сигнала $u_{сч}$ происходит считывание запомненной величины $\Phi_{ост}$, которое может быть произведено с разрушением или без разрушения информации.

Считывание с кольцевого сердечника с разрушением в большинстве случаев осуществляется путем перемагничивания сердечника из состояния $\Phi_{ост}$ в исходное состояние — Φ , под действием постоянного напряжения U , прикладываемаемого к обмотке считывания с числом витков $\omega_{сч}$. При таком перемагничивании скорость изменения потока постоянна и время считывания $t_{сч} = \Phi_{ост} \omega_{сч} / U$ оказывается пропорциональным потоку $\Phi_{ост}$, а значит, и величине $x_{вх}$, имевшей место при записи. Этот временной интервал используется либо непосредственно, либо преобразуется в какую-либо другую, чаще всего электрическую, величину.

Одна из схем, реализующих описанный способ считывания, приведена на рис. 11.13, а. Сигнал $u_{сч}$, представляющий короткий им-

пульс, открывает транзистор и переводит его в режим насыщения, в результате чего напряжение U прикладывается к обмотке $w_{сч}$ и появляется ток $i_{сч}$, создающий отрицательную напряженность, под действием которой сердечник начинает перемагничиваться. При этом в базовой обмотке наводится э. д. с., создающая ток

$$i_б = U\omega_б/(\omega_{сч}R_б),$$

который удерживает транзистор в открытом состоянии.

Когда индукция сердечника достигает насыщения ($-B_s$), изменение потока сердечника прекращается, э. д. с. базовой обмотки рез-

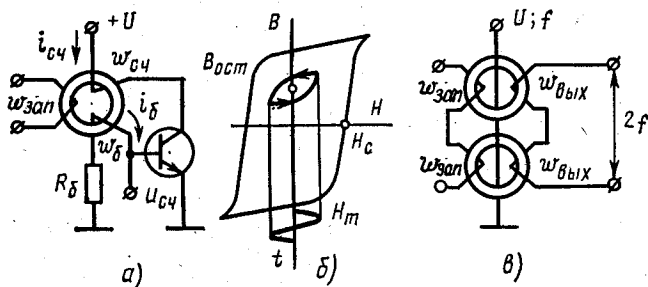


Рис. 11.13. Считывание информации в аналоговых запоминающих устройствах

ко уменьшается, прекращается ток $i_б$ и транзистор запирается, а сердечник приходит в исходное состояние и готов для записи нового значения $x_{вх}$. Точность фиксации момента окончания перемагничивания (считывания) и пропорциональность между $i_{сч}$ и временным интервалом зависит от стабильности характеристик транзистора и прямоугольности петли гистерезиса сердечника.

Считывание без разрушения информации основано на свойстве магнитных материалов перемагничиваться по устойчивому частному циклу, центр которого находится в точке $B_{ост}$ (рис. 11.13, б), при условии, что амплитуда напряженности переменного магнитного поля H_m не превышает некоторого допустимого значения $H_{доп} < H_c$.

Если напряженность этого поля синусоидальна, то в кривой индукции имеются составляющие основной частоты f и четных гармоник. При этом важно, что амплитуда второй гармоники пропорциональна абсолютной величине $B_{ост}$, а ее фаза изменяется на 180° при изменении полярности $B_{ост}$.

Это свойство используется в схеме (рис. 11.13, в) на двух сердечниках, в каждом из которых обмотки $w_{зап}$ записывают индукцию $B_{ост}$, пропорциональную $x_{вх}$. Благодаря встречному включению обмоток $w_{вых}$ основная гармоника э. д. с., наводимых в них, взаимно компенсируется, а э. д. с. второй гармоники поступает на выход подобно тому, как это происходит, например, в феррозондах (ср. рис. 6.5, а).

Аналоговые запоминающие устройства без разрушения информации при считывании можно также реализовать на магнитных элементах — трансфлюксорах (см. § 13.3) и магнитных пленках (см. гл. 14).

Глава 12. Запоминающие устройства с подвижным магнитным носителем

§ 12.1. Физические основы магнитной записи и воспроизведения информации

Магнитную запись, появившуюся вначале для записи звука, теперь используют во многих областях науки и техники: для записи изображений (видеозапись), для обмена научно-технической информацией, для автоматической регистрации измерений тех или иных быстротекущих процессов с последующей их расцифровкой, в цифровых вычислительных, управляющих и информационных устройствах и системах для практически неограниченного накопления информации. Особенно широко магнитную запись применяют во внешних запоминающих устройствах ЭВМ с записью на магнитные ленты, диски, проволоку и барабаны.

Таким образом, магнитную запись применяют как в аналоговых, так и в цифровых автоматических устройствах.

Многообразное использование магнитной записи объясняется ее преимуществами по сравнению с другими видами памяти: компактностью и надежностью записи, малое потребление энергии в процессе записи — считывания и неограниченное время хранения информации без потребления энергии, возможность неоднократного использования магнитного носителя и отсутствие промежуточных процессов между записью и считыванием.

Физической основой магнитной записи является свойство ферромагнитных материалов сохранять состояние остаточной намагниченности после воздействия напряженности внешнего магнитного поля. Магнитный носитель, нанесенный тонким слоем на поверхность пластмассовой ленты, барабана или диска представляет собой магнито-твердый материал, петля гистерезиса которого имеет вид, показанный на рис. 12.1, а.

Перед записью та или иная физическая величина преобразуется в колебания электрического тока. Ток, проходя по обмотке записывающей головки, создает напряженность магнитного поля, амплитуда которого пропорциональна записываемой величине. При записи магнитный носитель равномерно движется в поле записывающей головки. Поэтому отдельные участки носителя намагничиваются различно в зависимости от мгновенного значения напряженности поля, которую создавала головка в момент прохождения носителя. Поведение участка магнитного носителя при записи информации можно представить следующим образом. Предположим, что носитель перед записью размагничен, а головка создает напряженность H_m (рис. 12.1, а). При входе участка носителя в зону действия поля он намагничивается по начальной кривой намагничивания $0-1$, а при выходе — индукция снижается сначала до значения B_r , а затем до значения 2. Так как участок носителя представляет собой элементарный «магнетик» с замыкающимся по воздуху магнитопроводом, точка 2 определяется

магнитной проводимостью воздушной части магнитной цепи между полюсами этого магнетика (ср. рис. 1.8, а).

Если мгновенное значение напряженности поля записывающей головки в момент прохождения участка носителя равно $H' < H_m$, то в процессе записи рабочая точка этого участка обегает по частному циклу путь 0-1'-2' и остаточная индукция его меньше, чем индукция предыдущего участка носителя.

В случае записи на ленту магнитное поле записывающей головки может быть ориентировано относительно вектора скорости переме-

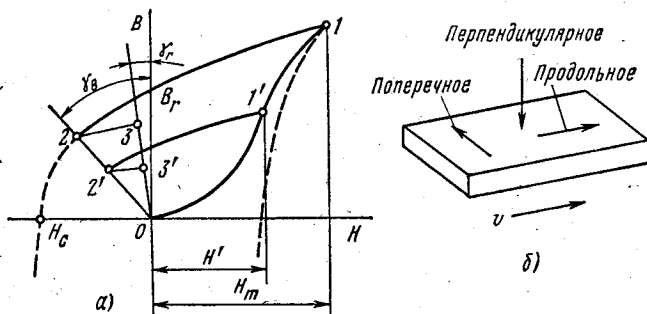


Рис. 12.1. Основы магнитной записи:

а — петля гистерезиса магнитного носителя; б — способы намагничивания ленты

ния ленты v в трех различных направлениях: *продольном*, *поперечном* и *перпендикулярном* (рис. 12.1, б).

Для поперечного и перпендикулярного намагничивания лента должна проходить непосредственно через зазор записывающей головки. Такое разделение ленты нецелесообразно, потому что при изменении сечения ленты изменяется воздушный зазор и, как следствие этого, — искажается записываемый сигнал. Кроме того, в зазоре скапливается пыль и частички магнитного слоя, отделяющиеся от ленты

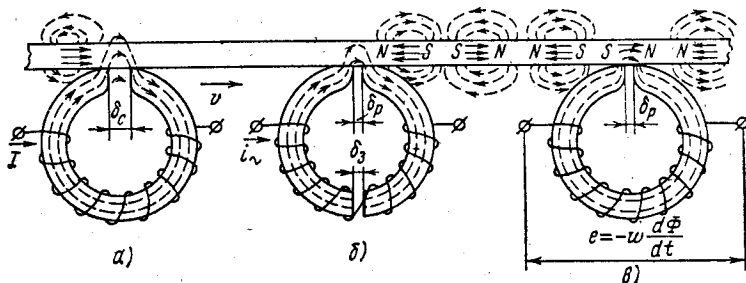


Рис. 12.2. Запоминающее устройство с продольной магнитной записью:

а — стирающая; б — записывающая; в — считывающая головка

в результате ее износа. Поэтому общепринято продольное намагничивание носителя, когда лента только соприкасается с записывающей головкой, не заходя внутрь зазора (рис. 12.2).

Так как магнитная запись является таким видом памяти, у которой информация не стирается при считывании, перед записью новой информации магнитный носитель должен быть соответственно подготовлен.

Подготовку к записи или стирание предыдущей информации можно производить и постоянным, и переменным магнитным полем. При стирании постоянным полем отдельные участки магнитного носителя, пройдя через сильное постоянное поле стирающей головки, приобретают остаточную индукцию, одинаковую по всей длине носителя независимо от предыдущего состояния участков. При стирании переменным полем каждый участок носителя перемагничивается (по мере продвижения перед зазором стирающей головки) полем, сначала постепенно возрастающим по амплитуде, а затем также постепенно убывающим до нуля. Перемагничивание по симметричным циклам с достаточно медленным затуханием поля приводит к практически полному размагничиванию носителя, и при выходе из стирающей головки индукция носителя близка к нулю.

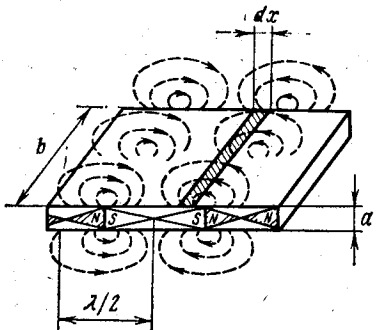


Рис. 12.3. Магнитное поле продольно намагниченной ленты

Рассмотрим процесс записи синусоидального сигнала неизменной частоты f , который создает в рабочем зазоре записывающей головки магнитное поле с напряженностью

$$H = H_m \sin 2\pi ft,$$

и будем считать, что оно одинаково по всему сечению ленты.

Так как скорость перемещения ленты v постоянна, внутри магнитного носителя образуются элементарные магнитики, длина волны повторения которых определяется скоростью перемещения ленты и частотой сигнала

$$\lambda = v/f. \quad (12.1)$$

На рис. 12.3 схематически изображено распределение магнитных потоков продольно намагниченной ленты. Образовавшиеся элементарные магнитики имеют длину, равную половине длины волны λ , и расположены так, что их одноименные полюсы направлены навстречу друг другу.

Если считать, что остаточный магнитный поток ленты пропорционален напряженности рабочего зазора записывающей головки, то при записи синусоидального сигнала этот поток также будет распределен во времени синусоидально:

$$\Phi = \Phi_m \sin 2\pi ft. \quad (12.2)$$

Подставив в (12.2) равенство $t = x/v$ и полученное из (12.1) равенство $f = v/\lambda$, найдем распределение магнитного потока после записи *вдоль ленты*:

$$\Phi = \Phi_m \sin 2\pi \frac{x}{\lambda}. \quad (12.3)$$

Этот поток проходит в одном из направлений внутри магнитного носителя и замыкается в обратном направлении по воздуху, как показано на рис. 12.2.

Для воспроизведения записанного сигнала используют считывающие головки, подобные головкам записи. Головки выполняют из пермаллоя или железоалюминиевого сплава (см. § 1.4). Благодаря высокой проницаемости материала магнитное сопротивление головки во много раз меньше как сопротивления воздушного промежутка между соседними участками магнитного носителя, разделенными рабочим зазором δ_p , так и сопротивления самого зазора. В результате практически весь магнитный поток участка ленты, расположенного перед зазором, замыкается по сердечнику головки (рис. 12.2, в). Если на сердечнике помещена обмотка, то в ней наводится э. д. с., пропорциональная скорости изменения потока ленты, который замыкается по сердечнику в процессе движения ленты перед головкой.

Строго говоря, при прохождении ленты перед головкой индукция носителя несколько возрастает. Это происходит по частному циклу (например, 2-3 или 2'-3' на рис. 12.1, а), характеризующемуся возвратной магнитной проницаемостью (см. § 1.3), и объясняется уменьшением угла γ от значения γ_v , соответствующего магнитной проводимости воздуха, до значения γ_r , соответствующего проводимости головки. При удалении ленты от головки индукция ленты возвращается к начальным значениям в точки 2 или 2', сохраняя записанную информацию.

Ввиду того что длина рабочего зазора δ_p считывающей головки — величина конечная, происходит осреднение магнитного потока на участке от x_1 до x_2 , где $x_2 - x_1 = \delta_p$, и магнитный поток головки Φ_r определяется средним значением потока (12.3) этого участка ленты:

$$\begin{aligned} \Phi_r = \frac{1}{\delta_p} \int_{x_1}^{x_2} \Phi_m \sin 2\pi \frac{x}{\lambda} dx = \Phi_m \frac{\lambda}{2\pi\delta_p} \times \\ \times \left(\cos 2\pi \frac{x_1}{\lambda} - \cos 2\pi \frac{x_2}{\lambda} \right). \end{aligned} \quad (12.4)$$

Подставив в (12.4) пределы интегрирования $x_1 = x - \frac{1}{2}\delta_p$ и $x_2 = x + \frac{1}{2}\delta_p$, получим

$$\Phi_r = \Phi_m \frac{\lambda}{\pi\delta_p} \sin\left(\frac{\pi\delta_p}{\lambda}\right) \sin 2\pi \frac{x}{\lambda} \quad (12.5)$$

или после подстановок $x = tv$ и $\lambda = v/f$

$$\Phi_r = \Phi_m (\sin \alpha / \alpha) \sin 2\pi ft, \quad (12.6)$$

где $\alpha = \pi \delta_p / \lambda$.

При движении ленты перед считывающей головкой в обмотке w головки наводится э. д. с.

$$e = -w \frac{d\Phi_r}{dt} = -w \Phi_m (\sin \alpha / \alpha) 2\pi f \cos 2\pi ft. \quad (12.7)$$

Согласно (12.7) величина э. д. с. пропорциональна частоте сигнала f . Это означает, например, что при равных интенсивностях записываемого сигнала двух звуковых частот (т. е. при одинаковых H_m и Φ_m) более высокая частота при воспроизведении наведет в обмотке большую э. д. с. и будет звучать сильнее, а сигналы низких частот и, в частности, постоянного тока вообще невозможно будет воспроизвести.

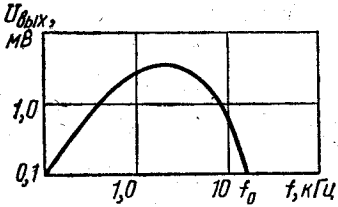


Рис. 12.4. Частотная характеристика воспроизведения продольно намагниченной ленты

Кроме того, в (12.7) входит функция $\sin \alpha / \alpha$, называемая функцией шели. При частотах, которым соответствует $\delta_p / \lambda = 1, 2, 3, \dots$, функция щели обращается в нуль. Значит, обратится в нуль и э. д. с. обмотки.

Частота f_0 , при которой $\delta_p = \lambda$, а значит, $\alpha = \pi$, $e = 0$, определяет верхнюю полосу частот воспроизводимых сигналов (рис. 12.4). При частоте $f_0/2$, когда $\delta_p = \lambda/2$, т. е. зазор головки равен длине элементарного магнетика, $\alpha = \pi/2$, функция щели, а значит, и e максимальны.

Аналогично можно определить [2.8] осреднение магнитного потока в случае перекоса зазора считывающей головки на угол ψ относительно перпендикуляра к направлению движения ленты:

$$\Phi_\psi = \Phi_m \left(\frac{\sin \beta}{\beta} \right) \sin 2\pi \frac{x}{\lambda}, \quad (12.8)$$

где $\beta = \pi \frac{b \operatorname{tg} \psi}{\lambda}$; b — ширина ленты (рис. 12.3).

Величина э. д. с. при считывании зависит от расстояния h между поверхностью магнитного носителя и записывающей головкой и убывает по закону экспоненты

$$e = e^{-2\pi \frac{h}{\lambda}}. \quad (12.9)$$

Кроме того, существенное влияние на величину э. д. с. при считывании оказывает так называемый эффект проникновения, который включает глубину перематывания материала по толщине магнитного слоя. Этот эффект учитывается выражением (см. a на рис. 12.3)

$$1 - e^{-2\pi \frac{a}{\lambda}}. \quad (12.10)$$

Согласно (12.8)—(12.10) выражение (12.7) для э. д. с. в обмотке считывания принимает вид

$$e = -\omega \Phi_m \left(\frac{\sin \alpha}{\alpha} \right) \left(\frac{\sin \beta}{\beta} \right) \left(1 - e^{-2\pi \frac{a}{\lambda}} \right) e^{-2\pi \frac{h}{\lambda}} 2\pi f \cos 2\pi ft. \quad (12.11)$$

Большинство множителей выражения (12.11) зависит от λ , т. е. в конечном счете от частоты записанного сигнала. Частотная характеристика воспроизведения, соответствующая (12.11) и представленная в логарифмическом масштабе, имеет вид, приведенный на рис. 12.4.

Изложенные особенности записи и воспроизведения важно учитывать при записи *аналоговой информации*.

Цифровую информацию, записанную на магнитный носитель, можно рассматривать как серию элементарных магнитиков с неизменной длиной. Минимальная длина волны λ_{\min} , которую может обеспечить записывающая головка и при которой еще наводится э. д. с. в обмотке головки считывания, определяет наибольшую возможную плотность записи информации [2.10], т. е. число бит (двоичных цифр) на 1 мм длины носителя

$$p = \frac{1}{\lambda_{\min}} \text{ бит/мм.}$$

§ 12.2. Методы записи аналоговой и цифровой информации

Если бы при записи аналоговой информации остаточная индукция была пропорциональна напряженности записывающего поля $H_{\text{зап}}$, то нелинейные искажения при воспроизведении были бы минимальны. Однако при записи информации на предварительно размагниченный носитель подобная пропорциональность не соблюдается вследствие значительной нелинейности начальной кривой намагничивания в области малых напряженностей. Поэтому в технике применяют запись аналоговой информации с подмагничиванием. Подмагничивание можно производить постоянным или переменным полем.

На рис. 12.5, а приведен один из возможных способов записи с *подмагничиванием постоянным полем*. Магнитный носитель поступает к головке записи полностью размагниченным. В обмотку записывающей головки вместе с током записи подается дополнительный постоянный ток, создающий напряженность $H_{\text{п}}$, которая смещает начальную рабочую точку на середину линейного участка кривой намагничивания. Полученная таким образом запись имеет меньшие искажения, чем запись без подмагничивания.

Более удачным является способ записи с постоянным подмагничиванием, показанный на рис. 12.5, б. В этом случае предварительное стирание информации производится постоянным полем с напряженностью $H_{\text{стир}}$ и к записывающей головке подходит носитель, предварительно намагниченный до насыщения в отрицательном направлении. В обмотку записывающей головки вместе с током записи также подается постоянный ток подмагничивания, напряженность $H_{\text{п}}$ кото-

рого близка к коэрцитивной. На постоянное поле H_n накладывается переменное поле записываемого сигнала $H_{зап}$, и намагничивание происходит по вертикальному участку предельной петли гистерезиса. Линейный диапазон этого участка примерно в два раза больше, чем в показанном на рис. 12.5, а, что благоприятно сказывается на величине э. д. с. при считывании информации.

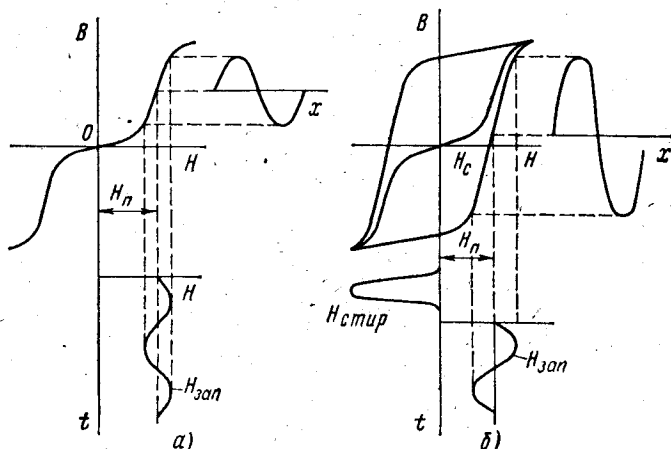


Рис. 12.5. Запись аналоговой информации с подмагничиванием постоянным полем

Наиболее качественную запись аналоговой информации получают при дополнительном подмагничивании переменным полем с частотой, в несколько раз превышающей максимальную частоту записываемого сигнала. Такой вид записи применяют в магнитофонной технике, где подмагничивающее переменное поле имеет ультразвуковую частоту. В этом случае суммарный ток в обмотке записи

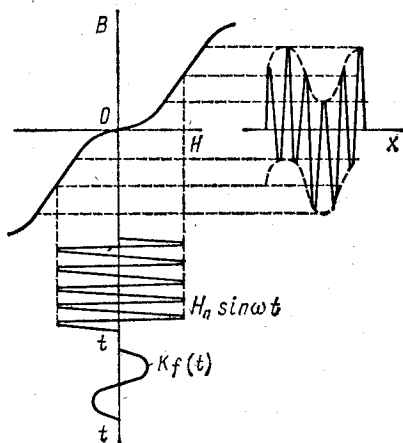


Рис. 12.6. Запись аналоговой информации с подмагничиванием переменным полем

$$i = i_{зап} + i_n = f(t) + I \sin \omega t$$

создает напряженность

$$H = kf(t) + H_n \sin \omega t.$$

Из рис. 12.6 видно, что при определенной величине амплитуды напряженности H_n подмагничивающего поля огибающая записываемой индукции имеет вид неискаженного основного записываемого сигнала $f(t)$. Это, в свою очередь, означает, что при считывании

в обмотке головки считывания средний остаточный поток будет наводить э. д. с., воспроизводящую записанный сигнал без существенных искажений. Однако физические процессы при перемагничивании переменным полем протекают более сложно, чем представлено на рис. 12.6. Можно показать [2.8], что высокочастотные колебания на самом деле не записываются, вызывая лишь быстрые перемагничивания по частным циклам около точек остаточной индукции, соответствующих уровню основного записываемого сигнала.

Существует ряд способов записи аналоговой информации с помощью стандартной аппаратуры: прямая запись, частотно-модулированная запись, фазомодулированная запись и импульсная запись с модуляцией по длительности.

Прямую запись применяют в технике записи звуков; ее можно использовать в измерительной технике для записи амплитудно-модулированных сигналов в диапазоне от 50 Гц до 100 кГц. Меньшие частоты воспроизводятся плохо [см. выражение (12.11)]. Верхний предел лежит в диапазоне, где длина волны записанного сигнала становится сравнимой с шириной щели головок записи и считывания. При этом способе электрические сигналы записываются на магнитную ленту непосредственно, без каких-либо преобразований.

Частотно-модулированная запись позволяет записывать сигналы низких частот и постоянного тока. При этом зависимость амплитуды э. д. с. от частоты не влияет на точность записи. Для осуществления данного способа записи необходим источник несущей частоты, которая модулируется сигналом. Воспроизводимый сигнал подается на демодулятор, в котором отфильтровывается несущая частота.

Фазомодулированная запись, сохраняя преимущества частотно-модулированной, позволяет избежать влияния изменения скорости ленты на точность воспроизведения. Способ основан на сравнении фаз двух колебаний. Поэтому на ленте должны быть записаны сигналы, по крайней мере, двух частот, из которых одна является опорной, а вторая — несущей, фазомодулированной записываемым сигналом.

Импульсную запись с модуляцией по длительности применяют при телеизмерениях для многоканальной записи медленно меняющихся процессов с использованием временного разделения каналов. Принцип временного разделения заключается в том, что записываемый сигнал делится на интервалы и записываются отдельные мгновенные значения передаваемой функции. При воспроизведении функция восстанавливается в низкочастотных фильтрах. Для удовлетворительного воспроизведения синусоидальной функции необходимо записать, по крайней мере, 4—6 мгновенных значений ее за период.

При записи цифровой информации, выраженной в двоичном коде, наличие нелинейных искажений не играет роли. Достаточно только четко определять два уровня сигналов, возникающих при считывании и соответствующих нулям и единицам. Более важным для таких запоминающих устройств является увеличение емкости памяти, т. е. уплотнение записи, при возможно меньшем времени обращения.

Существует ряд способов записи двоичной информации, которые можно подразделить на две группы: запись с промежутками между отдельными цифрами (запись с возвратом к нулю) и запись без промежутков (запись без возврата к нулю). При этом запись с промежутками производят по двум или по трем уровням.

При записи по двум уровням магнитный носитель находится в двух состояниях: либо с положительной, либо с отрицательной остаточной индукцией, соответствующей предельной петле гистерезиса.

Эти состояния принимают соответственно за 1 или 0. Отсутствие цифры обозначается как 0.

При записи по трем уровням магнитный носитель может находиться в трех состояниях: с положительной или отрицательной остаточной индукцией, соответствующей 1 или 0, а также в полностью размагниченном состоянии с индукцией, равной нулю. Последнее состояние соответствует интервалам между двоичными цифрами внутри числа,

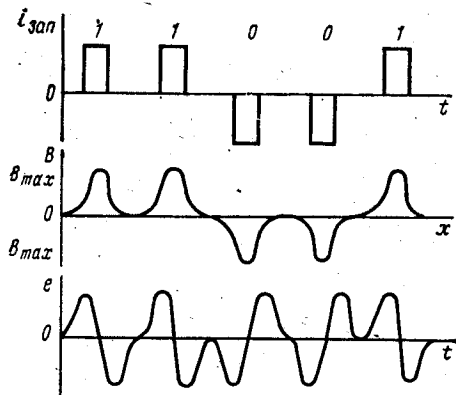


Рис. 12.7. Запись цифровой информации по трем уровням с промежутками

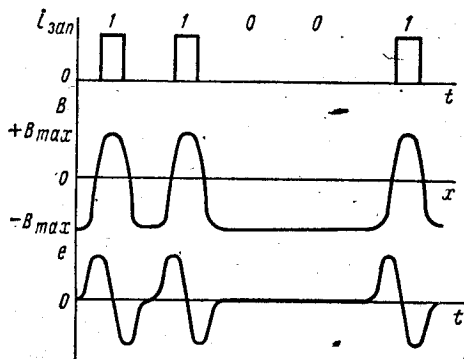


Рис. 12.8. Запись цифровой информации по двум уровням с промежутками

интервалам между числами и подобным им случаям отсутствия цифры.

Рассмотрим различные способы записи двоичной информации на примере одного и того же числа 11001.

Запись информации с промежутками по трем уровням (рис. 12.7) производится импульсами тока, положительная полярность которых соответствует единице, а отрицательная — нулю. В результате предварительно размагниченный носитель намагничивается до насыщения ($+B_{\max}$ или $-B_{\max}$). В промежутках между импульсами остается размагниченным. При считывании информации в обмотке считывающей головки наводятся разнополярные импульсы э. д. с., одинаковые для 1 и 0. Различие заключается лишь в том, что при считывании 1 первый импульс положителен, а второй отрицателен, при считывании 0 — наоборот.

Этот способ характеризуется малым уровнем шумов (помех), но требует специальных устройств для распознавания считываемого сигнала, а для стирания информации переменным полем — достаточно высокой частоты, обеспечивающей полное размагничивание носителя перед записью.

Запись информации с промежутками по двум уровням (рис. 12.8) применяют чаще, так как в обмотке считывания в этом случае наводится э. д. с., примерно в два раза большая, чем в случае трех уров-

ней. Это объясняется тем, что при считывании *единиц* индукция изменяется не от нуля до максимума, а от $-B_{\max}$ до $+B_{\max}$. Кроме того, при записи по двум уровням стирание информации производится намагничиванием до насыщения в постоянном поле. Для стирания, записи и считывания может применяться один и тот же вид головки. К записывающей головке носитель подходит, имея индукцию $-B_{\max}$, которую он приобрел при стирании информации. При подаче в об-

мотку записи импульса тока, соответствующего 1, происходит перемагничивание участка ленты до индукции $+B_{\max}$. При цифре 0 лента не перемагничивается. При считывании информации двуполярные

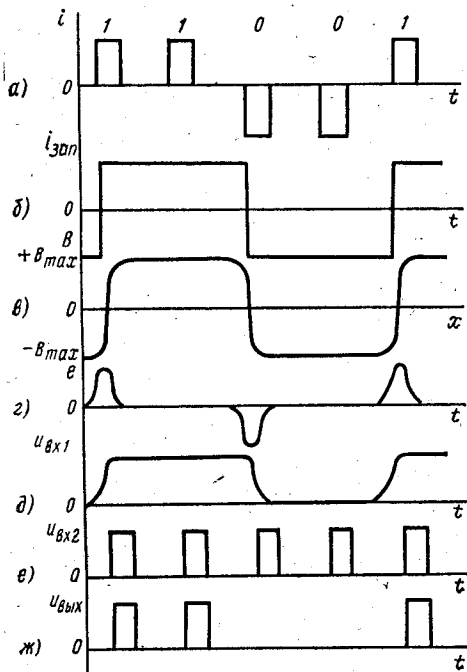


Рис. 12.9. Запись цифровой информации без промежутков

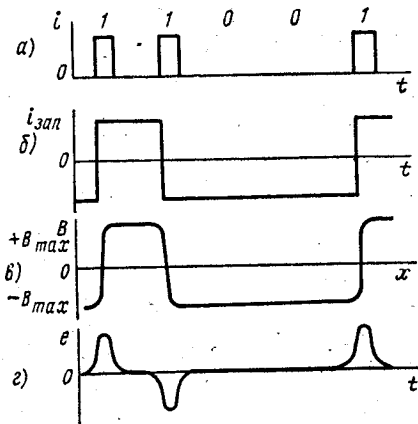


Рис. 12.10. Запись цифровой информации без промежутков с упрощенной схемой считывания

импульсы э. д. с. в обмотке соответствуют только *единицам*; отсутствие импульсов э. д. с. — *нулям*.

Приведенные примеры записи с промежутками показывают, что плотность записи информации в этой группе способов ограничена в связи с необходимостью возврата к исходному состоянию после каждой записанной цифры. Чтобы повысить плотность записи и тем самым увеличить емкость запоминающих устройств, используют способы записи без промежутков, в которых перемагничивание носителя соответствует не каждой отдельной цифре, а группам цифр.

Запись без промежутков одного из распространенных вариантов изображена на рис. 12.9. В данном случае импульсы, соответствующие цифрам числа, не поступают непосредственно в обмотку записи, а лишь управляют быстродействующим переключателем — триггером

ром. При этом в обмотке записывающей головки появляется и проходит положительный ток $i_{\text{зап}}$ (кривая б) во время импульсов, соответствующих 1. При поступлении первого же импульса 0 в обмотку начнет подаваться отрицательный ток $i_{\text{зап}}$ до нового поступления цифры 1. В результате носитель, предварительно намагниченный до $-V_{\text{max}}$ стирающей головкой, будет принимать состояние $+V_{\text{max}}$ или $-V_{\text{max}}$ в соответствии с током в записывающей головке. При считывании информации импульсы э. д. с. появляются только во время перемагничивания носителя и соответствуют изменениям цифры (кривая г). Эти импульсы управляют триггером, который посылает ток в один из входов схемы совпадения (кривая д). На другой вход схемы совпадения поступают сигналы от генератора *единиц* (кривая е). В результате на выходе схемы совпадения появится код числа, которое было записано на носителе (кривая ж).

Запись без промежутков другого варианта (рис. 12.10) позволяет значительно упростить схему считывания и расшифровки кода. Этот способ отличается от предыдущего тем, что ток в обмотке записи, а значит, и индукция носителя изменяются каждый раз, когда поступает импульс 1, и остаются неизменными при записи 0 (кривые а, б, в). Импульсы э. д. с. в обмотке считывания, имеющие разные полярности, выпрямляются и представляют собой код записанного числа (кривая г).

В этом варианте, как и в варианте, представленном на рис. 12.8, код записываемого числа состоит из однополярных импульсов, соответствующих *единицам*, и пауз, соответствующих *нулям*. В таком виде код числа обычно поступает с магнитно-диодных или магнитно-транзисторных ячеек. В вариантах же, представленных на рис. 12.7 и 12.9, код записываемого числа должен состоять из набора разнополярных импульсов, в котором отрицательные импульсы соответствуют *нулям*. В таком виде поступает код числа, например, из МОЗУ типа 2D с двумя сердечниками на бит.

Фазокодированная запись. Во всех предыдущих методах записи цифровой информации для расшифровки кода имеется дополнительная синхронизирующая дорожка с отдельной головкой. Вследствие перекосов ленты или головки на диске и барабане относительно синхродорожки может возникнуть искажение сигнала. Это обстоятельство ограничивает плотность записи.

Фазокодированная запись является записью с самосинхронизацией без специальной отдельной синхродорожки, что позволяет увеличить плотность записи до 64 бит/мм и выше.

При этом методе *единице* соответствует переход индукции носителя от $+V_{\text{max}}$ до $-V_{\text{max}}$, а *нулю* — обратный переход. Особенность метода состоит в том, что эти переходы фиксируются в качестве выходных сигналов только в том случае, если они происходят в строго определенных моменты времени, отмеченные на рис. 12.11 стрелками. При записи подряд одноименных знаков (например, двух единиц) обеспечивается дополнительный, промежуточный (фазовый) переход индукции. На рис. 12.11, а показано изменение тока в обмотке записывающей головки при записи того же кода, что и на предыдущих ри-

сунках, на рис. 12.11, б — соответствующее изменение индукции, на рис. 12.11, в — э. д. с. в обмотке головки воспроизведения.

Для выделения синхронизирующих импульсов СИ (рис. 12.11, д) производится выпрямление импульсов э. д. с. воспроизводящей головки (рис. 12.11, в). Выходные сигналы, появляющиеся только при совпадении отрицательных э. д. с. воспроизводящей головки и синхроимпульсов, образуют выходной код (рис. 12.11, е), состоящий из импульсов, соответствующих единицам.

Вследствие повышения возможной плотности записи за счет самосинхронизации фазокодированный метод получил широкое распространение, в частности, для запоминающих устройств на магнитных дисках.

§ 12.3. Магнитные носители записи и магнитные головки

В качестве магнитного носителя используют порошки оксида железа или железокобальтового феррита в смеси с лаком типа нитрата целлюлозы, так называемого ферролака. Общая доля порошка в ферролаке составляет по объему 30—45%. Размеры зерен ферромагнитного порошка должны быть возможно меньшими, чтобы носитель имел однородные магнитные характеристики, а также обладал возможно меньшим абразивным эффектом, который обуславливает износ поверхности головок в местах соприкосновения с носителем. У высококачественных носителей величина зерна составляет 0,1 мкм.

Ферролак используют для покрытий лент и барабанов. Магнитное покрытие барабанов и дисков может также представлять собой нанесенный гальваническим путем тонкий слой сплава из 80% кобальта и 20% никеля или чистого никеля.

В табл. 12.1 приведены некоторые характеристики магнитных покрытий [2.9].

Установлено, что величина проникновения магнитных силовых линий в ферромагнитные покрытия лент и барабанов составляет около 25 мкм. С уменьшением длительности импульса записи глубина проникновения уменьшается, поэтому толщина покрытия колеблется от 7 до 20 мкм.

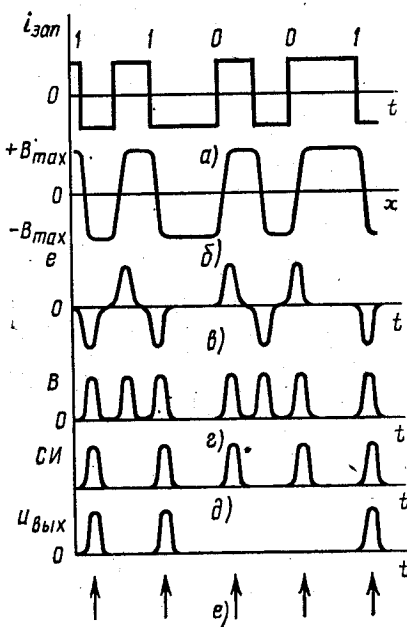


Рис. 12.11. Фазокодированная запись

Таблица 12.1

Тип магнитного носителя информации	Когеритивная сила, А/см	Остаточная индукция, сГл
ИЗ-337 (порошок 103а)	180	6,0
ИЗ-258 (порошок 100а)	380	7,7
ИЗ-257 (порошок 101а)	640	9,0
Электролитический кобальт	24	32,0
Электролитический никель	6	34,0

Кроме записи на магнитную ленту применяют запись на проволоку диаметром порядка 0,1 мм с магнитным носителем в виде никель-кобальтового покрытия толщиной порядка 10 мкм.

Преимуществом записи на магнитную проволоку является высокая компактность и малый объем ЗУ при достаточно большой емкости. Существуют модификации магнитных проволок на капроновой или нейлоновой основе.

В технике магнитной записи применяют, как правило, кольцевые головки. Сердечник такой головки имеет либо круглую (рис. 12.2), либо прямоугольную (рис. 12.12, б) форму. Во всех случаях записи на ленту рабочую поверхность головки, соприкасающуюся с лентой (зеркало), выполняют закругленной. Сердечники головок изготавливают из пермаллоя 80НХС или 79НМ, алфенола 16ЮХ, терминола 16ЮМ или феррита. Для снижения действия вихревых токов, особенно проявляющегося при записи высоких частот и коротких импульсов, сердечники набирают из пластин толщиной 50—100 мкм.

Для высокочастотных головок целесообразно применять ферриты. Однако хрупкость ферритов осложняет изготовление головок с прямоугольными краями рабочего зазора. Поэтому ферритовые сердечники рекомендуется снабжать полюсными наконечниками из металлических материалов с высокой магнитной проницаемостью.

На рис. 12.13, а показано распределение поля в рабочем зазоре записывающей головки, из которого видно, что поле является чисто продольным лишь над серединой зазора. Таким образом, реальная картина поля в зазоре значительно отличается от картины равномерного поля, которое было рассмот-

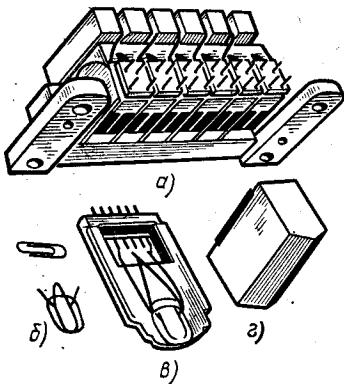


Рис. 12.12. Магнитные головки:

а — блок головок для магнитного барабана; б — сердечник из сплава 80НХС с обмотками из универсальной головки; в — универсальная головка магнитного барабана на две дорожки (толщина пластин 80 мкм; толщина сердечника 1 мм; обмотки $w = 450$ витков из провода ПЭВ диаметром 0,15 мм); г — блок из семи головок для многодорожечной записи на ленту

рено в § 12.1. Распределение поля в зависимости от относительного расстояния h/δ_p показывает, что отдельные слои носителя подвержены действию различных напряженностей.

При записи переменным полем за время прохождения магнитного носителя перед зазором ток в обмотке записи успевает измениться, а следовательно, напряженности у набегающего и сбегающего краев

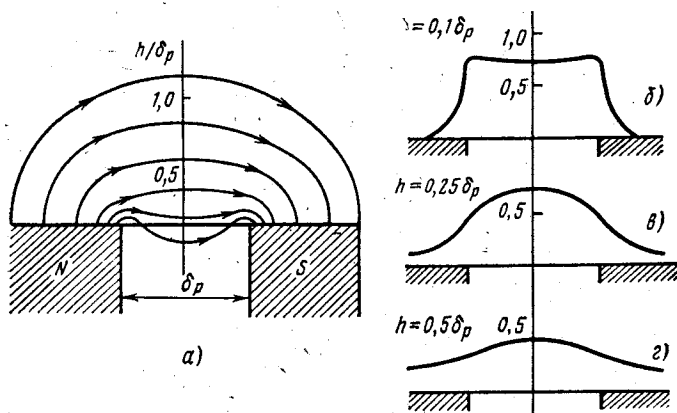


Рис. 12.13. Распределение поля в рабочем зазоре записывающей головки:

a — силовые линии магнитного поля; *b*, *в* и *г* — относительная величина продольной напряженности поля перед щелью на различных расстояниях h от поверхности головки

зазора будут различными. В результате запись сигналов высоких частот и импульсов производится со значительным искажением, для уменьшения которого необходимо уменьшить зазор δ_p . Кроме того, для лучшего «промагничивания» носителя (т. е. намагничивания на всю толщину магнитного слоя) зазор не должен быть меньше 4—5 мкм.

Чтобы рабочий зазор не засорился частичками ферромагнитного носителя, в него закладывают фольгу из бериллиевой или фосфористой бронзы, коэффициент истирания которой приблизительно такой же, как у пермаллоя. Вихревые токи в фольге способствуют вытеснению потока из рабочего зазора и этим усиливают поле записи. Задний зазор в записывающих головках необходим для снижения в них остаточной индукции, которая может сохраняться после больших токов записи, несмотря на магнитную мягкость материала головки. Этот зазор должен иметь достаточно большое магнитное сопротивление, увеличивающее угол γ (см. рис. 1.8, *a*). В существующих магнитных головках рабочий зазор имеет порядок 5—20 мкм, а задний — достигает 0,4 мм.

Зазор δ_p считывающей головки определяется верхним пределом частоты (см. рис. 12.4) записанного сигнала. Однако при слишком узком зазоре ухудшается чувствительность головки на низких частотах. Поэтому величину рабочего зазора рекомендуется выполнять не менее 0,7 наименьшей длины волны. Задний зазор в считывающих головках не нужен, так как он только ослабляет и без того небольшое поле, создаваемое намагниченными участками носителя.

Несмотря на различные требования к записывающим и считывающим головкам часто эти головки выполняют универсальными, идя на компромиссное решение, когда достигается достаточно хорошая запись при удовлетворительной э. д. с. считывания.

Для одновременной записи информации на нескольких дорожках головки объединяют в блоки (см. рис. 12.12, а). Между головками в блоках помещают экраны из пермаллоя 0,2—0,5 мм. Головки стирания также выполняют из двух полуколец; задний зазор их близок к нулю, а рабочий достигает 0,1—0,2 мм.

Для записи — считывания в устройствах с магнитной проволокой сердечники головок выполняют в виде двух пластин-полуколец из пермаллоя толщиной до 0,5 мм, в торцах которых около рабочего зазора имеется желобок, по которому перемещается проволока.

Для защиты головок от внешних магнитных полей их помещают в экраны из пермаллоя, а для защиты от переменных электромагнитных полей — в медные или латунные экраны, выполняющие одновременно роль корпуса.

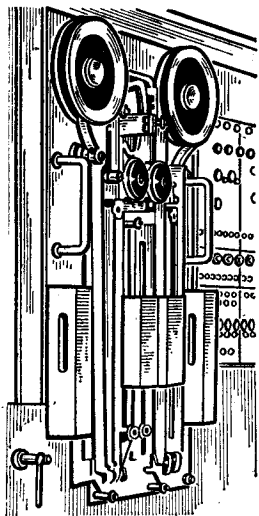


Рис. 12.14. Внешний вид лентопротяжного механизма

§ 12.4. Запоминающие устройства на магнитной ленте

Запоминающие устройства на магнитной ленте широко применяют и в аналоговой, и в цифровой технике, потому что благодаря возможности смены бобин с лентой они имеют практически неограниченную емкость; из всех ЗУ они являются самыми экономичными по стоимости хранения единицы информации.

Емкость цифровых ЗУ на магнитной ленте определяется плотностью записи, состоящей из продольной и поперечной плотности.

Продольной плотностью называют число импульсов двоичного кода (бит), размещающихся на 1 мм длины ленты. Продольная плотность ограничивается взаимным влиянием полей, создаваемых смежными намагниченными участками носителя. Это влияние особенно заметно в случае так называемой записи с перекрытием, когда шаг записи оказывается меньше длины намагниченных участков. Если возникающие при этом искажения амплитуды и формы сигналов допустимы, то запись с перекрытием используют для повышения плотности записи. Однако основным путем повышения продольной плотности является уменьшение длины магнитных участков, что достигается максимальным приближением головок к носителю и уменьшением рабочего зазора δ_p . При записи на ленту удается довести длину намагниченных участков до 0,04 мм, что обеспечивает продольную плотность записи порядка 20—30 имп/мм. При записи на проволоку диаметром 0,15 мм удается получить плотность записи до 15 имп/мм.

Поперечной плотностью называют число дорожек, записанных поперек ленты. Величина шага между дорожками зависит

от толщины сердечников головок и расстояния между ними. Толщина сердечников головок колеблется от 1 до 2,5 мм, а расстояние между головками в блоках примерно в 1,5 раза больше толщины головок. Чтобы увеличить поперечную плотность, применяют шахматное расположение головок. Для этого расположенные вдоль ленты два блока головок смещают в поперечном направлении один относительно другого на полшага.

В аналоговых устройствах номинальной принято считать скорость перемещения ленты 0,381 м/с и устанавливать другие скорости в целое число раз меньше или больше номинальной. В цифровых вычислительных машинах скорость достигает 2—4 м/с. Продольная плотность, умноженная на скорость перемещения ленты, определяет скорость записи и считывания информации цифровых ЗУ.

Механизм перемещения ленты в цифровых ЗУ представляет собой довольно сложную электромеханическую систему, которая при большой скорости равномерного перемещения ленты должна обеспечить ее быстрый разгон и полную остановку (за 5—10 мс). Если время разгона и торможения будет больше, то это приведет к необходимости делать большие промежутки между участками записи информации на ленте и, следовательно, снизит емкость ЗУ.

Широкое распространение получили лентопротяжные механизмы с бобинами (рис. 12.14), на которые наматывается или с которых сматывается лента. Для быстрой остановки и реверса бобин служат порошковые электромагнитные муфты (см. рис. 17.10). Под головками лента движется равномерно с помощью ведущих роликов, которые непрерывно вращаются с равномерной скоростью в разные стороны. Движение, реверс и остановка ленты осуществляются путем прижатия ее одним из прижимных роликов к соответствующему ведущему или стоповому ролику, что производится электромагнитами (см. § 17.1).

§ 12.5. Запоминающие устройства на магнитных барабанах и дисках

В качестве промежуточных ЗУ некоторых цифровых машин применяют магнитные барабаны (рис. 12.15). Барабан представляет собой непрерывно вращаемый электродвигателем цилиндр из латуни или алюминия с ферромагнитным покрытием. В качестве магнитного покрытия, как отмечалось, используют ферролак или никель-кобальтовый слой. Обычно для барабанов применяют универсальные магнитные головки, которые располагают в так называемых скалках в два ряда вдоль образующей барабана. Головки в скалках сдвинуты на полшага вдоль оси барабана, что обеспечивает шахматный порядок расположения головок, повышающий поперечную плотность записи. Дорожки на барабане представляют собой замкнутые параллельные окружности. Так как запись или считывание информации с какого-то участка поверхности барабана производится в момент прохождения этого участка под головкой, максимальное время обращения ЗУ этого типа равно времени, за которое барабан делает один оборот. При частоте вращения, например, 6000 об/мин максимальное время обращения равно 10 мс. Уменьшить время обращения можно, либо повысив частоту вращения барабана, либо сде-

лав по окружности не одну, а несколько пар скалок с головками. Однако последнее связано с усложнением схемы записи — считывания.

Емкость ЗУ с магнитным барабаном определяется поверхностью барабана.

Увеличить емкость ЗУ можно за счет увеличения длины барабана или его диаметра.

При увеличении длины барабана возрастает количество элементов аппаратуры, так как растет число головок.

Увеличение диаметра барабана приводит к значительному росту момента инерции, что требует тщательной балансировки барабана во избежание биений его поверхности.

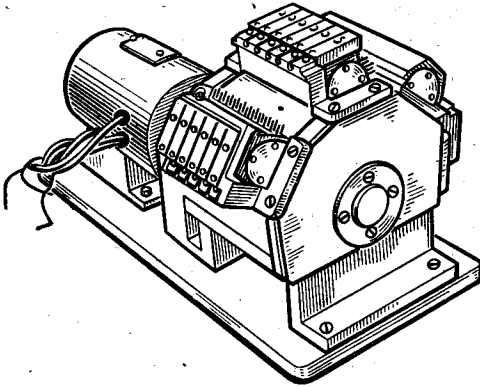


Рис. 12.15. Внешний вид магнитного барабана

Обычно диаметр барабана равен 10—30 см. Длина барабана по образующей колеблется от 5 до 27 см. Частота вращения барабана имеет порядок от нескольких сотен до нескольких тысяч оборотов в минуту. При указанных габаритах емкость ЗУ колеблется от 5 до 400 тыс. бит, а частота записи двоичных цифр может быть доведена до 400—500 кГц.

Высокие окружные скорости барабанов, достигающие нескольких десятков м/с, не позволяют использовать контактную запись во избежание порчи магнитного носителя. Поэтому магнитные головки располагают обычно на расстоянии 10—50 мкм от поверхности барабана.

Из рис. 12.16 видно, что для стабильности э. д. с. в обмотках считывания зазор h между головкой и барабаном должен сохраняться с большой точностью; причем с точки зрения абсолютного значения э. д. с. этот зазор должен быть возможно меньшим. На величину зазора между головкой и носителем влияют различные факторы, в том числе эксцентриситет барабана, биения в подшипниках, неравномерность толщины магнитного покрытия и т. п.

Решить проблему сохранения малого и неизменного зазора между головкой и барабаном при больших диаметрах последнего удалось с помощью плавающей головки. В отверстия, расположенные около рабочего зазора головки, подается сжатый воздух, поднимающий головку над поверхностью барабана. Под действием быстрого вращения барабана воздух приобретает большую скорость и вследствие эффекта Бернулли под головкой создается пониженное давление, в результате которого головка присасывается к поверхности барабана. Благодаря действию двух противоположно направленных

усилий головка удерживается на постоянной высоте над поверхностью вращающегося барабана. При понижении давления поступающего воздуха головка специальной пружиной отводится от барабана во избежание порчи его поверхности.

Значительно увеличить емкость ЗУ при относительно небольшом увеличении времени обращения позволяет устройство с магнитными дисками (рис. 12.17).

В таком ЗУ информация записывается на дисках 1, представляющих собой круглые металлические пластины толщиной $3\text{--}4$ мм, диа-

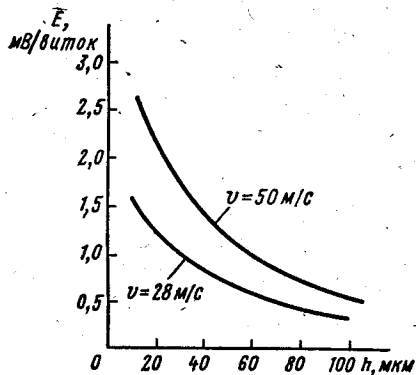


Рис. 12.16. Графики зависимости э. д. с. при считывании от зазора между головкой и носителем двух значений окружной скорости магнитного барабана

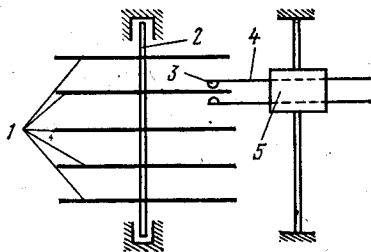


Рис. 12.17. Схема запоминающего устройства на магнитных дисках

метром 350 мм, отполированные до 14-го класса чистоты и покрытые с обеих сторон магнитотвердым материалом. Этот магнитный слой покрыт тонким защитным слоем.

Накопители на магнитных дисках изготовляют с постоянными и сменными дисками. Последние бывают одно-, шести- и одиннадцатидисковые. Сменные пакеты магнитных дисков имеют унифицированные размеры и расположение информации. Так, шестидисковые пакеты имеют 10 рабочих поверхностей (две наружные поверхности не используются), на каждой из которых располагаются 202 дорожки с продольной плотностью информации 45 бит/мм.

Диски насажены на общую ось 2, непрерывно вращающуюся с частотой 1500 или 3600 об/мин. Запись и считывание информации производится двумя головками 3, укрепленными на траверсе 4. Плавающие головки, отстоящие от поверхности диска на $1\text{--}5$ мкм, позволяют использовать магнитные диски практически без изнашивания рабочего слоя. Траверса с одной или несколькими магнитными головками перемещается вдоль радиуса диска, обеспечивая запись — считывание информации с любой кольцевой дорожки. Так как шаг между дорожками составляет $0,2\text{--}0,5$ мм, точность установки головки на заданную

дорожку должна составлять 10—20 мкм. Время перехода с дорожки на дорожку в лучших дисковых системах составляет 10—12 мс, а среднее время выборки 8—70 мс. Для перевода к другому диску траверсы с магнитными головками автоматически отводятся от оси на достаточное расстояние, а затем вместе с кареткой 5 перемещаются вверх или вниз на уровень нужного диска. После этого траверсы перемещаются к центру до той или иной дорожки.

§ 12.6. Особенности записи — воспроизведения видеoinформации

Магнитная запись, родившись в начале XX в. как запись звука, в 50-х годах претерпела второе рождение как запись изображений сначала в телевизионном вещании, а затем в научных исследованиях и системах хранения и выдачи информации.

В отличие от записи звука, где достаточна запись сигналов в полосе частот от 40 Гц до 10—12 кГц, для записи телевизионных изображений необходима полоса частот от 50 Гц до 6,5 МГц, т. е. в 500 (!) раз больше.

Так как рабочий зазор магнитной головки записи δ_p , а значит, и λ_{\min} не могут быть сделаны меньше некоторого значения (см. § 12.3), увеличение верхнего предела частоты записываемого сигнала, как следует из (12.1), возможно только за счет увеличения скорости движения ленты v относительно головки.

Кроме того, при широком диапазоне частот, как следует из (12.7), возникают трудности с воспроизведением низкочастотных сигналов. Для сокращения диапазона частот видеосигнала его спектр «передвигают» на 0,5 МГц, уместя его в полосу от 0,5 до 7,0 МГц, за счет частотной модуляции (рис. 12.18, а). Причем амплитуда магнитной индукции в процессе записи доводится до насыщения, что исключает

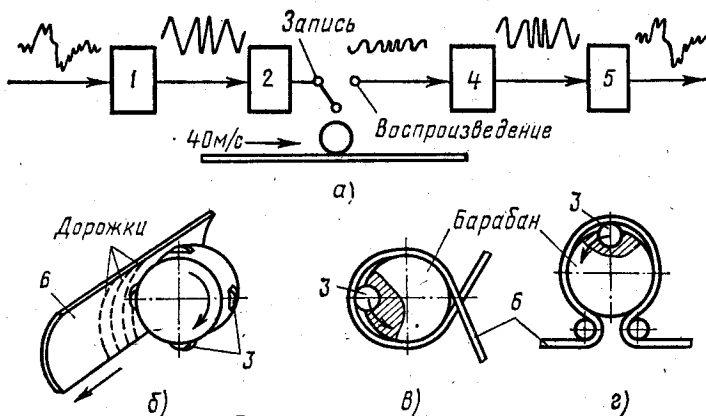


Рис. 12.18. Схема записи — воспроизведения видеoinформации (а), поперечнострочная (б) и продольнострочная (в и г) системы записи:

1 — частотный модулятор; 2 — усилитель записи; 3 — видеоголовка; 4 — усилитель воспроизведения; б — демодулятор; б — магнитная лента

влияние паразитных колебаний ее на качество воспроизведения, которое определяется лишь мгновенным значением частоты (или длины λ). Так как $f = v/\lambda$, степень неравномерности скорости v в видеомагнитофонах не должна превышать 0,01%, в то время как в магнитофонах допустима неравномерность 0,1%.

Для уменьшения частотных потерь головки видеомагнитофонов изготавливают, как правило, из феррита. Из-за высоких скоростей предъявляют к видеоленте жесткие требования. Так, для уменьшения нагрева, достигающего 700°C, поверхность ленты делают зеркально гладкой и добавляют в магнитный слой для смазки графит, одновременно снижающий и электризацию ленты, достигающую 2—3 кВ. Для взаимного обмена телепрограммами согласно международным нормам ширина ленты должна быть 50,8^{-0,1} мм, а толщина не более 38 мкм. Для магнитного покрытия используют ферролак с игольчатой формой частиц, ориентированных вдоль ленты.

Указанное увеличение скорости v достигается за счет вращения видеоголовок при одновременном перемещении ленты. Исторически первой была поперечно-строчная запись (рис. 12.18, б). Четыре головки расположены во вращающемся диске так, что когда одна из них заканчивает дорожку, другая начинает следующую дорожку, причем при воспроизведении сигналы от каждой головки преобразуются коммутатором в непрерывный сигнал.

Позднее были созданы видеомагнитофоны с продольно-строчной записью. В этих системах одна или две головки вращаются в щели между двумя половинами неподвижного барабана, который служит направляющей для ленты. Катушки, на которых перематывается лента, расположены на разной высоте, за счет чего лента охватывает барабан по винтовой траектории и при горизонтальном вращении головок на ней записывается наклонная дорожка.

Различают системы типа «альфа» (рис. 12.18, в), в которой лента охватывает барабан в форме буквы α , и «омега», в которой траектория ленты напоминает букву Ω (рис. 12.18, г).

Во всех видеомагнитофонах наряду с записью — воспроизведением видеосигнала записывается и воспроизводится, как в обычных магнитофонах с высокочастотным подмагничиванием переменным полем (см. рис. 12.6), звуковое сопровождение.



Современный этап развития автоматики и вычислительной техники характеризуется тенденцией к микроминиатюризации аппаратуры. Наибольшие успехи в микроминиатюризации в настоящее время достигнуты в полупроводниковой технике за счет использования интегральной технологии.

Для комплексной миниатюризации аппаратуры необходима микроминиатюризация как полупроводниковых, так и магнитных элементов, которая происходит по следующим направлениям.

1. Использование конструктивных приемов, включающих уменьшение размеров элементов, более рациональную компоновку, крепление элементов путем заливки, улучшение теплоотвода (см., например, § 4.5).

2. Применение схемных методов, включающих упрощение схем, оптимизацию режима работы магнитных элементов и совмещение функций (например, выполнение нескольких логических операций одним элементом, изготовленным на сердечнике сложной формы).

3. Использование интегральной (групповой) технологии: например, изготовление кольцевых пермаллоевых сердечников методом группового травления, использование ферритовых пластин (см. § 11.7) с отверстиями малых диаметров, получаемыми лазерной обработкой, или тонких слоев ферромагнетиков, получаемых методом напыления через трафарет.

4. Использование новых физических явлений, в частности единичного домена в качестве элементарного носителя информации; это позволяет достигнуть плотности размещения информации порядка 10^8 бит/см², что обеспечивает степень микроминиатюризации, не достижимую для полупроводниковой техники.

В третьей части объединены, по существу, три последних направления.

Глава 13. Магнитные элементы на разветвленных сердечниках

§ 13.1. Особенности перемангничивания разветвленных сердечников

Разветвленные сердечники (РС) в отличие от кольцевых имеют несколько возможных контуров замыкания магнитного потока. Это позволяет выполнять на них как простые, так и сложные логические

операции без применения полупроводниковых приборов, а также создавать МОЗУ без разрушения информации при считывании.

Если пренебречь полями рассеяния и считать петлю гистерезиса ферромагнитного материала идеально прямоугольной, то анализ работы РС упрощается и может быть проведен с использованием законов Кирхгофа для магнитных цепей.

РС различных форм (например, приведенных на рис. 13.1 — 13.3) можно свести к конечному числу стержней, соединенных узлами. При этом, во-первых, в силу непрерывности магнитного потока для узла, в котором сходится n стержней, по первому закону Кирхгофа имеем

$$\sum_{k=1}^n \Phi_k = 0,$$

т. е. алгебраическая сумма потоков (или их приращений), проходящих к любому узлу и уходящих от него, равна нулю.

Во-вторых, по закону полного тока (по существу представляющему собой аналогию второго закона Кирхгофа для магнитных цепей) для любого замкнутого контура, состоящего из m стержней, справедливо соотношение

$$\sum_{k=1}^m F_k = \sum_{q=1}^p (I\omega)_q,$$

где $F_k = H_k l_k$ — разность магнитных потенциалов на k -м участке;

$\sum_{q=1}^p (I\omega)_q$ — суммарная н. с., создаваемая токами, проходящими по p обмоткам, охватывающим рассматриваемый магнитный контур.

Эти законы позволяют сформулировать положения [3.1], которыми следует руководствоваться при анализе процессов перемагничивания РС.

1. В произвольном замкнутом контуре невозможно изменить направление магнитного потока на противоположное, если один из участков контура уже доведен до насыщения в желаемом направлении перемагничивания.

2. Максимальное изменение (приращение) потока в замкнутом контуре при его перемагничивании

$$\Delta\Phi_{\max} = 2B_s s_{\min},$$

где s_{\min} — минимальная площадь поперечного сечения участков, составляющих контур, в котором направление магнитного потока меняется на противоположное.

3. Минимальное значение н. с., необходимое для полного перемагничивания контура,

$$(I\omega)_{\min} = H_c l_{\max},$$

где l_{\max} — длина внешней границы контура перемагничивания.

4. Увеличение н. с. выше $(I\omega)_{\min}$ не позволяет увеличить $\Delta\Phi_{\max}$, а вызывает лишь уменьшение времени перемагничивания.

5. При параллельном соединении стержней равного сечения потоки в стержнях распределяются обратно пропорционально их длинам.

6. При перемагничивании одного из участков РС изменение направления магнитного потока на противоположное происходит по замкнутому контуру, не имеющему нагруженных выходных обмоток, с наименьшей длиной.

§ 13.2. Методы управления процессами перемагничивания разветвленных сердечников с магнитно-связанными контурами

У РС с магнитно-связанными контурами связь между выходными обмотками и входными (обмотками записи) осуществляется непосредственно через общий магнитный поток.

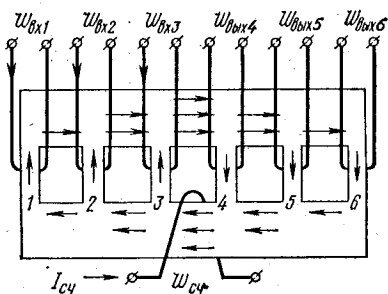


Рис. 13.1. Разветвленный сердечник с суммированием магнитных потоков

Для управления процессами перемагничивания РС используют три метода: суммирования магнитных потоков, запрета перемагничивания и динамического смещения, а также их комбинации.

Метод суммирования магнитных потоков, являясь наиболее простым, основан на положении перемагничивания по контуру с наименьшей длиной.

Пусть РС (рис. 13.1) имеет четное число вертикальных стержней, а сечение каждой из горизонтальных перемычек равно полусумме сечений стержней.

Исходное состояние, показанное на рис.13.1 стрелками, устанавливается обмоткой считывания $w_{сч}$.

При подаче в такт записи в одну из входных обмоток тока, соответствующего единице какого-либо из сигналов A , B или C , перемагничиваются соответствующий «входной» стержень (1, 2 или 3) и ближайший «выходной» стержень 4. При подаче любых двух входных сигналов перемагнитятся стержни 4 и 5. При подаче же всех трех сигналов перемагнитятся все три входных стержня и стержни 4, 5 и 6.

В такт считывания сердечник возвращается в исходное состояние и при обратном перемагничивании стержней 4, 5, 6 в соответствующей выходной обмотке наводится э. д. с.

С помощью обмотки $w_{вых4}$ рассматриваемого РС можно осуществить схему сложения ИЛИ на три входа ($P = A + B + C$), так как в такт записи при подаче любого из входных сигналов (или их различных комбинаций) стержень 4 всегда оказывается перемагниченным.

Схема умножения И ($P = ABC$) реализуется с помощью обмотки $w_{вых6}$, так как стержень 6 перемагничивается в такт записи лишь при одновременной подаче всех трех входных сигналов.

Схему НЕ ($P = A\bar{B}$) можно осуществить подачей сигнала A в последовательно соединенные обмотки $w_{вх1}$ и $w_{вх2}$, а сигнала B — в обмотку $w_{вх3}$, причем выходной сигнал должен сниматься со встречно соединенных обмоток $w_{вых5}$ и $w_{вых6}$. В самом деле, лишь при сочетании $A = 1$ и $B = 0$ перемагнитится стержень 4 и 5, а стержень 6 останется неперемагненным и на выходе схемы появится э. д. с. от обмотки $w_{вых5}$. При одновременном поступлении сигналов $A = 1$ и $B = 1$ перемагнитятся стержни 4, 5 и 6 и, значит, в такт считывания на выходе сигнал будет отсутствовать, так как э. д. с. обмоток $w_{вых5}$ и $w_{вых6}$ взаимно компенсируются. При поступлении только сигнала $B = 1$ ($A = 0$) перемагнитится лишь стержень 4 и выходного сигнала также не будет.

Преимуществом РС, работа которых основана на методе суммирования магнитных потоков, является нечувствительность к амплитуде входных токов, так как приращение магнитных потоков ограничивается сечением входных стержней.

Их недостаток заключается в необходимости одновременной подачи входных сигналов. В самом деле, подача сигнала, например, в обмотку $w_{вх3}$ после прекращения сигнала в обмотке $w_{вх2}$, перемагнитившего стержни 2 и 4, приведет к перемагничиванию стержня 3 по кратчайшему контуру через стержень 2, а не 5, как это требуется для правильной работы схемы.

Метод запрета перемагничивания заключается в том, что строго фиксированное изменение магнитного потока осуществляется лишь по одному из возможных контуров, который однозначно определяется комбинацией входных сигналов, запрещающей перемагничивание по другим контурам.

Такой метод использован, например, в РС типа «лесенка» с количеством стержней $N = 2n + 2$, где n — число входных обмоток, и с сечением стержней, равным сечению горизонтальных перемычек.

На рис. 13.2 приведен РС на три входа. Исходное направление магнитных потоков сердечника, показанное на рисунке, устанавливается подачей импульса тока $I_{сч}$ в обмотки считывания, размещенные во всех нечетных окнах. При подаче импульса тока в обмотку записи $w_{зап}$, расположенную на первом стержне, фиксированное изменение магнитного потока (т. е. изменение, определяемое произведением

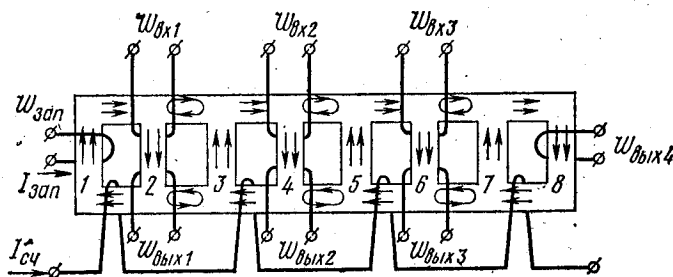


Рис. 13.2. Разветвленный сердечник с запретом перемагничивания

сечения первого стержня на индукцию $2B_r$) стремится замкнуться по кратчайшему контуру через стержень 2. Однако если при этом одновременно с импульсом записи в обмотку $\omega_{вх1}$ подан сигнал A , стремящийся удержать стержень 2 в исходном состоянии, то перемагничивание произойдет через следующий четный (четвертый) стержень. Если же поданы все три входных сигнала, перемагничивание через четные стержни со входными обмотками будет запрещено и оно осуществится через крайний правый (восьмой) стержень. В следующий за записью такт считывания в сердечнике установится прежнее исходное состояние, а в обмотках, охватывающих перемагничивающиеся стержни или перемычки РС, наведутся э. д. с.

Схема И ($P = ABC$) реализуется с помощью обмотки $\omega_{вых4}$; операцию можно осуществить как при записи, так и при считывании.

Схема НЕ ($P = A\bar{B}$) реализуется с помощью обмотки $\omega_{вых2}$; операцию также можно осуществить и при записи, и при считывании.

Схема ИЛИ ($P = A + B + C$) реализуется при последовательном соединении всех выходных обмоток; операция осуществляется лишь при считывании, так как только в этом случае амплитуда выходного сигнала будет одинакова для любого сочетания входных сигналов и равна э. д. с. в одной из выходных обмоток.

Преимуществом элементов на РС лестничного типа является возможность существенного уменьшения мощности входных сигналов, энергия которых не расходуется на перемагничивание материала (перемагничивание происходит за счет энергии обмоток записи и считывания), а недостатком — необходимость жесткой синхронизации импульсов записи и входных импульсов, которые должны перекрывать во времени импульсы записи.

Метод динамического смещения заключается в создании для одного из контуров, имеющих одинаковую длину, более благоприятных условий для перемагничивания за счет подмагничивания этого контура входным сигналом. На рис. 13.3 изображен простейший разветвленный сердечник, на котором удобно проиллюстрировать этот метод.

Все ветви (1, 2, 3 и 4) расщепленных участков вертикальных стержней имеют одинаковые сечения, равные половине сечения нерасщепленных стержней. После подачи тока считывания все участки РС насыщаются в направлении, указанном стрелками. При подаче импульса тока в обмотку записи $\omega_{зап}$, охватывающую одну из ветвей левого стержня, фиксированное изменение потока, определяемое сечением этой ветви, распределяется поровну между ветвями 3 и 4, так как они имеют равные длины и одинаковые исходные состояния. В этом случае сигнал в выходной обмотке, намотанной восьмеркой на ветвях 3 и 4, отсутствует.

Если одновременно с импульсом записи в обмотку $\omega_{вх}$, намотанную (так же,

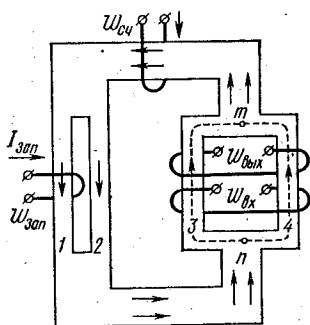


Рис. 13.3. Разветвленный сердечник с динамическим смещением

как и выходная обмотка) восьмеркой на ветвях 3 и 4, будет подан входной импульс, то в зависимости от полярности этого импульса его н. с. будет действовать согласно с н. с. импульса записи в одной ветви (например, 4) и встречно — в другой. Напряженность поля в каждой из ветвей определяется выражениями

$$H_3 = \frac{F_{mn} - I_{вх} \omega_{вх}}{l_3}; \quad H_4 = \frac{F_{mn} + I_{вх} \omega_{вх}}{l_4},$$

где F_{mn} — разность магнитных потенциалов между узловыми точками m и n в процессе записи.

Определить необходимую величину входного сигнала при импульсном перемагничивании можно исходя из следующего. При заданном быстродействии элемента известно время записи $\tau_{зап}$ и напряженность, создаваемая обмоткой записи:

$$H_{зап} = (S_w / \tau_{зап}) + H_0.$$

Чтобы ветвь 3 не смогла перемагнититься, напряженность в ней не должна превышать H_0 , т. е.

$$H_{зап} - H_{вх} \leq H_0.$$

где $H_{вх}$ — напряженность от входной обмотки. Следовательно,

$$H_{вх} \geq H_{зап} - H_0 = S_w / \tau_{зап} \text{ и } I_{вх} \omega_{вх} \geq S_w l_{mn} / \tau_{зап},$$

где l_{mn} — длина ветви между точками m и n .

Преимуществами РС, работа которых основана на методе динамического смещения, по сравнению с рассмотренными ранее являются: значительно меньшая величина входных сигналов (их назначение сводится лишь к подмагничиванию одной из ветвей короткого расщепленного участка магнитопровода) и возможность построения схем, в которых *нуль* от *единицы* отличается по полярности э. д. с. сигнала, а не по величине (подобно МОЗУ § 11.4). Недостаток этого вида РС заключается в необходимости подавать входной сигнал одновременно с импульсом записи или несколько опережая последний, так как при запаздывании входного сигнала нарушается правильное распределение изменений потока между перемычками.

§ 13.3. Трансфлюксор — разветвленный сердечник с магнитно-развязанными контурами

Разветвленными сердечниками с магнитно-развязанными контурами называют РС, в которых отсутствует непосредственная магнитная связь между входными и выходными обмотками, что дает возможность строить на них чисто магнитные логические схемы и создавать МОЗУ без разрушения информации при считывании. Наибольшее распространение из этой группы магнитных элементов получили т р а н с ф л ю к с о р ы (дословно — «перераспределители потоков»).

Трансфлюксоры представляют собой сердечники из феррита с несколькими отверстиями, вокруг которых с помощью обмотки управ-

ления может перераспределяться магнитный поток. Простейший из них показан на рис. 13.4, а. Кроме управляющей обмотки ω_y , трансфлюксор имеет обмотки питания ω_n и выходную $\omega_{вых}$. Сечения перемычек 2 и 3 одинаковы и в сумме равны или немного меньше сечения перемычки 1.

Различают *запертое* (блокированное) и *открытое* (разблокированное) состояния трансфлюксора. Перевод из одного состояния в другое производят с помощью обмотки управления ω_y .

Если в обмотку ω_y подан запирающий импульс тока

$$I_{y.зпр} = \frac{H_c \pi D_{нар}}{\omega_y},$$

который создает напряженность, направленную по часовой стрелке, то вся магнитная система будет доведена до насыщения в *одном направлении* и после прекращения импульса останется в состоянии $+B_r$ с направлением потоков, показанным стрелками на рис. 13.4, а.

Если в питающей обмотке ω_n проходит переменный ток синусоидальной или импульсной формы с частотой f , то в один полупериод н. с. этой обмотки будет совпадать по направлению с потоком, доведенным до насыщения в перемычке 3, а в другой полупериод — с

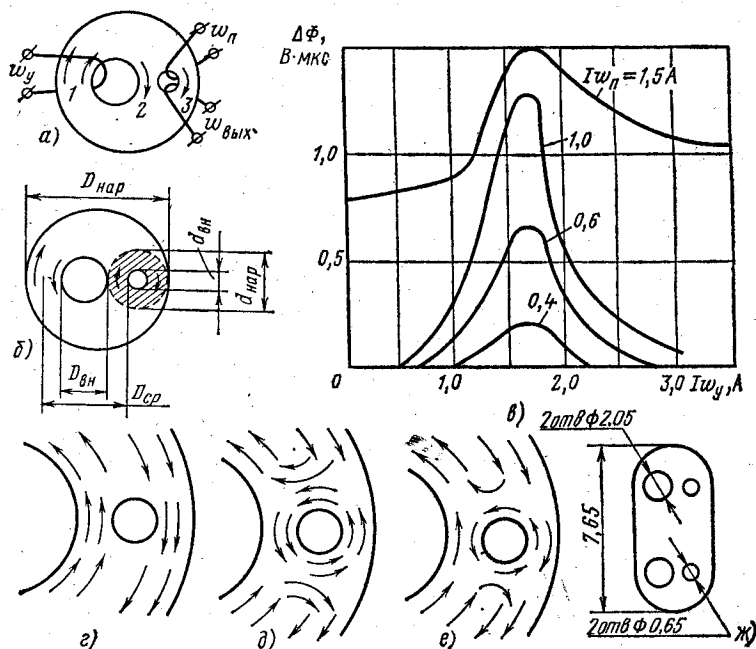


Рис. 13.4. Трансфлюксор:

а — запертое состояние; б — открытое состояние; в — характеристики; г и д — распределение магнитных потоков вблизи малого отверстия в первый и второй полупериоды тока питающей обмотки полностью открытого трансфлюксора; е — то же, что для рис. д, но при меньшем токе питающей обмотки; ж — двоянный трансфлюксор

потоком в перемычке 2. Поэтому кольцевая зона вокруг малого отверстия перемагничиваться не будет (см. п. 1 в § 13.1), в результате чего в выходной обмотке при идеальной прямоугольности петли гистерезиса материала сердечника э. д. с. будет равна нулю, а в реальных условиях будет наводиться лишь э. д. с. помехи. Такое состояние трансфлюксора называют *запертым*, и оно соответствует *нулю*.

Подадим в обмотку ω_y отпирающий импульс тока (с полярностью, противоположной запирающей), который создаст напряженность, направленную против часовой стрелки. Оптимальное значение отпирающего тока должно быть достаточно для *перемагничивания* в состоянии $-B_r$ только слоя вокруг большого отверстия в сечением, равным сечению перемычки 2, но недостаточно для перемагничивания остальной, наружной части магнитной системы, т. е.

$$I_{y, \text{ опт}} = \frac{H_c \pi D_{\text{ср}}}{\omega_y}$$

После окончания этого импульса потоки в трансфлюксоре примут направление, показанное стрелками на рис. 13.4, б, а поток в заштрихованной зоне будет направлен по часовой стрелке. В этом случае в первый полупериод питающего тока, когда его н. с. направлена по часовой стрелке, т. е. совпадает с остаточным потоком в заштрихованной зоне, распределение потоков будет соответствовать представленному на рис. 13.4, г, а во второй полупериод (при встречном остаточному потоку направлении н. с.) поток заштрихованной зоны может изменяться, пока не достигнет потока насыщения другого знака, и распределение потоков примет вид рис. 13.4, д. В следующий полупериод будет восстанавливаться прежнее распределение потоков (рис. 13.4, г) и т. д. В результате в выходной обмотке будет наводиться э. д. с., соответствующая *единице*. Такое состояние трансфлюксора называют *открытым*. Среднее значение э. д. с., наводимой в выходной обмотке, определяется величиной изменяющейся части потока $\Delta\Phi$.

$$E_{\text{вых}} = 2f\omega_{\text{вых}}\Delta\Phi = 2f\omega_{\text{вых}}s_{\text{слоя}}2B_r = 4f\omega_{\text{вых}}s_{\text{слоя}}B_r$$

Ширину данного слоя можно регулировать двумя способами.

Первый способ состоит в том, что может быть подан ток I_y , меньший или больший $I_{y, \text{ опт}}$. В первом случае остаточной индукции, направленной против часовой стрелки, достигнет лишь слой с диаметром, меньшим $D_{\text{ср}}$, а значит, под действием н. с. $\omega_{\text{ц}}$ будет перемагничиваться лишь часть сечения перемычки 2. Во втором случае остаточной индукции, направленной против часовой стрелки, достигнет слой с диаметром, большим $D_{\text{ср}}$, захватив часть сечения перемычки 3. При этом под действием н. с. $\omega_{\text{ц}}$ перемагниченная против часовой стрелки часть перемычки 3 (и соответствующая часть перемычки 2, прилегающая к малому отверстию) перемагничиваться не сможет. Очевидно, что в обоих случаях э. д. с. выходной обмотки будет меньше, чем при токе $I_y = I_{y, \text{ опт}}$. Если I_y превысит по абсолютной величине значение $I_{y, \text{ опт}}$, то трансфлюксор окажется запертым, но при направлении в нем потока, противоположном начальному.

Второй способ состоит в изменении величины переменного тока в обмотке ω_{Π} . Если амплитуда этого тока меньше, чем

$$I_{\sim \min} = \frac{H_c \pi d_{\text{вн}}}{\omega_{\Pi}},$$

то и в открытом состоянии н. с. ω_{Π} будет недостаточной для перемагничивания даже самого ближайшего к малому отверстию слоя и э. д. с. выходной обмотки будет оставаться равной нулю. По мере роста амплитуды тока I_{\sim} перемагничивающаяся кольцевая зона вокруг малого отверстия расширяется и э. д. с. на выходе возрастает. При амплитуде тока

$$I_{\sim \max} = \frac{H_c \pi d_{\text{нар}}}{\omega_{\Pi}}$$

эта зона занимает всю ширину перемычек 2 и 3 (конечно, при условии, что импульсом $I_y = I_{y, \text{опт}}$ трансфлюксор был предварительно открыт) и э. д. с. на выходе получает максимальное значение. На рис. 13.4, e показано распределение потоков для случая $I_{\sim \min} < I_{\sim} < I_{\sim \max}$.

Если же ток I_{\sim} станет больше $I_{\sim \max}$, то трансфлюксор потеряет управляемость, так как даже в запертом состоянии н. с. ω_{Π} сможет перемагничивать слой материала сердечника, охватывающий оба отверстия, и в обмотке $\omega_{\text{вых}}$ появится э. д. с.

Описанные процессы подтверждаются экспериментом. На рис. 13.4, в приведены характеристики трансфлюксора, имеющего размеры $D_{\text{нар}} = 8,8$ мм, $D_{\text{вн}} = 3,51$ мм, $d_{\text{вн}} = 1,09$ мм и толщину магнитопровода 3,56 мм.

Из характеристик трансфлюксора видно, что его можно использовать в качестве аналогового запоминающего устройства, учитывая связь между выходным напряжением и сигналом управления.

Отметим, что обмотка ω_{Π} должна питаться от источника тока, так как ее сопротивление близко к нулю у запертого трансфлюксора и возрастает по мере его отпирания (вследствие наведения противо-э. д. с. в обмотке ω_{Π}). При питании от источника напряжения, например в запертом состоянии, ток в обмотке ω_{Π} будет возрастать настолько, что заставит поток в слое, охватывающем оба отверстия, изменяться и создавать э. д. с., уравновешивающую напряжение источника. При этом, как в трансформаторе, будет создаваться и э. д. с. в выходной обмотке, т. е. трансфлюксор потеряет управляемость.

Трансфлюксор, как элемент с двумя устойчивыми состояниями, может быть применен в различных устройствах управляющих и вычислительных машин.

Если при использовании двухотверстных трансфлюксоров отношение сигнала к помехе часто оказывается недостаточным, применяются различные системы компенсации помехи, подобные рассмотренным на рис. 9.3 и 10.5. Однако подборка трансфлюксоров с одинаковыми магнитными параметрами представляет большие трудности, поэтому прибегают к изготовлению за один технологический цикл сдвоенного двухотверстного трансфлюксора (рис. 13.4, ж), величина отношения сигнала к помехе у которого может превышать 100.

На рис. 13.5, а показана часть МОЗУ матричного типа на трансфлюксорах. Здесь, как и в МОЗУ матричного типа на кольцевых ферритовых сердечниках, используется принцип совпадения токов: разница только в том, что адресные шины записи и считывания выполнены раздельными. В каждом трансфлюксоре две шины записи проходят через большое отверстие, а две шины считывания — через малое.

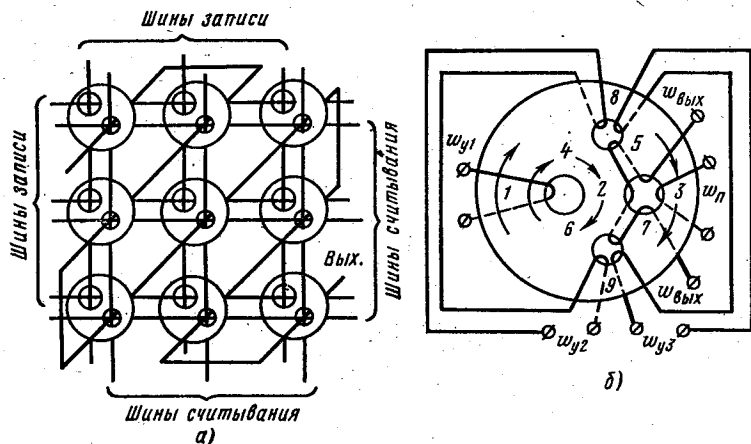


Рис. 13. 5. Применение трансфлюксора:
а — МОЗУ матричного типа; б — логическая схема ИЛИ

Для записи информации в адресные шины записи (одновременно в вертикальную и горизонтальную) подаются записывающие импульсы того или другого знака. Запись осуществляется суммарным действием обоих импульсов. Если под действием этих импульсов трансфлюксор, находящийся на их пересечении, переходит в запертое состояние, то он запоминает *нуль*, если в открытое — *единицу*.

В основе считывания лежит также принцип совпадения. Считывающие импульсы в отличие от записывающих подаются парами (отрицательный и положительный). Каждая пара импульсов подается в горизонтальную и вертикальную считывающие шины. Выборке подлежит информация с трансфлюксора, находящегося на пересечении шин. Если трансфлюксор был открыт, то сумма отрицательных импульсов считывающих обмоток перемагничивает кольцевую зону вокруг малых отверстий против часовой стрелки, а сумма положительных импульсов — в обратном направлении, восстанавливая первоначальное направление потоков. В результате в выходной обмотке, проходящей по диагонали матриц через малые отверстия, наводится двуполярный импульс э. д. с. Если же трансфлюксор был заперт, в выходной обмотке наведется лишь двуполярный импульс э. д. с. помехи из-за непрямоугольности петли магнитного материала. Следовательно, 1 и 0 различаются по амплитуде.

Как видно из предыдущего, при выборке информации с трансфлюксоров не происходит стирания информации и отпадает необходимость ее перезаписи.

Для расширения комбинационных возможностей созданы трансфлюксоры с большим числом отверстий (до шести). Рассмотрим работу трансфлюксора с четырьмя отверстиями (рис. 13.5, б).

Для запираания трансфлюксора в обмотку w_{y1} подается импульс, достаточный для насыщения двух магнитных контуров: $1-4-2-6-1$ и $1-8-3-9-1$. Направление потоков показано стрелками. Питающие импульсы, подаваемые в таком состоянии в обмотку $w_{п}$, не будут перемагничивать кольцевую зону $3-7-2-5-3$, так как перемычки 2 и 3 намагничены в одном направлении и в выходной обмотке э. д. с. будет близка к нулю.

Для открывания трансфлюксора в обмотку w_{y2} подается импульс, достаточный для перемагничивания контура $1-8-3-9-1$ в противоположном направлении. В результате потоки в перемычках 2 и 3 станут противоположными и кольцевая зона $3-7-2-5-3$ сможет перемагничиваться, создавая сигнал на выходе.

На трансфлюксоре можно выполнить логическую схему ИЛИ. На перемычках 8 и 9 помещены две управляющие обмотки w_{y2} и w_{y3} , в которые могут подаваться отпирающие импульсы. Пусть в обмотку w_{y2} подается сигнал A , а в обмотку w_{y3} — сигнал B . Если амплитуда каждого из сигналов достаточна для перемагничивания наружного контура $1-8-3-9-1$, то подача одного из этих импульсов или обоих будет отпирать трансфлюксор и выдавать на выход сигнал, соответствующий *единице*, до тех пор, пока запирающий импульс в обмотке w_{y1} не закроет трансфлюксор.

Если для импульсов A и B определено условие, что они порознь создают в контуре $1-8-3-9-1$ напряженность, лишь немного большую половины коэрцитивной силы, то реализуется логическая схема И, когда сигнал на выходе появится только после одновременной подачи импульсов A и B .

Трансфлюксоры в цифровой технике применяют благодаря таким качествам, как почти полное отсутствие влияния выходной цепи на входную и высокая экономичность.

К недостаткам ЗУ на трансфлюксорах следует отнести сложность изготовления сердечников и их отбраковки по магнитным характеристикам, а также сложность монтажа матриц для ЗУ.

Глава 14. Тонкопленочные магнитные элементы

§ 14.1. Зависимость структуры и свойств магнитного материала от толщины его слоя

Как отмечалось в гл. 11, для увеличения объема и быстродействия матричных систем магнитной памяти диаметр кольцевых сердечников был доведен до 0,3—0,35 мм. Однако возникли технологические трудности прошивки таких сердечников проводами, а сокращение времени цикла записи — считывания, доведенное до 1 мкс и даже до 0,4—

0,3 мкс, потребовало значительных адресных токов — до 1 А и больше [2.11].

Дальнейшее сокращение времени цикла возможно за счет применения в матричных системах памяти магнитных элементов из тонких слоев ферромагнетика — магнитных пленок вместо кольцевых сердечников. Малый объем каждого пленочного элемента позволяет сосредоточить в меньшем объеме, чем у элементов на кольцевых сердечниках, значительное количество информации.

Использование для пленок металлических ферромагнетиков — пермаллоев, имеющих точки Кюри, значительно более высокие, чем ферриты (см. гл. 1), повышает температурную стабильность и допустимую рабочую температуру устройства памяти.

Важным преимуществом пленочных магнитных элементов является возможность применения для их изготовления вместе с управляющими шинами единой пленочной технологии — одного из перспективных направлений микроминиатюризации электронной аппаратуры.)

(Структура и свойства тонких слоев ферромагнетика могут существенно отличаться от свойств относительно толстых слоев и массивных сердечников.)

На рис. 14.1 приведены три варианта доменной структуры в случае тонких слоев ферромагнетика и теоретически рассчитанная зависимость общей магнитной энергии W , соответствующей каждой из структур, от толщины слоя для пермаллоя с 81% Ni и 19% Fe.

Как указывалось в § 1.2, в ферромагнетике при отсутствии внешнего поля устанавливается такая доменная структура, которая соответствует минимуму общей магнитной энергии образца. Из рис. 14.1 очевидно, что в зависимости от толщины слоя энергетически выгодна одна из трех структур. Диапазоны толщины слоя соответствуют лен-

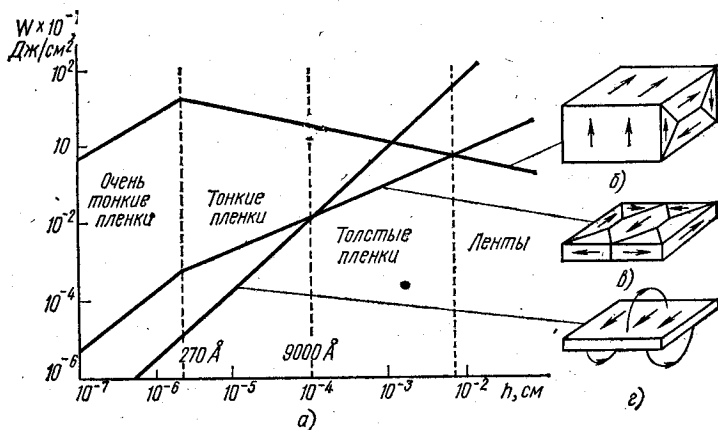


Рис. 14.1. Зависимость общей магнитной энергии от толщины слоя материала (а) с одноосной анизотропией для структуры; замкнутой слоистой структуры (б); замкнутой однослойной (в); однодоменной (г)

те, толстой пленке, тонкой пленке и очень тонкой пленке. Заметим, однако, что терминология еще не установилась и тонкими магнитными пленками часто называют такие слои материала, по толщине которых может располагаться только один домен. Причем однодоменность по толщине не означает однодоменности по всей площади пленки, т. е. тонкая магнитная пленка может иметь структуру не только как на рис. 14.1, г, но и как на рис. 14.1, в. Толщина пленок, применяемых в магнитных элементах, колеблется от 200 до 15 000 Å (ангстрем).

В случае структуры пленки, изображенной на рис. 14.1, в, между доменами, как и в массивных сердечниках, образуются домены

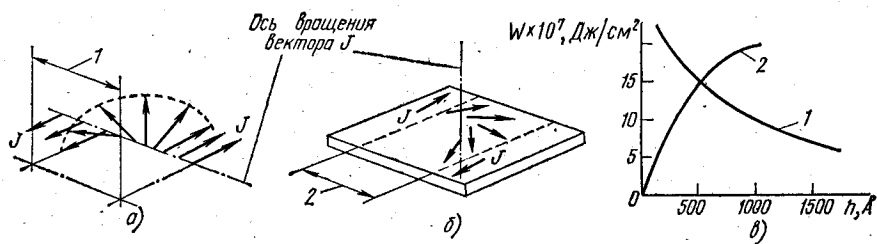


Рис. 14.2. Виды доменных границ:
1 — стенка Блоха; 2 — стенка Неэля

ные границы (стенки), имеющие, однако, свои особенности. В массивных сердечниках образуются так называемые 180° -ные стенки Блоха, в которых вектор намагниченности поворачивается так, что его конец описывает винтовую линию (рис. 14.2, а). В тонких же пленках преимущественно образуются 180° -ные стенки Неэля, в которых вектор намагниченности, поворачиваясь, остается в плоскости пленки (рис. 14.2, б): «Закручивание» вектора для обоих видов границ может происходить и в ту, и в другую сторону и носит случайный характер. Принцип минимума энергии, примененный к оценке границ (рис. 14.2, в), показывает толщины пленок, где стенки Неэля энергетически выгодны.

Наличие однодоменной по толщине структуры пленок предопределяет и расположение в доменах векторов спонтанной намагниченности, которые, как правило, располагаются в плоскости пленки, так как их отклонение от плоскости пленки даже на несколько градусов требует слишком большой энергии. Такие домены получили название плоских магнитных доменов (ПМД).

Известны несколько методов изготовления тонких пленок, основными из которых являются: осаждение паров металлов в вакууме, напыление в атмосфере газа или в вакууме и электролитическое осаждение (гальваностегия). Чаще всего применяют пермаллой с содержанием никеля 80—83%.

При осаждении на стекле (толщиной до 0,1 мм), помещенном в постоянное магнитное поле и загороженном шаблоном с круглыми

отверстиями, пары образуют тонкопленочные элементы в виде пятен, имеющих форму круга. Полученная таким образом пленка обладает ярко выраженной одноосной магнитной анизотропией, причем направление легкого намагничивания совпадает с направлением магнитного поля, действовавшего в процессе образования пленки. Перпендикулярно этому направлению лежит направление трудного (тяжелого) намагничивания. Созданную данным способом анизотропию называют *наведенной*.

§ 14.2. Перемагничивание тонких магнитных пленок

Процесс перемагничивания тонких пленок протекает различно в зависимости от их строения и скорости нарастания внешнего поля. В относительно слабых полях перемагничивание происходит преимущественно за счет смещения границ плоских доменов, в более сильных — в результате некогерентного (неоднородного, т. е. как *по*, так и *против* часовой стрелки) вращения вектора намагниченности отдельных плоских доменов пленки вследствие дисперсии (разброса, отклонения от преимущественного) направления осей легкого намагничивания этих доменов. В однородной пленке перемагничивание протекает путем когерентного (однородного) вращения вектора намагниченности всей пленки, представляющей единый плоский домен.

Рассмотрим круглый тонкопленочный элемент, *вся площадь которого представляет собой один плоский домен*. Такие элементы называют *однодоменными*.

Напомним (см. гл. 1), что магнитное состояние образца определяется как внешним приложенным к образцу полем H , так и внутренним полем молекулярных токов, которое характеризуется намагниченностью J :

$$B = \mu_0 (H + J).$$

В общем случае векторы H и J не совпадают по направлению в пространстве. В тонкопленочном элементе их можно считать произвольно ориентированными относительно осей легкого (L) и трудного (T) намагничивания, но расположенными всегда в плоскости пленки (рис. 14.3, а). *Величина вектора J неизменна*, а направление, как будет показано далее, определяется величиной и направлением вектора H .

Поведение однодоменного пленочного элемента во внешних полях можно описать, если известна зависимость энергии системы, отнесенной к единице объема, от угла между намагниченностью пленки и направлением, например, оси L . При изменении величины и направления вектора внешнего поля H изменяется и направление вектора намагниченности, который устанавливается в положение, соответствующее минимальной энергии пленки для заданного H .

Энергия системы для случая одноосной анизотропии складывается в основном [3.2] из двух составляющих: энергии магнитного

момента во внешнем поле, которая обуславливается взаимодействием вектора намагниченности \mathbf{J} и внешнего поля \mathbf{H} :

$$W_1 = -\mu_0 \mathbf{HJ} = -\mu_0 HJ \cos(\beta - \alpha),$$

и энергии магнитной анизотропии, т. е. энергии, необходимой для поворота вектора намагниченности на угол α относительно оси L :

$$W_2 = K \sin^2 \alpha,$$

где K — постоянная анизотропии, представляющая собой энергию анизотропии, необходимую для поворота вектора \mathbf{J}

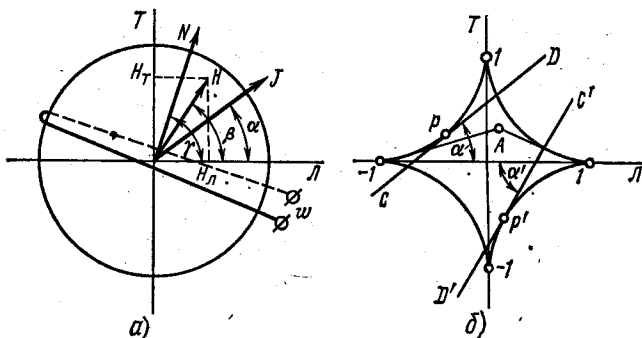


Рис. 14.3. К анализу перемагничивания одноосной тонкой магнитной пленки:

a — относительное расположение векторов в одноосном элементе; b — геометрическое место точек критической напряженности

в единице объема ферромагнетика из направления оси L в направлении оси T .

Полная энергия

$$W = W_1 + W_2 = -\mu_0 HJ \cos(\beta - \alpha) + K \sin^2 \alpha \quad (14.1)$$

может быть представлена через проекции векторов на направления осей L и T (рис. 14.3, a):

$$W = -\mu_0 H_L J \cos \alpha - \mu_0 H_T J \sin \alpha + K \sin^2 \alpha, \quad (14.2)$$

где H_L — проекция на ось L , называемая часто *продольным* полем; H_T — проекция на ось T , называемая *поперечным* полем.

Скачки магнитной индукции на вертикальных участках петель гистерезиса объясняются резкой переориентацией вектора \mathbf{J} (т. е. изменением угла α на величину, близкую к 180°) под действием внешнего поля H , когда оно достигает критических значений $H_{кр}$, при которых вектор \mathbf{J} переходит из одного устойчивого состояния равновесия в другое. Устойчивым состояниям равновесия соответствуют минимумы энергии W , неустойчивым — максимумы. Используя эту связь, найдем геометрическое место точек, соответствующих $H_{кр}$ на

плоскости проекций $H_L - H_T$, для чего продифференцируем (14.2) по α и приравняем производную нулю:

$$\frac{dW}{d\alpha} = \mu_0 H_L J \sin \alpha - \mu_0 H_T J \cos \alpha + 2K \sin \alpha \cos \alpha = 0. \quad (14.3)$$

Удобно ввести относительные напряженности поля

$$h_L = H_L / H_K, \quad h_T = H_T / H_K, \quad (14.4)$$

где $H_K = 2K / (\mu_0 J)$ — величина, имеющая размерность напряженности и называемая полем анизотропии.

С этими обозначениями выражение (14.3) для относительной энергии $W_{отн}$ примет вид

$$\begin{aligned} \frac{dW_{отн}}{d\alpha} &= h_L \sin \alpha - h_T \cos \alpha + \sin \alpha \cos \alpha = \\ &= \left(\frac{h_L}{\cos \alpha} - \frac{h_T}{\sin \alpha} + 1 \right) \sin \alpha \cos \alpha = 0. \end{aligned} \quad (14.5)$$

При отсутствии внешнего поля ($h_L = h_T = 0$) выражение (14.5) приводится к виду $\sin \alpha \cos \alpha = 0$, которое дает, как и следовало ожидать, состояния равновесия $0; 90; 180$ и 270° . Устойчивому равновесию, т. е. минимуму энергии, должно соответствовать условие

$$\frac{d^2 W_{отн}}{d\alpha^2} > 0.$$

В случае $\frac{d^2 W_{отн}}{d\alpha^2} < 0$ равновесие будет неустойчивым.

Подставляя $\alpha = 0, 90, 180$ и 270° в выражение второй производной при $h_L = h_T = 0$

$$\frac{d^2 W_{отн}}{d\alpha^2} = \cos^2 \alpha - \sin^2 \alpha,$$

получим, что для $\alpha = 90$ и 270° вторая производная равна $-1 < 0$, а для $\alpha = 0$ и 180° — равна $+1 > 0$. Последнее означает, что в отсутствие внешнего поля вектор намагниченности ориентирован в одном из направлений оси L ($\alpha = 0$ или 180°) подобно состояниям $+B$, или $-B$, сердечников.

При h_L и h_T , отличных от нуля, из (14.5) для равновесных значений α получим условие

$$\frac{h_T}{\sin \alpha} - \frac{h_L}{\cos \alpha} = 1, \quad (14.6)$$

означающее, что одному и тому же равновесному значению соответствуют значения h_L и h_T , лежащие на прямой линии, определяемой этим уравнением; причем угол α равен углу наклона этой прямой к оси L (на рис. 14.3, б приведены две из таких прямых: CD и $C'D'$).

Часть точек на прямых (14.6) соответствует устойчивым состояниям, часть — неустойчивым. В устойчивых точках (минимумах)

$\frac{d^2 W_{\text{отн}}}{d\alpha^2} > 0$, в неустойчивых (максимумах) $\frac{d^2 W_{\text{отн}}}{d\alpha^2} < 0$, а в критических точках $\frac{d^2 W_{\text{отн}}}{d\alpha^2} = 0$.

Для нахождения критических точек продифференцируем (14.5) и приравняем производную нулю:

$$\begin{aligned} \frac{d^2 W_{\text{отн}}}{d\alpha^2} = & \left(\frac{h_L}{\cos^2 \alpha} \sin \alpha + \frac{h_T}{\sin^2 \alpha} \cos \alpha \right) \sin \alpha \cos \alpha + \\ & + \left(\frac{h_L}{\cos \alpha} - \frac{h_T}{\sin \alpha} + 1 \right) (\cos^2 \alpha - \sin^2 \alpha) = 0. \end{aligned} \quad (14.7)$$

Из (14.7) с учетом (14.6), а также учитывая, что $\sin \alpha \cos \alpha \neq 0$, получим

$$\frac{h_L}{\cos^3 \alpha} \sin \alpha + \frac{h_T}{\sin^3 \alpha} \cos \alpha = 0$$

или, разделив на $\sin \alpha \cos \alpha$,

$$\frac{h_L}{\cos^3 \alpha} + \frac{h_T}{\sin^3 \alpha} = 0. \quad (14.8)$$

Исключив α из (14.6) и (14.8), найдем уравнение кривой, называемой астройдой:

$$h_{L\text{кр}}^{2/3} + h_{T\text{кр}}^{2/3} = 1, \quad (14.9)$$

на которой лежат критические точки (например, точка P для прямой CD на рис. 14.3, б). Из свойств астроида* следует, что прямые (14.6) являются касательными к астройде (14.9), а точки касания (точки P и P' для прямых CD и $C'D'$) отделяют устойчивые состояния равновесия от неустойчивых. Можно показать, что устойчивыми являются точки прямых (14.6), отстоящие от оси абсцисс дальше, чем точки касания P и P' , т. е. точки на участках PD и $P'D'$ устойчивы, а на участках CP и $C'P'$ неустойчивы.

Таким образом, для того чтобы найти устойчивое равновесное положение вектора намагниченности, т. е. определить угол α при заданных h_L и h_T , следует из точки (h_L, h_T) провести касательную к астройде так, чтобы ордината h_T оказалась с той же стороны оси абсцисс, что и точка касания. Угол наклона касательной и есть угол α . При этом из точек h_L и h_T , лежащих внутри астроида (например, точка A на рис. 14.3, б), можно провести две касательные к двум расположенным с одной стороны оси ветвям астроида. Оба состояния являются устойчивыми. Вектор намагниченности будет находиться в том или ином положении в зависимости от предшествовавшего направления этого вектора. Такой случай аналогичен двум возможным значениям индукции: $+B$, или $-B$, в ферритовом сердечнике с идеальной прямоугольной петлей гистерезиса при напряжениях,

* Смирнов В. И. Курс высшей математики Т. II. Гостехиздат, 1956.

меньших коэрцитивной. Найденный путем построения касательной угол между вектором намагниченности и вектором внешнего поля дает возможность получить все статические характеристики идеального пленочного элемента и, в частности, петлю гистерезиса.

Отметим различие понятий петли гистерезиса тонкопленочного элемента и петли гистерезиса элемента с замкнутым магнитопроводом, например кольцевого сердечника. В кольцевых сердечниках любая обмотка обязательно охватывает полностью весь магнитный поток. В случае круглого пленочного элемента магнитный поток, охватываемый обмоткой, пропорционален косинусу угла между вектором намагниченности \mathbf{J} и нормалью N к плоскости обмотки ω (рис. 14.3, а):

$$\Phi = \Phi_0 \cos(\gamma - \alpha). \quad (14.10)$$

Поэтому вид петли гистерезиса зависит от взаимного расположения нормали N , вектора намагниченности \mathbf{J} и оси легкого намагничивания L .

Удобно представить петлю гистерезиса в относительных координатах h и φ , где

$$\varphi = \Phi/\Phi_0 = \cos(\gamma - \alpha). \quad (14.11)$$

Легко получить уравнение петли гистерезиса в аналитическом виде. Например, для переменного поля h , действующего под углом β к оси L (рис. 14.3, а),

$$h_T = h \sin \beta; \quad h_L = h \cos \beta. \quad (14.12)$$

Подставляя (14.12) в (14.6), получим уравнение петли гистерезиса в параметрической форме:

$$\left. \begin{aligned} \varphi &= \cos(\gamma - \alpha); \\ h &= \frac{1}{\frac{\sin \beta}{\sin \alpha} - \frac{\cos \beta}{\cos \alpha}} \end{aligned} \right\} \quad (14.13)$$

Поясним применение метода касательных при анализе поведения магнитного элемента для одного частного случая, когда внешнее магнитное поле h неизменно по направлению (например, $\beta = 30^\circ$) и изменяется по величине (рис. 14.4, а). На рис. 14.4, б построена кривая относительного потока φ_1 , охватываемого обмоткой ω_1 , нормаль N_1 которой расположена вдоль оси L (рис. 14.4, в). Так как для этой обмотки $\gamma = 0$, выражения (14.13) принимают вид

$$\left. \begin{aligned} \varphi_1 &= \cos \alpha; \\ h &= \frac{1}{\frac{1}{2 \sin \alpha} - \frac{\sqrt{3}}{2 \cos \alpha}} \end{aligned} \right\} \quad (14.14)$$

Пусть вначале внешнее поле отсутствует и вектор намагниченности \mathbf{J} направлен вдоль оси L с углом $\alpha = 0$ (касательная l на

рис. 14.4, а). По мере роста h вектор \mathbf{J} отклоняется от оси L , приближаясь к направлению внешнего поля (касательные 2 и 3). При достаточно большом положительном поле h вектор \mathbf{J} параллелен полю (касательная 4). При снижении поля вектор \mathbf{J} возвращается в прежнее положение (касательные 5, 6 и 7).

Рассмотренные изменения направления вектора намагниченности \mathbf{J} определяют верхний насыщенный участок петли гистерезиса (рис. 14.4, б), на котором цифрами отмечены точки, соответствующие касательным к астроиде, изображенной на рис. 14.4, а.

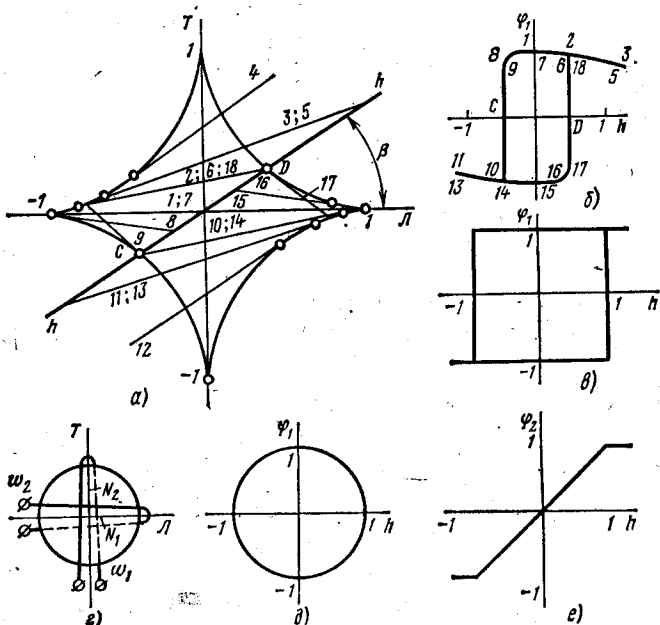


Рис. 14.4. Теоретические петли гистерезиса тонких пленок при различных направлениях вектора внешнего поля h и обмоток

При перемене знака поля h вектор \mathbf{J} отклоняется от оси L в другую сторону (касательные 8 и 9). Когда внешнее поле становится большим, чем поле в точке C , устойчивым состояниям равновесия согласно указанному ранее правилу будут соответствовать касательные, проведенные к ветви астроида, расположенной в четвертом квадранте. Это означает, что вектор \mathbf{J} скачком поворачивается из положения 9 в положение 10, а на петле гистерезиса появляется вертикальный участок. Дальнейший рост поля приближает направление вектора \mathbf{J} к направлению поля (касательные 11 и 12).

Явления, сопровождающие снижение поля до нуля, протекают аналогично, и при $h = 0$ направление \mathbf{J} совпадает с направлением оси L при $\alpha = 180^\circ$ (положение 15), а относительный поток $\phi = -1$.

Подобным же образом происходит и обратный поворот вектора

\mathbf{J} , когда положительное поле h достигает состояния D (точки 16, 17 и 18).

Если внешнее поле h направлено вдоль оси L , то касательные к астроиде при любых значениях h также совпадают с осью L , поворачиваясь скачком на 180° при прохождении полем h значений -1 и 1 . Петля гистерезиса для обмотки ω_1 в этом случае принимает вид, приведенный на рис. 14.4, в.

Если поле h направлено вдоль оси трудного намагничивания T , то при $h = 0$ вектор \mathbf{J} занимает одно из положений вдоль оси L в зависимости от предыдущего направления поля. По мере возрастания поля вектор \mathbf{J} поворачивается в сторону оси T и совпадает с положительным направлением этой оси, когда поле h становится равным 1. При отрицательных h вектор \mathbf{J} отклоняется в противоположную сторону, совпадая с отрицательным направлением оси T , когда h достигает значения -1 . Уравнения (14.13) для этого случая принимают вид

$$\varphi_1 = \cos \alpha; \quad h = \sin \alpha, \quad (14.15)$$

означающий, что зависимость потока φ_1 , проходящего через обмотку ω_1 , имеет вид окружности (рис. 14.4, д).

Иную форму принимает кривая намагничивания для обмотки ω_2 (рис. 14.4, з) для которой $\gamma = 90^\circ$, при внешнем поле, направленном вдоль оси T . В этом случае уравнения (14.13) принимают вид

$$\varphi_2 = \sin \alpha; \quad h = \sin \alpha \quad (14.16)$$

и кривая намагничивания, т. е. зависимость относительного потока φ_2 от относительной напряженности внешнего поля h , соответствует представленной на рис. 14.4, е. Безгистерезисный характер этой кривой намагничивания с резким изломом при $h = H/H_K = 1$ позволяет легко измерить напряженность H_K тонких пленок.

С помощью касательных к астроиде можно проанализировать работу однодоменного элемента в условиях одновременного действия постоянного и переменного внешних полей, произвольно направленных в плоскости пленки. На рис. 14.5 показаны петли гистерезиса при различных значениях напряженности постоянного поля,

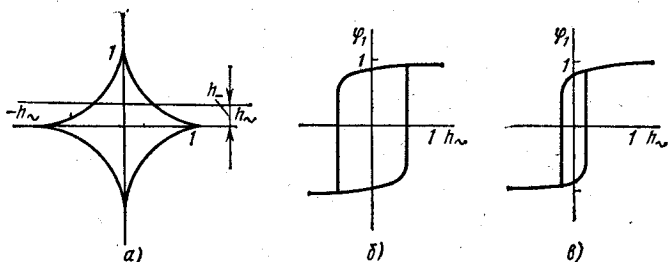


Рис. 14.5. Теоретические петли гистерезиса тонких пленок при одновременном действии постоянного и переменного внешних магнитных полей:

a — астроида; b — $h_+ = 0,4$; c — $h_+ = 0,6$.

направленного вдоль оси трудного намагничивания. Петли получены с помощью касательных, проведенных из точек прямой, отстоящей от оси L на величину относительной напряженности постоянного поля $h_- = H_-/H_K$. По указанной прямой перемещается точка относительной напряженности переменного поля h_+ . При $h_- = 0$ петля имеет вид, приведенный на рис. 14.4, в. По мере возрастания h_- петля сужается (рис. 14.5, б и в), что можно использовать при создании чувствительных элементов на базе тонких пленок.

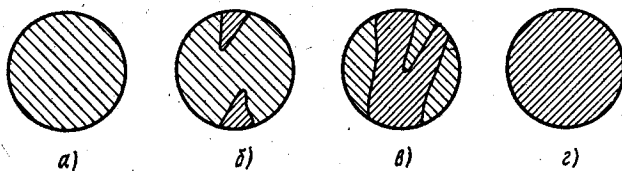


Рис. 14.6. Доменная структура при перемагничивании тонкопленочного образца

Если использовать для тонкопленочных элементов понятие коэрцитивной силы H_c , то из рис. 14.4 и 14.5 видно, что она может изменяться в широких пределах, принимая относительные значения $h_c = H_c/H_K$ от $h_c = 1$ (рис. 14.4, в) до $h_c = 0$ (рис. 14.4, е). Эти значения зависят от направлений внешнего поля, его постоянной составляющей и плоскости обмотки, относительно которой измеряется магнитный поток.

Такова картина вращения вектора намагниченности тонкопленочного элемента в случае, если вся площадь его представляет собой один плоский домен.

Описанное теоретически перемагничивание, которое основывается на предположении, что перемагничивание происходит только за счет когерентного вращения вектора намагниченности, подтверждается экспериментально, но, как отмечалось ранее, наблюдается лишь в достаточно сильных полях.

В относительно слабых и медленно нарастающих полях в процессе перемагничивания основную роль играют смещения границ. Исследования показали [3.3], что предварительно доведенный до насыщения образец пленки после снятия поля остается, как правило, в однодомном состоянии не только по толщине, но и по всей площади пленки (рис. 14.6, а). Необходимо близкое к H_c значение поля противоположной полярности, чтобы образовались зародыши плоских доменов с намагниченностью, направленной в противоположную сторону (они отмечены на рис. 14.6, б частой штриховкой). Обычно зародыши возникают на краях пленки, и при напряженностях, приблизительно равных H_c , происходит их сильный рост (рис. 14.6, в), в результате которого вся пленка переходит в новое однодомное состояние (рис. 14.6, г).

Заметим, что за коэрцитивную силу принимают такое значение внешнего перемагничивающего поля, при котором суммарные пло-

пада доменов с исходным и новым (противоположным) направлением намагниченности равны.

На рис. 14.7, а приведен один из квадрантов астроида, где показаны области значений напряженности внешнего поля (в относительных проекциях h_L и h_T), которым соответствует различный преобладающий характер перемагничивания для реальных пленок.

Скорость перемагничивания пленки за счет смещения границ происходит относительно медленно и составляет единицы микросекунд.

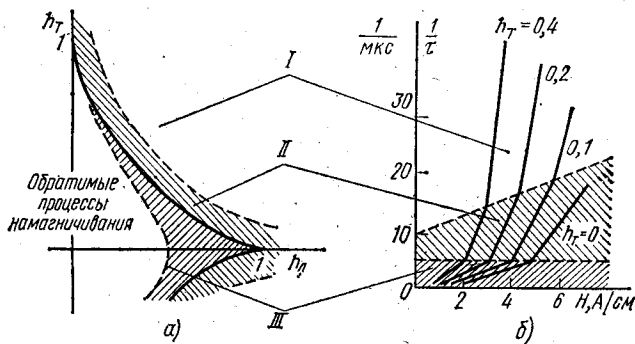


Рис. 14.7. Области перемагничивания тонкой пленки:
 I — когерентным вращением; II — некогерентным вращением; —
 III — смещением границ

При некогерентном вращении этот процесс осуществляется быстрее в десятки и сотни раз. Перемагничивание когерентным вращением самое быстрое и происходит за единицы наносекунд.

Импульсные характеристики $1/\tau = f(H_m)$ тонкопленочных элементов имеют такой же вид, как характеристики ферритовых и микронных сердечников (рис. 14.7, б). Следует отметить, что время перемагничивания одного и того же образца уменьшается в несколько раз при действии поперечного постоянного магнитного поля, т. е. поля, направленного, как на рис. 14.5; напряженности этого поля у каждой из кривых выражена в относительных единицах:

$$h_T = H_- / H_K,$$

а перемагничивающее поле является продольным, т. е. действует вдоль оси L .

Следовательно, для повышения быстродействия запоминающих и логических элементов на тонких пленках необходим такой режим работы, при котором отсутствовали бы процессы смещения границ доменов. Поэтому одной из задач технологии изготовления магнитных пленок является создание таких условий, при которых процессы доменообразования были бы затруднены и перемагничивание происходило бы только за счет вращения вектора намагниченности.

§ 14.3. Запоминающие устройства на плоских магнитных пленках

Матричные ЗУ на тонких пленках могут быть выполнены по тому же принципу, что и на кольцевых сердечниках, но свойства пленок дают большие возможности для их построения.

В пленочном ЗУ, построенном по принципу совпадения токов (т. е. 3D и 2,5D), оба адресных поля h_x и h_y могут быть направлены вдоль оси легкого намагничивания L . При этом каждое из полей должно быть меньше, чем поле, вызывающее смещение границ (рис. 14.8, а).

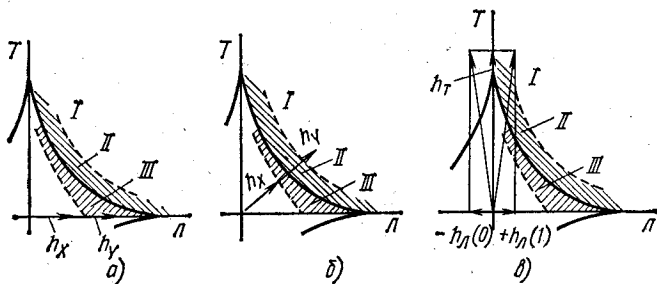


Рис. 14.8. Методы записи — считывания в ЗУ на тонких пленках; области: I — когерентного вращения; II — некогерентного вращения; III — смещения границ

Перемагничивание под действием суммы полей $h_x + h_y$ происходит главным образом за счет смещения доменных границ, поэтому ЗУ не обладает большим быстродействием. Его преимуществом является высокая степень прямоугольности петли гистерезиса (см. рис. 14.4, в), а это значит, что требования к идеальности характеристик отдельных пленок (пятен) не очень жесткие.

Повысить быстродействие ЗУ можно, направив векторы адресных «полуполей» h_x и h_y под углом к оси L , как на рис. 14.8, б. Угол нужно выбрать так, чтобы вектор суммы $h_x + h_y$ попадал в область когерентного вращения.

В ЗУ типа 2D, в котором пленки выполняют роль сердечников числовой линейки, поле шины типа Z может быть направлено вдоль оси трудного намагничивания T (рис. 14.8, в). Импульс тока этой обмотки ω_T отклоняет вектор намагниченности на угол $\alpha \approx 90^\circ$ (рис. 14.9). При спадании этого импульса вектор намагниченности может повернуться в одно из положений вдоль оси легкого намагничивания: $\alpha = 0$ или $\alpha = 180^\circ$ в зависимости от полярности импульса в обмотке записи, поданного в момент спадания импульса h_T и создающего напряженность $+h_L$ или $-h_L$. Одна полярность соответствует единице, другая — нулю запоминаемого числа. При считывании информации, например, подачей нового импульса h_T вектор намагниченности, отклоняющийся из положения $\alpha = 0$ или $\alpha = 180^\circ$ к положению $\alpha = 90^\circ$, наводит в выходной обмотке $\omega_{\text{вых}}$ э. д. с. той или иной полярности в зависимости от хранившегося в элементе числа. Вели-

чины h_d и h_T можно подобрать так, что после считывания информация стираться не будет.

Схема конструкции такого ЗУ показана на рис. 14.9, а. Набор числовых линейек МОЗУ типа 2D можно выполнить как с одним, так и с двумя пятнами на бит, подобно МОЗУ на кольцевых сердечниках.

В начале данного параграфа были рассмотрены процессы перемагничивания тонкопленочных элементов круглой формы, которые

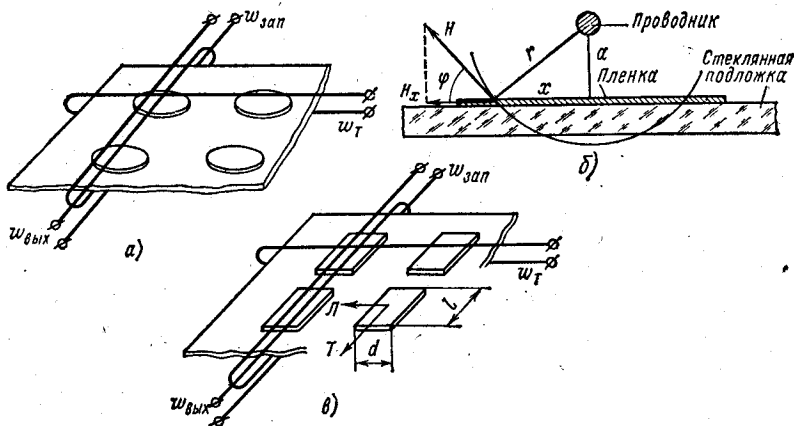


Рис. 14.9. Конструктивные схемы ЗУ на плоских магнитных пленках

происходили при условии, что такой элемент находился во внешнем поле с напряженностью, одинаковой во всех точках пленки.

В схеме ЗУ, приведенной на рис. 14.9, а, внешнее поле создается током, проходящим по проводу-шине, расположенному на некотором расстоянии над пленкой. Такое поле очень неравномерно, и это надо учитывать при выборе формы тонкопленочного элемента.

На рис. 14.9, б показаны в сечении подложка с пленкой и проводник с током, расположенный на расстоянии a над пленкой.

Напряженность поля, создаваемого проводником в точке, удаленной от него на расстояние r ,

$$H = I/(2\pi r), \text{ где } r = \sqrt{a^2 + x^2}.$$

Составляющая H_x этой напряженности, действующая в плоскости пленки,

$$H_x = \frac{I}{2\pi r} \cos \varphi, \text{ где } \cos \varphi = \frac{a}{\sqrt{a^2 + x^2}}.$$

Следовательно, напряженность внешнего поля, действующая на отдельные участки пленки,

$$H_x = \frac{aI}{2\pi(a^2 + x^2)}$$

уменьшается по мере увеличения расстояния x . Величина тока I должна быть достаточна, чтобы создать требуемую напряженность в точке, наиболее удаленной от проводника.

Таким образом, тонкопленочные элементы целесообразно выполнять не круглой, а прямоугольной формы, которая позволяет при таком же размере элемента вдоль проводника разместить наибольший объем ферромагнитного материала в зоне, где напряженность еще достаточна для перемагничивания, и этим повысить величину выходного сигнала при считывании.

Помимо этого экспериментально установлено, что погрешность в расположении осей легкого намагничивания отдельных элементов уменьшается, если прямоугольные элементы вытянуты вдоль оси трудного намагничивания.

На основании изложенного можно сделать вывод, что конструкция, показанная на рис. 14.9, *в*, обладает лучшими характеристиками, чем конструкция на рис. 14.9, *а*.

В плоских тонкопленочных элементах для изготовления обмоток может быть применен печатный монтаж.

Увеличению сигнала при считывании способствует замыкание магнитного потока через соседнюю с основной плоскую пленку, напыленную на другой подложке и расположенную так, чтобы проводники-шины находились между основной и замыкающей пленками.

§ 14.4. Запоминающие устройства на цилиндрических магнитных пленках

Наряду с рассмотренными плоскими магнитными пленками применяются и являются более перспективными цилиндрические магнитные

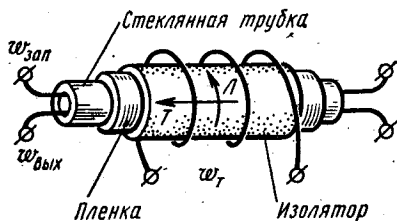


Рис. 14.10. Конструктивная схема запоминающего элемента на цилиндрической магнитной пленке

пленки, напыляемые или осаждаемые электролитическим способом на посеребренную наружную поверхность стеклянных трубочек, внутри которых располагают провода записывающей и выходной обмоток (рис. 14.10), либо непосредственно на проволоку из бронзы, вольфрама, сплава меди с серебром и т. п. В последнем случае провод-подложка выполняет роль записывающей обмотки в режиме записи информации и выходной обмотки — в режиме считывания.

Цилиндрическая форма пленки обладает рядом преимуществ, которые объясняются замкнутостью магнитопровода по окружности. Благодаря этому достигается хорошее магнитное сцепление между пленкой и обмотками записи-выхода, появляется возможность использования многовитковых обмоток, наматываемых поверх пленки и создающих равномерное поле, уменьшается влияние внешних магнитных полей.

Как правило, в таких запоминающих устройствах используется метод записи—считывания, показанный на рис. 14.8, в, причем ось легкого намагничивания направлена по окружности пленки, а трудного — по ее образующей (рис. 14.10). Такое направление осей уменьшает возможные разбросы направления оси легкого намагничивания, появляющиеся в процессе изготовления пленок, и, главное, позволяет выполнять цилиндрические пленки более толстыми, т. е. увеличи-

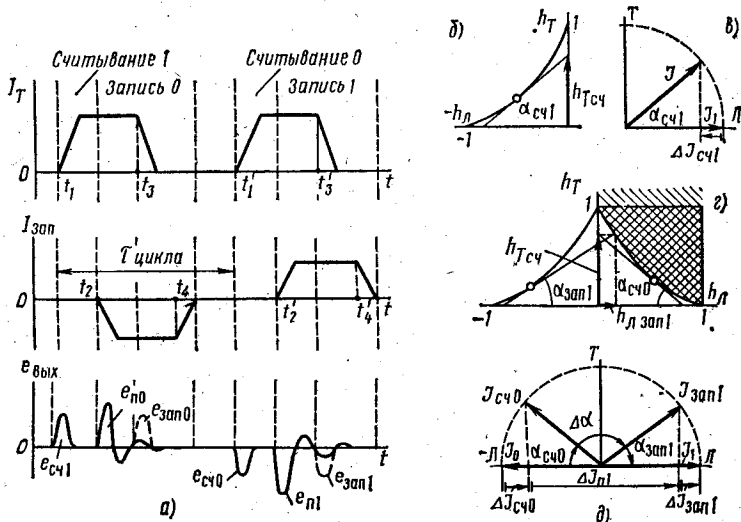


Рис. 14.11. Диаграммы токов в обмотках, выходных сигналов и соответствующих им поворотов вектора намагниченности в тонкопленочном запоминающем элементе

вать сечение пленки, а следовательно, получать почти на порядок выше амплитуду выходных сигналов при считывании по сравнению с плоскими пленками.

Положение вектора намагниченности вдоль положительной оси L , т. е. против часовой стрелки на рис. 14.10, принимается за единицу, а по часовой — за нуль.

Рассмотрим процессы в этом элементе при условии, что считывание происходит без разрушения информации. Пусть в элементе записана 1. Для считывания 1 в обмотку w_T подается импульс тока I_T (момент t_1 на рис. 14.11, а). Допустим, что этот ток создает относительную напряженность [ср. (14.4)] $h_{Tсч}$, по которой с помощью касательной к астроиде (см. курсив на с. 272) может быть найден угол $\alpha_{сч1}$ (рис. 14.11, б) поворота вектора намагниченности J при считывании 1. Вектор J отклоняется из положения J_1 на этот угол (рис. 14.11, в), потокоцепление выходной обмотки изменяется пропорционально величине $\Delta J_{сч1}$ и в ней наводится импульс э. д. с. $e_{сч1}$ (рис. 14.11, а), соответствующий считываемой единице. Аналогичный

процесс происходит при считывании *нуля* с той лишь разницей, что вектор \mathbf{J} , расположенный вдоль отрицательной оси L , поворачивается на такой же угол в противоположную сторону и в выходной обмотке наводится отрицательный импульс э. д. с. $e_{сч0}$ (момент t_1' на рис. 14.11, а).

Рассмотрим процесс записи *единицы*. Если предыдущей информацией данного элемента также была 1, то после ее считывания вектор \mathbf{J} без помощи обмотки записи вернется в положение \mathbf{J}_1 . Если же предыдущей информацией был 0, то перед записью 1 он считывается под действием в момент t_1' импульса I_T , причем вектор намагниченности под действием напряженности $h_{тсч}$ отклонится согласно касательной к астроиде (рис. 14.11, з) на угол $\alpha_{сч0}$ из положения \mathbf{J}_0 , как показано на рис. 14.11, д, в положение $\mathbf{J}_{сч0}$. В момент t_2' подается положительный импульс тока в шину записи $I_{зап}$ (рис. 14.11, а), под действием которого вектор намагниченности должен повернуться на угол $\Delta\alpha$ (рис. 14.11, д) из положения $\mathbf{J}_{сч0}$ в положение $\mathbf{J}_{зап1}$. Величина напряженности $h_{Lзап1}$ (рис. 14.11, з), направленной вдоль оси L , создаваемая током $I_{зап}$ и необходимая для такого поворота вектора \mathbf{J} , определяется из уравнения астроиды (14.9)

$$h_{Lзап1} \geq \sqrt{(1 - h_T^{2/3})^3}. \quad (14.17)$$

Этот поворот сопровождается наведением в обмотке $w_{вых}$ э. д. с. помехи $e_{п1}$, имеющей, как правило, колебательный характер. В момент t_3' окончания тока I_T вектор намагниченности поворачивается на угол $\alpha_{зап1}$ (см. рис. 14.11, з и д) в сторону оси L , занимая положение \mathbf{J}_1 . При этом в обмотке $w_{вых}$ наводится еще одна э. д. с. помехи $e_{зап1}$, показанная на рис. 14.11, а пунктиром. На рис. 14.11, д показаны изменения $\Delta J_{сч0}$, $\Delta J_{п1}$ и $\Delta J_{зап1}$, наводящие соответствующие э. д. с.

В момент t_3' (t_3) может быть прекращен и ток $I_{зап}$, однако для обеспечения более надежной записи в реальных пленках этот ток продолжает проходить до момента t_4' (t_4).

Аналогичные процессы происходят и при записи 0 после считывания 1 в моменты t_2 , t_3 и t_4 .

Для распознавания информации на фоне помех применяют стробирующий импульс, подаваемый на схему И в моменты t_1 и t_1' , подобно МОЗУ на ферритовых сердечниках (ср. рис. 11.3, з).

Условие (14.17) обеспечивает запись информации в *рассматриваемый* элемент. Важно, чтобы ток $I_{зап}$ не искажил информацию, записанную в *других* элементах, расположенных вдоль шины $w_{зап}$, по которой он проходит, т. е. не «перевернул» вектор намагниченности из положения \mathbf{J}_0 в положение \mathbf{J}_1 в тех элементах, где хранится 0. Так как в обмотки w_T этих элементов ток не подается, т. е. $h_T = 0$, из астроиды или выражения (14.17) следует, что указанный «переворот» произойдет лишь при условии $h_L \geq 1$. Значит, условие, ограничивающее ток $I_{зап}$ сверху, сведется к неравенству

$$h_{Lзап1} < 1. \quad (14.18)$$

Напомним, что условие неразрушающего считывания сводится к равенству

$$h_T < 1. \quad (14.19)$$

Условия (14.17) — (14.19) определяют, таким образом, зону устойчивой работы запоминающего устройства без разрушения информации при считывании, т. е. такую область сочетаний $h_{Tсч}$ и $h_{Лзап1}$, при которых рассмотренные процессы будут иметь место. На рис. 14.11, з эта область дважды заштрихована.

Если же запоминающее устройство может работать с разрушением информации при считывании, то условие (14.19) отпадает и в этом случае зона устойчивой работы сверху не ограничена (косая штриховка на рис. 14.11, з).

Определим потокосцепление с выходной шиной запоминающего элемента длиной b (рис. 14.12) на цилиндрической магнитной пленке диаметром d и толщиной δ .

Перед считыванием вектор \mathbf{J} направлен вдоль оси L и магнитный поток, замыкающийся по окружности пленки,

$$\Phi_L = b\delta\mu_0\mathbf{J}. \quad (14.20)$$

После поворота вектора \mathbf{J} на угол α составляющая потока, замыкающаяся по окружности,

$$\Phi'_L = b\delta\mu_0\mathbf{J} \cos \alpha. \quad (14.21)$$

Вычитая (14.21) из (14.20), найдем изменение потока, которое представляет собой изменение потокосцепления выходной шины, так как она равносильна одному витку,

$$\Delta\Psi_{\text{вых}} = \Phi_L - \Phi'_L = b\delta\mu_0\mathbf{J} (1 - \cos \alpha). \quad (14.22)$$

Если поворот вектора \mathbf{J} осуществляется за время τ , то среднее значение э. д. с. сигнала в выходной шине

$$E_{\text{вых}} = \frac{\Delta\Psi_{\text{вых}}}{\tau} = \frac{b\delta\mu_0\mathbf{J}}{\tau} (1 - \cos \alpha). \quad (14.23)$$

Определим потокосцепление обмотки ω_T . При направлении вектора \mathbf{J} вдоль оси L оно равно нулю, так как весь магнитный поток замыкается внутри пленки, не охватывая витков обмотки ω_T . При отклонении вектора \mathbf{J} на угол α составляющая магнитного потока, выходящая из пленки слева от обмотки, охватывающая пленку и входящая в пленку справа от обмотки,

$$\Phi_T = \pi d\delta\mu_0\mathbf{J} \sin \alpha, \quad (14.24)$$

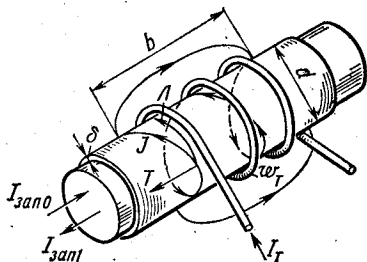


Рис. 14.12. Определение потокосцеплений в запоминающем элементе на цилиндрической пленке

и потокосцепление обмотки с числом витков ω_T

$$\Psi_T = \omega_T \Phi_T = \pi d \delta \omega_T \mu_0 J \sin \alpha. \quad (14.25)$$

Это потокосцепление определяет противо-э. д. с., т. е. индуктивное сопротивление обмотки для тока I_T , отклоняющего вектор J .

Из (14.20) и (14.24) видно, что сечения пленки для потоков по осям L и T в общем случае различны. Цилиндрическая пленка будет симметричной при условии $b = \pi d$.

На рис. 14.13 показаны различные варианты выполнения запоминающих устройств на цилиндрических магнитных пленках, подлож-

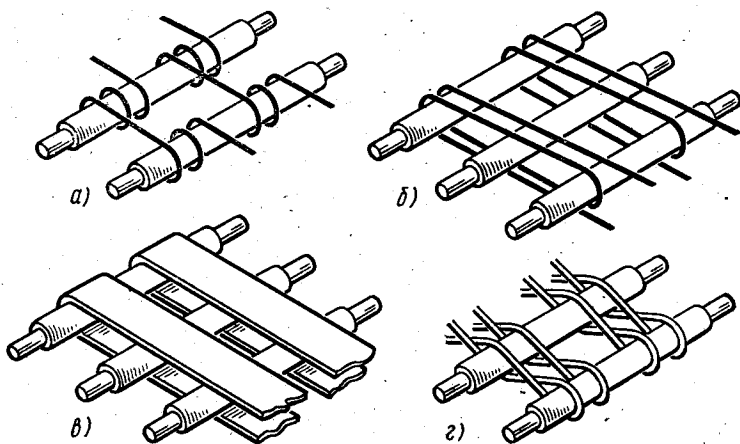


Рис. 14.13. Конструктивные варианты числовых обмоток:
а — цилиндрические; б — соленоидные; в — полосковые; г — плетеные

кой которых является проволока. Такие запоминающие устройства осуществляются по принципу 2D, причем провод-подложка выполняет роль разрядной шины записи при запоминании информации и роль выходной шины при ее считывании, а обмотка ω_T , охватывающая пленку, является числовой (аналогично числовой линейке на рис. 11.4).

Применение проволоочной подложки позволяет значительно уменьшить диаметр цилиндрических пленок (до 0,1—0,05 мм и меньше) и габариты устройства в целом, а также улучшить технологичность устройства.

Из показанных на рис. 14.13 вариантов лучшие характеристики магнитного поля вдоль оси T обеспечивает цилиндрическая обмотка, однако ввиду низкой технологичности она не нашла широкого применения. Три остальных варианта получили более широкое распространение. Из них плетеная обмотка обеспечивает наиболее концентрированное поле вдоль оси T и позволяет вести процесс изготовления на станках типа ткацкого.

Расстояния вдоль оси проволок, на которых могут быть размещены соседние запоминающие элементы, определяются влиянием поля выбранной обмотки на соседние элементы. Для локализации магнитного поля числовых обмоток используют магнитные киперы (от англ. keeper — держатель, удерживатель поля в нужной зоне), проводящие экраны и встречные витки в числовых обмотках.

Магнитный кипер — это специальный магнитопровод, который охватывает числовую обмотку и создает цепь для замыкания магнитного потока по оси трудного намагничивания (рис. 14.14, а).

На рис. 14.14, б показано расположение экранирующих токопроводящих шайб с обеих сторон числовой обмотки. При подаче в числовую обмотку импульса тока i_T в шайбах индуцируются токи, направленные по правилу Ленца встречно направлению тока i_T . Эти токи создают напряженность H_T , направленную навстречу полю числовой обмотки, и тем препятствуют распространению этого поля вдоль оси пленки в область соседних запоминающих элементов.

Тот же эффект может быть достигнут с помощью витков, помещенных с обеих сторон числовой обмотки и обтекаемых током i_T в противоположном направлении (рис. 14.14, в). Распределение полей числовой и встречной обмоток, показанное на рис. 14.14, г, поясняет эффект локализации результирующего поля. Это распределение справедливо и для проводящих шайб-экранов.

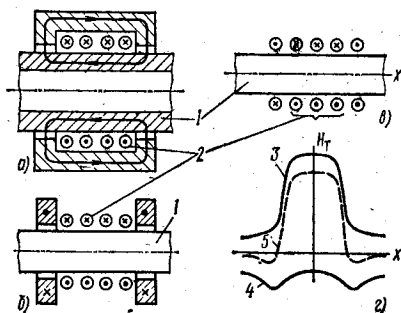


Рис. 14.14. Способы локализации магнитного поля числовой обмотки с помощью магнитного кипера (а); проводящего экрана (б) и встречных витков (в); распределение полей числовой и встречной обмоток (г):

1 — цилиндрическая магнитная пленка; 2 — витки числовой обмотки; 3 — магнитное поле числовой обмотки; 4 — поле встречных витков; 5 — результирующее поле

§ 14.5. Экспериментальное определение оптимальных режимов работы запоминающего элемента на тонких магнитных пленках

Реальные характеристики магнитных пленок отличаются от идеальных, полученных с помощью астроида, в частности, из-за влияния процесса перемагничивания путем смещения границ. При этом чем ближе направление внешнего поля к оси легкого намагничивания, тем сильнее это влияние (область III на рис. 14.7, а), в результате которого пленка начинает перемагничиваться из состояния J_0 в состояние J_1 при токах $I_{зап}$, меньших, чем $h_L = 1$. Поэтому верхняя граница для тока записи (14.18) снижается.

Кроме того, на характеристики рассматриваемого элемента влияют предыстория и разрушение, аналогичное разрушению 0 и 1 в полувывбранных сердечниках (см. рис. 11.2, а).

Предысторией для тонкопленочных элементов является предварительная запись в соседние элементы, расположенные на одном проводе-подложке, а затем и в данный элемент обратной информации (например, *нуля* перед записью в данный элемент *единицы*).

После записи *единицы* возможно разрушение записанной информации за счет записи обратной информации, т. е. *нулей*, в соседние элементы.

Для учета влияния этих факторов при испытании тонкопленочных элементов на них воздействуют последовательностью импульсов, приведенной на рис. 14.15. При этом если имеются допуски на величину импульсов, то на участках предыстории и разрушения импульсы устанавливаются с положительными допусками, а на участках записи и считывания — с отрицательными (отмечено знаками «+» и «-» внутри импульсов на рис. 14.15). Такое распределение допусков соответствует наиболее неблагоприятным условиям работы испытываемого элемента.

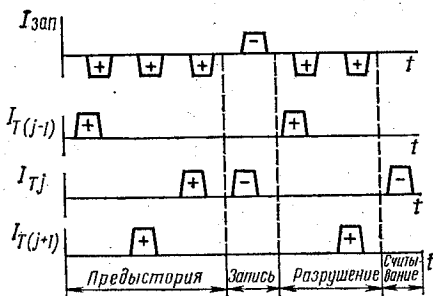


Рис. 14.15. Программа импульсов для испытания запоминающего элемента:

$I_{\text{зап}}$ — ток в проводе записи; I_{Tj} — ток в числовой обмотке испытываемого элемента; $I_{T(j-1)}$ и $I_{T(j+1)}$ — токи в числовых обмотках соседних элементов.

зоной устойчивой работы при различных сочетаниях токов $I_{\text{зап}}$ и I_T для заданных условий (уровень выходного сигнала, изменения температуры и т. п.).

Для получения указанных характеристик производят замеры выходных сигналов при изменении $I_{\text{зап}}$ и некотором, фиксированном значении I_T . Зависимость $E_{\text{сч}} = f(I_{\text{зап}})$ при $I_T = \text{const}$ имеет вид, приведенный на рис. 14.16, а.

Исходным состоянием испытываемого элемента на этапе «предыстория» является *нуль*. При изменении тока записи от 0 до $I_{\text{зап1}}$ его величина недостаточна для поворота вектора намагниченности на угол $\Delta\alpha$ (ср. рис. 14.11, д), т. е. для записи *единицы*, поэтому при считывании сигнал отрицателен ($-E_{\text{сч}}$ соответствует считыванию *нуля*). На участке $I_{\text{зап1}} < I_{\text{зап}} < I_{\text{зап2}}$ величина тока записи достаточна для поворота вектора \mathbf{J} на угол $\Delta\alpha$, в испытываемый элемент записывается 1, которой при считывании соответствует положительный сигнал $E_{\text{сч}}$. При дальнейшем же увеличении тока записи $I_{\text{зап}} > I_{\text{зап2}}$ вектор \mathbf{J} в испытываемом элементе на этапе «разрушение» переворачивается из состояния \mathbf{J}_1 (куда он был переведен на этапе «запись») в состояние \mathbf{J}_0 за счет отрицательных импульсов записи *нулей* в соседние элементы, в результате чего сигнал снова становится отрицательным.

Для идеальной пленки зависимость $E_{\text{сч}} = f(I_{\text{зап}})$ показана на

рис. 14.16, а пунктиром, причем току $I_{зап1}$ соответствует равенство (14.17), а току $I_{зап2}$ согласно (14.18) — равенство

$$h_{л\ зап} = 1.$$

На рис. 14.16, б приведены характерные зависимости $E_{сч} = f(I_{зап})$ при трех фиксированных значениях I_T для одного из запоминающих устройств на цилиндрических магнитных пленках. За оптимальное сочетание токов I_T и $I_{зап}$ может быть принято сочетание $I_T = 285$ мА

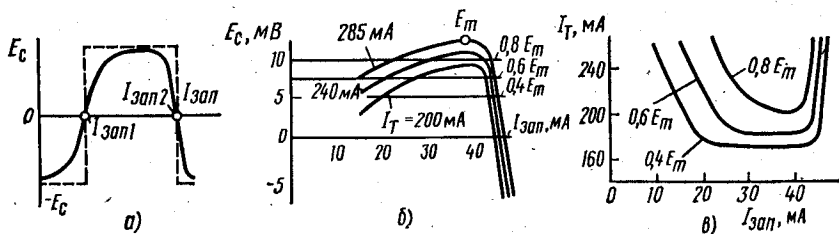


Рис. 14.16. Экспериментальные характеристики запоминающего элемента на цилиндрической магнитной пленке

и $I_{зап} = 38$ мА, которому соответствует отмеченная на графике точка с максимальным значением выходного сигнала $E_m = 11$ мВ.

При выборе номинального режима можно поступить следующим образом. На семействе экспериментальных кривых проводят горизонтали для фиксированных значений сигнала, например $0,8 E_m$; $0,6 E_m$; $0,4 E_m$ (рис. 14.16, б). Точки пересечения этих горизонталей с семейством характеристик определяют сочетания токов I_T и $I_{зап}$, по которым строят изолинии для фиксированных значений сигнала (рис. 14.16, в). Эти изолинии очерчивают зоны устойчивой работы, гарантирующие то или иное значение выходного сигнала. Задавшись минимально допустимым значением этого сигнала, определяют номинальное сочетание токов I_T и $I_{зап}$ как центр окружности или квадрата, вписанных в соответствующую зону устойчивой работы.

Недостатками тонкопленочных элементов являются чувствительность к механическим напряжениям, а также относительно большая емкостная связь между рядом идущими проводами записи и считывания. Но несмотря на это, магнитные элементы на тонких (особенно цилиндрических) магнитных пленках являются перспективными элементами, позволяющими создавать малогабаритные и экономичные запоминающие устройства с временем цикла запись — считывание порядка 100—200 нс, успешно работающие в диапазоне температур от -60 до $+80^\circ\text{C}$.

§ 14.6. Логические элементы на тонких магнитных пленках

Наряду с использованием в запоминающих устройствах тонких магнитных пленок исследуется возможность построения на их основе логических схем.

Одним из наиболее реальных направлений является использование узких полосок магнитной пленки с продольной осью легкого намагничивания [3.4],

окруженных материалом со значительно большей, чем у пленок, коэрцитивной силой. Этот материал способствует устойчивому образованию и продвижению вдоль полосок пленки плоского домена в виде зубца, что соответствует минимуму магнитостатической энергии при указанной структуре элемента.

Продвижение такого домена осуществляется внешним полем, направленным так, что оно раздвигает границы, образующие зубец, и приводит домен к поступательному движению в направлении зубца. Противоположное поле, сбли-

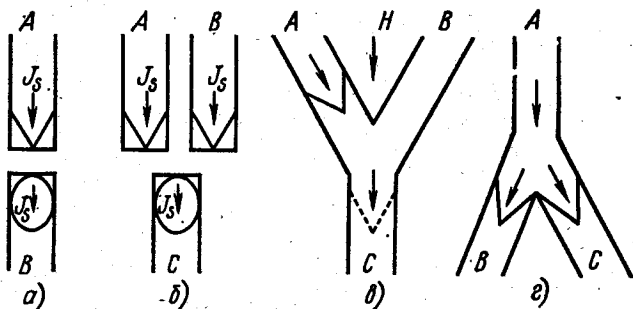


Рис. 14.17. Варианты узлов логических схем:

a — зарождение нового домена (*B*) под действием поля одного зубцового домена (*A*); *б* — образование нового домена (*C*) под действием двух доменов (*A*, *B*) одного знака (операция И); *в* — объединение двух каналов; *г* — разветвление канала

жая границы, продвигает плоский домен в другую сторону. Если внешнее поле приложено под некоторым углом к оси легкого намагничивания, то зубец домена будет продвигаться также под углом к этой оси, но меньшим, чем угол, составленный осью с внешним полем.

Зубцы плоских доменов создают поля рассеяния, взаимодействие которых подобно полюсам магнита: разноименные зубцы притягиваются, стремясь слиться и образовать единый домен, а одноименные отталкиваются. Поэтому домен одной полоски может индуцировать домен в другой полоске с противоположным направлением намагниченности.

На рис. 14.17 показано несколько вариантов узлов элементарных логических схем на тонких магнитных пленках.

Глава 15. Интегральные элементы на цилиндрических магнитных доменах (ЦМД)

§ 15.1. Магнитные материалы для элементов на цилиндрических доменах

Одним из перспективных направлений в развитии элементов магнитной техники, предназначенных для хранения и обработки информации в виде двоичного кода, является исследование и создание элементов, основанных на перемещении и взаимодействии цилиндрических магнитных доменов в монокристаллической однородной магнитной среде.

Малые размеры таких доменов (десятки, единицы и даже доли микрометра), большая подвижность доменных границ, возможность осуществления разнообразных логических и запоминающих элементов,

их изготовление по интегральной и тонкопленочной технологии роднят магнитные элементы этого типа с полупроводниковыми элементами микроэлектроники. Причем, как и в микроэлектронике, требуются высокая чистота и однородность монокристаллической структуры магнитной среды.

Основой магнитных элементов, принципы создания которых рассматриваются в следующих параграфах, являются монокристаллы ферритов редкоземельных металлов и элемента иттрия. Редкоземельные металлы и иттрий образуют ферриты двух групп.

Первая группа, называемая ортоферритами, характеризуется общей формулой $Me_2O_3 \cdot Fe_2O_3$ или $(MeFeO_3)_2$, где Me — атомы указанных элементов. Ортоферриты обладают структурой, изображенной на рис. 15.1. Находят применение как одноэлементные, так и смешанные ортоферриты (биферриты редкоземельных металлов).

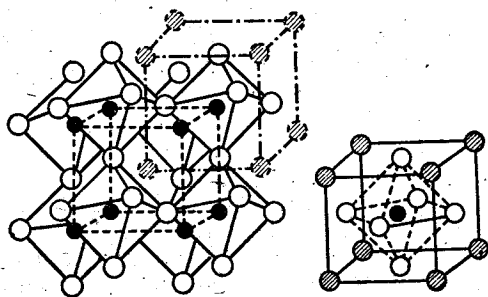


Рис. 15.1. Элементарная ячейка ортоферрита:

белые кружки — атомы кислорода; заштрихованные — атомы редкоземельного металла; черные — атомы железа

Вторую группу называют ферритами гранатами, так как ее кристаллы имеют структуру минерала граната (более сложную, чем ортоферриты), элементарная ячейка которой содержит 96 атомов кислорода, 24 атома названных элементов и 40 атомов железа. Общая формула ферритов-гранатов $(MeO_3)_3 \cdot (Fe_2O_3)_5$ или $(Me_3Fe_5O_{12})$. Они являются биферритами и полиферритами.

Обе группы ферритов относятся к материалам с относительно слабыми магнитными свойствами (индукция насыщения ортоферритов порядка 1,0 сТл, а ферритов-гранатов — до нескольких сТл; см. табл. 15.1 и 15.2), которые определяются разностью намагниченностей пары почти антипараллельных спиновых систем. Кристаллы имеют единственное направление легкого намагничивания и обладают сильной одноосной анизотропией.

Как и в тонких магнитных пленках (гл. 14), средой, служащей для создания элементов на цилиндрических магнитных доменах, являются тонкие слои ортоферритов, и феррит-гранатов. Отличие заключается в том, что если в тонкопленочных элементах вектор намагниченности J_s расположен в плоскости пленки, то в элементах на цилиндрических доменах он направлен перпендикулярно магнитному слою (перпендикулярно плоскости пленки).

Чтобы обеспечить такое направление вектора J_s из монокристалла ортоферрита или феррита-граната, выращенного из расплава этих материалов в оксиде свинца, вырезают пластинку толщиной в не-

сколько сотых миллиметра таким образом, чтобы ось легкого намагничивания была перпендикулярна плоскости пластинки.

Другим способом изготовления подобных магнитных слоев, который применяется для феррит-гранатов, является *эпитаксия* (от греч. *эпитаксис* — предписание, приказание) вращивание магнитных пленок на немагнитных подложках.

Этот технологический процесс основан на свойствах кристаллов с гранатовой структурой расти друг на друге при условии достаточно близких параметров решеток граната-подложки и наращиваемого граната-пленки, когда наращиваемый слой повторяет кристаллическую структуру, «предписанную» структурой подложки. Для приготовления подложек используют выращенные из расплава монокристаллы редкоземельных галлиевых гранатов, например $Gd_3Ga_5O_{12}$, с размерами длиной от 15—30 см и диаметром до 2—5 см. Подложки (пластинки толщиной в несколько десятых миллиметра) вырезают с помощью алмазной пилы, как правило, перпендикулярно оси [111] (см. рис. 1.4), полируют и подвергают химическому травлению с целью обнаружения возможных дефектов (впадин, царапин, инородных включений и т. п.), которые недопустимы, так как приводят к дефектам кристаллической структуры магнитной пленки, выращиваемой на такой подложке.

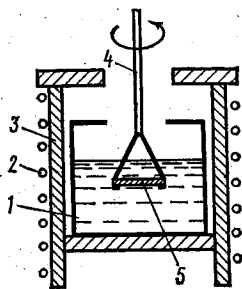


Рис. 15.2. Схема установки для выращивания феррит-гранатовых пленок методом жидкофазной эпитаксии

Выращивание эпитаксиальных пленок производится на установках (рис. 15.2). В платиновый тигель 1 загружается смесь феррит-граната и свинцовобариевого растворителя и нагревается электрической спиралью 2, намотанной на жаропрочную трубу 3, до температуры 1100—1300°C. В расплав опускается закрепленная на стержне 4 подложка 5, на которой за несколько минут выращивается магнитная пленка. Стержень 4 вращается с частотой 50—250 об/мин, что обеспечивает однородность пленки и сбрасывание излишков расплава.

Таким способом получают пленки площадью до 4 см² и толщиной 1—10 мкм.

Материалы гранатовой подложки и феррит-граната подбирают таким образом, чтобы параметры их кристаллических решеток несколько отличались. В этом случае выращенная пленка находится в состоянии растяжения или сжатия, что обеспечивает за счет магнитострикции появление в пленке одноосной магнитной анизотропии с осью легкого намагничивания, расположенной перпендикулярно плоскости пленки.

Имеются сведения о возможности использования аморфных металлических магнитных пленок из сплавов редкоземельных металлов с кобальтом или железом. Такие пленки получают методом вакуумного напыления или электрохимическим осаждением на подложки из стекла, меди, вольфрама, слюды. Отмечено, что до толщины около 0,2 мкм вектор намагниченности пленки из гадолиний-кобальтового сплава лежит в плоскости пленки (т. е. так, как рассмотрено в гл. 14), а при дальнейшем увеличении ее толщины располагается перпендикулярно поверхности.

При охлаждении (предварительно нагретой выше точки Неэля) пластинка ортоферрита, пленки феррита-граната или аморфной магнитной пленки, ось легкого намагничивания которых перпендикулярна их плоскости, в них образуются так называемые лабиринтные или полосовые домены (рис. 15.3, а).

Причем векторы намагниченности «темных» и «светлых» доменов

направлены вдоль оси легкого намагничивания в противоположные стороны.

Если перпендикулярно поверхности пластинки или пленки приложить внешнее магнитное поле, называемое полем смещения, то полосовые домены, вектор намагниченности которых направлен встречно внешнему полю, перестраиваются («стягиваются») в цилиндрические магнитные домены — ЦМД (рис. 15.3, б и в), именуемые в зарубежной литературе пузырьками (bubbles).

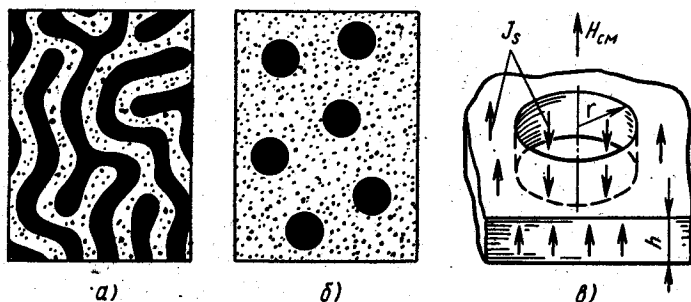


Рис. 15.3. Доменная структура ортоферритов и феррит-гранатов

Установлено, что цилиндрические домены устойчивы лишь в ограниченном диапазоне полей смещения. Чрезмерное увеличение поля смещения вызывает сжатие и исчезновение (коллапс) цилиндрических доменов; при уменьшении этого поля диаметр доменов увеличивается и, достигнув неустойчивого размера, цилиндрические домены перестраиваются («растекаются») в полосовые.

§ 15.2. Устойчивость цилиндрических магнитных доменов

Устойчивость цилиндрических доменов достигается благодаря действию двух противоположных сил. Одна из них обусловлена энергиями поля смещения и доменных границ (эти составляющие стремятся уменьшить соответственно объем домена и площадь доменной границы). Другая обусловлена магнитостатической энергией и стремится увеличить площадь доменной границы. Если $H_{\text{см}}$ — напряженность внешнего поля смещения, h — толщина пластинки, r — радиус домена (рис. 15.3, в), J_s — намагниченность насыщения материала и $\sigma_{\text{д. гр}}$ — плотность энергии доменной границы, то полную энергию цилиндрического домена можно записать так [3.6]:

$$W = 2J_s \mu_0 H_{\text{см}} \pi r^2 h + 2\pi r h \sigma_{\text{д. гр}} - W_{\text{м. ст}}, \quad (15.1)$$

где первый член — энергия объема домена в поле смещения, второй — энергия боковой поверхности (границы) домена и третий — магнитостатическая энергия.

Приравняв нулю производную от W по радиусу r и разделив все члены на $4\pi\mu_0 J_s r h$, получим условие равновесного состояния домена

$$H + \frac{\sigma_{д. гр}}{2\mu_0 r J_s} - \frac{dW_{м. ст}/dr}{4\pi\mu_0 J_s r h} = 0. \quad (15.2)$$

Обозначим второй член выражения (15.2) через напряженность поля $H_{д. гр}$, вносимую энергией доменной границы, а третий — через напряженность $H_{м. ст}$, которую можно рассматривать как некоторую усредненную напряженность магнитостатического поля, направленную навстречу полю смещения.

Анализ состояния домена удобно провести графически, представив условие равновесия (15.2) в виде

$$H_{м. ст} = H + H_{д. гр} \quad (15.3)$$

и учтя, что в случае, если

$$H_{м. ст} > H + H_{д. гр}, \quad (15.4)$$

радиус домена увеличивается, так как магнитостатическая энергия, как указано ранее, стремится увеличить поверхность границы домена, а при

$$H_{м. ст} < H + H_{д. гр} \quad (15.5)$$

домен сжимается.

На рис. 15.4 представлены зависимости правой и левой частей выражения (15.3) от радиуса домена.

При отсутствии поля смещения, т. е. $H = 0$ (рис. 15.4, а), существует одна точка пересечения 1, соответствующая выполнению равенства (15.3). Однако она соответствует неустойчивому состоянию домена. В самом деле, при отклонении радиуса домена от равновесного состояния r_1 до значения r_2 возникает неравенство (15.4) и домен продолжает расти, пока структура не превратится в структуру с полосовыми доменами.

При наличии поля смещения (рис. 15.4, б) появляется точка 2, удовлетворяющая так же, как и 1, условию (15.3). Нетрудно убедиться, что точка 2 является точкой устойчивого равновесия и, напри-

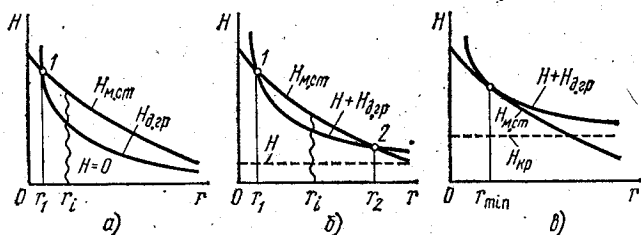


Рис. 15.4. Определение устойчивости цилиндрического домена

мер, случайное уменьшение радиуса домена до величины r_1 вызовет согласно условию (15.4) его увеличение и возвращение к радиусу r_2 .

При увеличении поля смещения до критического (рис. 15.4, в) точки 1 и 2 сольются в точке касания кривых. Такому полю соответствует минимально возможный для данного материала радиус цилиндрического домена. При дальнейшем возрастании поля смещения вступает в силу неравенство (15.5), домен сжимается и мгновенно исчезает (коллапсирует). В результате пластинка переходит в состояние насыщения, при котором вектор J_s во всем ее объеме принимает направление поля смещения. После снятия такого поля или его уменьшения до величины ниже критической состояние насыщения (т. е. отсутствие цилиндрических доменов) сохраняется.

Как показали исследования, каждый ортоферрит и феррит-гранат обладает параметром, имеющим размерность длины и называемым поэтому характеристической длиной или характерным размером:

$$l_d = \frac{\sigma_{д. гр}}{\mu_0 J_s^2} \quad (15.6)$$

Из рис. 15.5 видно, что кривая d_{\min} имеет наименьшее значение при относительной толщине пластины $h/l = 3,3$. При такой толщине пластины диаметр домена $d \approx 4l$.

Отметим, что для пластин различной толщины отношение максимального диаметра домена, соответствующего верхней границе устойчивости, к минимальному, соответствующему нижней границе устойчивости, одинаково и равно приблизительно трем.

В табл. 15.1 приведены параметры некоторых одноэлементных и смешанных ортоферритов, а в табл. 15.2 — феррит-гранатов, из сравнения которых видно, что диаметр доменов последних примерно на порядок меньше, благодаря чему эпитаксиальные феррит-гранатовые пленки нашли широкое применение для создания ЦМД-устройств с наибольшей плотностью размещения информации.

§ 15.3. Способы продвижения цилиндрических магнитных доменов

Для применения монокристаллических доменных магнитных элементов в регистрах сдвига, запоминающих устройствах и логических схемах необходимо иметь возможность продвигать (перемещать) цилиндрические домены на дискретные расстояния из одного положения

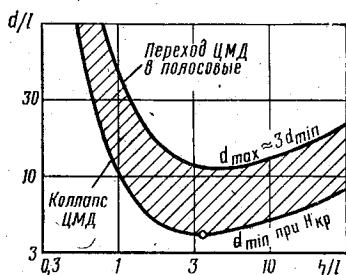


Рис. 15.5. Зависимость предельных диаметров доменов от толщины пластинки (заштрихована область устойчивых доменов)

Таблица 15.1

Элемент	Состав ортоферрита	Величины						Вычисленные
		экспериментальные						
		V_s , сГл	J_s , А/см	Диаметр домена d , мкм	Поле смещения, А/см	Толщина h , мкм	$l d'$, мкм	
Иттрий	Y	1,05	84	76	26,5	76	63	1,8
Редкоземельные элементы:								
Лантан	La	0,83	66	—	Не имеется	—	—	—
Прасодим	Pr	0,71	57	—	То же	—	—	—
Неодим	Nd	0,62	49	190	2,5	51	112	1,1
Самарий	Sm	0,84	67	153	2,4	28	73	1,3
Европий	Eu	0,83	66	140	8,4	51	94	1,6
Гадолиний	Gd	0,94	75	94	12,8	61	73	1,7
Тербий	Tb	1,37	109	43	41,0	66	36	1,7
Диспрозий	Dy	1,28	102	51	40,5	40	43	1,8
Гольмий	Ho	0,91	73	115	9,6	53	84	1,7
Эрбий	Er	0,81	65	153	6,4	51	99	1,6
Тулий	Tm	1,40	112	58	2,95	58	48	2,4
Иттербий	Yb	1,43	114	97	33,0	76	76	3,9
Лютеций	Lu	1,19	95	190	8,4	51	109	3,9
	Sm _{0,6} Er _{0,4}	0,83	66	25	26,5	48	20	0,35
	Sm _{0,55} Tb _{0,45}	1,08	86	19	49,0	51	10	0,30

Элемент

Состав ортоферрита

экспериментальные

Величины

вычисленные

 V_s , сГл J_s , А/смДиаметр домена d , мкм

Поле смещения, А/см

Толщина h , мкм $l d'$, мкм σ Д.гр.
 $\times 10^7$,
Дж/см²

Иттрий

Редкоземельные элементы:

Лантан

Прасодим

Неодим

Самарий

Европий

Гадолиний

Тербий

Диспрозий

Гольмий

Эрбий

Тулий

Иттербий

Лютеций

Lu

Sm_{0,6}Er_{0,4}Sm_{0,55}Tb_{0,45}

Состав феррита-граната	Величины					
	экспериментальные				вычисленные	
	J_s , А/см	B_s , ГЛ	Диаметр домена d , мкм	Толщина h , мкм	l , мкм	$\sigma_{д.г.} \cdot 10^{-7}$, Дж/см ²
Eu_2Er_1	138	1,73	7	6,0	0,17	0,17
Eu_1Er_2	95	1,20	22	14,0	2,20	0,20
$\text{Eu}_{0,6}\text{Y}_{2,4}$	223	2,80	4	4,0	0,40	—
$\text{Gd}_{0,47}\text{Y}_{2,53}$	119	1,50	4	4,0	0,40	—
Eu_1Er_2	235	2,95	5	5,6	0,50	0,35
$\text{Er}_{1,99}\text{Gd}_{1,01}$	191	2,40	5	7,3	0,46	0,21
$\text{Y}_{0,94}\text{Gd}_{1,07}\text{Yb}_{0,57}\text{La}_{0,42}$	118	1,48	9	5,0	0,90	0,173
$\text{Y}_{1,03}\text{Gd}_{1,29}\text{Yb}_{0,68}$	139	1,75	5	2,1	0,51	0,125
$\text{Y}_{1,5}\text{Eu}_{1,5}$	378	4,75	2	—	0,17	0,29
$\text{Y}_{1,3}\text{Eu}_{1,7}$	199	2,50	4	—	0,42	0,21
$\text{Y}_1\text{Gd}_1\text{Tm}_1$	163	2,05	8	—	0,75	0,27
$\text{Gd}_{0,86}\text{Y}_{1,52}\text{Yb}_{0,62}$	119	1,50	8	3,6	0,80	—
Eu_2Y_1	1240	15,59	0,7	1,51	0,066	—
$\text{Sm}_{0,4}\text{Y}_{2,6}$	159	2,00	6	6,0	0,60	—

Примечания: 1. Во всех составах часть атомов железа заменена на галлий или алюминий. 2. Пленки выращены на подложке $\text{Gd}_3\text{Ga}_5\text{O}_{12}$.

в другое за заданные промежутки времени и фиксировать их в этих положениях.

Перемещение доменов можно осуществить, если создать разность напряженностей магнитного поля ΔH между диаметрально противоположными точками домена (рис. 15.6, а). Доказано, что перемещение домена происходит только в случае, если эта разность достаточна для преодоления коэрцитивности границы домена H_c и связана с ней неравенством

$$\Delta H > 8H_c/\pi. \quad (15.7)$$

При этом скорость перемещения домена определяется выражением

$$v = \frac{G}{2} \left(\Delta H - \frac{8}{\pi} H_c \right),$$

где G — подвижность доменных границ, т. е. скорость смещения границы, отнесенная к единице напряженности поля и зависящая от материала пластины или пленки.

Домен перемещается в сторону меньшей напряженности, причем его размер согласно рис. 15.4 увеличивается.

Пределы изменения напряженности ограничиваются, с одной стороны, критической напряженностью, а с другой — наименьшей напряженностью, которой соответствует максимальный, но еще устойчивый диаметр домена (рис. 15.5).

Из сказанного очевидно, что этот ограниченный диапазон допустимых напряженностей при соблюдении условия (15.7) определяет наибольшее возможное перемещение x домена в пластинке конкретной

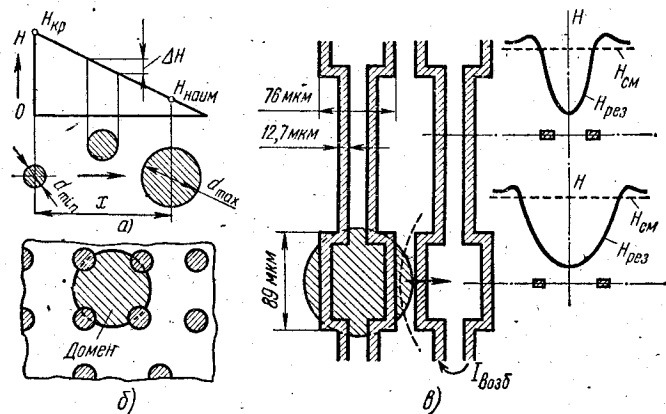


Рис. 15.6. Перемещение и фиксация доменов в пластинке ортоферрита с помощью токопроводящих контуров и матрицы пермалловых точек

толщины из данного материала, которое может быть достигнуто за один шаг изменения H (рис. 15.6, а).

Фиксацию домена в пластинке можно осуществить с помощью матрицы точек (дисков) из пермаллоя, нанесенных на поверхность пластинки или тонкую подложку (рис. 15.6, б). Точки, способствуя замыканию потока домена, уменьшают магнитостатическую энергию и ориентируют домен, как показано на рис. 15.6, б. Диаметры точек и расстояния между ними зависят от размеров устойчивых доменов в пластинках из различных материалов.

Создать местное изменение напряженности, необходимое для перемещения доменов, можно с помощью наложенных (напыленных) проводящих шин-проводников, образующих контуры с током. На рис. 15.6, в показана конфигурация двух таких контуров и распределение поля в двух сечениях контура. Поле контура, направленное встречно с общим полем смещения $H_{см}$ пластинки, образует местное, локализованное уменьшение результирующей напряженности $H_{рез}$, в результате чего домен «втягивается» в контур, где он может быть зафиксирован пермалловыми точками. Для «захвата» домена необходим начальный контакт домена с полем контура, что накладывает ограничения на размеры как доменов, так и контуров. На рис. 15.6, в пунктиром показана граница поля контура, захватывающая край домена.

Так как размеры домена и контура сравнимы, происходит осред-

нение напряженности в контуре, разной для различных точек домена. Поэтому напряженность в центре контура может быть значительно ниже наименьшей напряженности, при которой цилиндрический домен превращается в полосовой.

Локализованную область пониженной результирующей напряженности называют магнитостатической ловушкой, которая характеризуется усредненным значением ее напряженности.

Скорость перемещения домена пропорциональна току возбуждения контура (рис. 15.7). Кривые рис. 15.7, подобно кривым рис. 8.4, б, определяют быстродействие устройств с магнитными элементами.

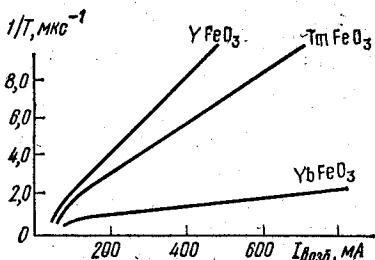


Рис. 15.7. Зависимость скорости перемещения доменов от тока возбуждения в ортоферритах разных типов (размеры контуров, как на рис. 15.6)

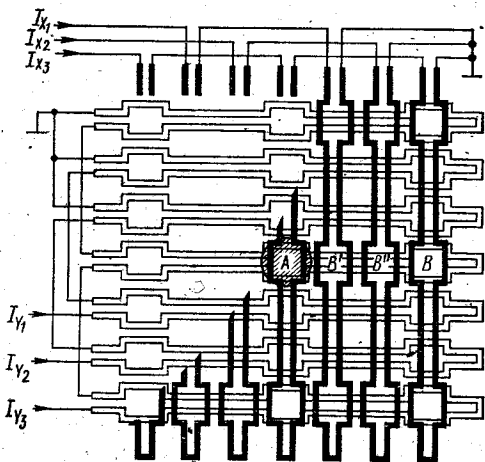


Рис. 15.8. Конфигурация токопроводящих контуров для двумерного перемещения цилиндрических доменов (размеры проводников идентичны приведенным на рис. 15.6).

Подавая поочередно импульсы тока в контуры магнитостатических ловушек, можно продвигать домен, принимаемый за двоичную единицу, от контура к контуру подобно тому, как производится передача единиц от сердечника к сердечнику в магнитно-диодных элементах (ср. рис. 9.2, а). Например, для ортоферрита YFeO_3 , обладающего подвижностью доменных границ $G \approx 30 \frac{\text{м/с}}{\text{А/см}}$, с помощью импульсов тока $I = 200 \text{ мА}$ была получена скорость перемещения доменов свыше $3 \cdot 10^8 \text{ бит/с}$.

При необходимости перемещения доменов в двух измерениях может быть использована система контуров, подобная представленной на рис. 15.8, где домен из положения A может быть перемещен в положение B или C путем последовательной подачи тактовых токов I_1, I_2 и I_3 соответственно в шины X или Y.

Трехтактность схем в подобных устройствах необходима для предотвращения ложной обратной передачи информации (ср. с рис. 9.2, а). В самом деле, если, например, после тока I_2 подать в шину x_3 и x_1 ток I_1 , желая переместить домен из положения B'' в положение B (т. е. осуществить двухтактную схему), то может оказаться, что домен перейдет не в положение B , а в положение B' .

С помощью контуров с токами обеспечивается продвижение доменов, имеющих диаметры в диапазоне от 20 до 200 мкм, которые ха-

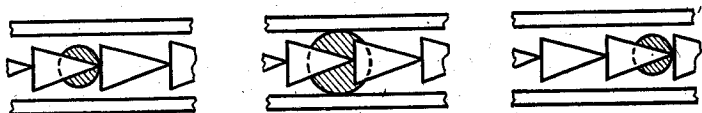


Рис. 15.9. Последовательные положения домена при пульсации поля смещения под клиновидными пермалловыми аппликациями

рактерны для ортоферритов. Однако для доменов диаметром в несколько микрометров невозможно изготовить токопроводящие контуры таких размеров, которые обеспечивали бы перемещение доменов на расстояния, соизмеримые с их диаметром, и в то же время не подвергались бы испарению от перегрева достаточно большими токами, необходимыми для продвижения доменов с высокой скоростью. Поэтому в феррит-гранатовых пленках с доменами диаметром в несколько микрометров и даже в доли микрометра используют их свойство «втягиваться» под нанесенные поверх пленки феррит-граната участки пермалловой пленки (аппликации), что сопровождается уменьшением магнитостатической энергии доменов.

Существует два класса таких магнитостатических ловушек.

В одном из них используется рассмотренное свойство доменов изменять свой размер в зависимости от поля смещения.

Эксперименты показывают, что домен, находящийся под пермалловой аппликацией, которая имеет форму клиньев (рис. 15.9), при пульсациях поля смещения перемещается следующим образом. Во время фазы расширения передняя граница домена расходится и захватывает широкий конец следующего клина, а во время фазы сжатия задняя граница домена «соскальзывает» с острия предыдущего клина. В результате таких пульсаций поля смещения домен получает однонаправленное движение. Направляющие полоски пермаллоа придают устойчивость домену при движении вдоль этих полосок.

Преимущество этого класса состоит в том, что продвижение доменов осуществляется только за счет асимметрии ловушек, обеспечиваемой тупым и острым краями клиньев, и пульсации поля смещения, общей для всей пластинки ортоферрита, без каких-либо дополнительных управляющих полей. Недостатком является примерно на порядок меньшее быстроедействие по сравнению со схемами на токопроводящих контурах.

В другом классе магнитостатических ловушек поле смещения

остается неизменным, но помимо него на аппликации действует магнитное поле, вектор напряженности которого *вращается* в плоскости, параллельной плоскости ортоферритовой пластинки или феррит-гранатовой пленки. Это поле создает на концах пермалловых аппликаций перемещающиеся северные «+» и южные «-» магнитные полюсы, которые, притягивая или отталкивая цилиндрические домены, рассматриваемые как элементарные магнетики с расположенными

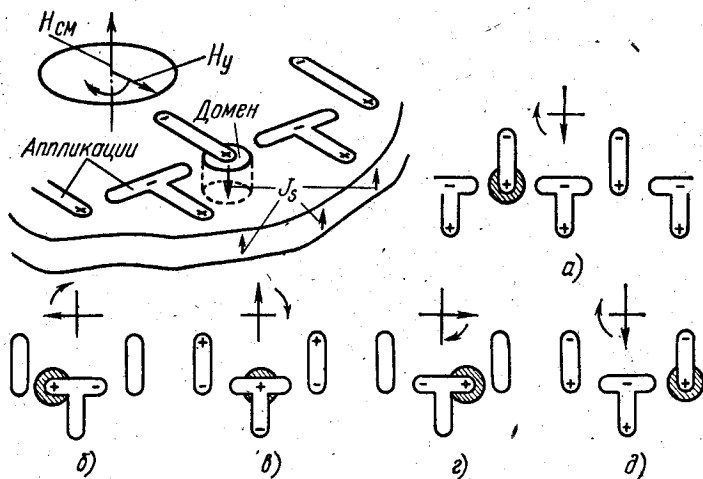


Рис. 15.10. Продвижение домена с помощью пермалловых аппликаций T-структуры и вращающегося внешнего поля

вверху — южным, а внизу — северным полюсами, управляют их движением. При этом вращающееся поле, направленное *вдоль поверхности* пластинки, не изменяет состояния или размера доменов. Такое устройство изображено на рис. 15.10, где для пяти последовательных положений (а, б, в, г, д) вектора вращающегося поля обозначены положительные и отрицательные полюсы, которые наводятся в аппликациях, имеющих форму чередующихся T-образных и прямых полосок пермаллоя. Цилиндрический домен скачкообразно перемещается под аппликациями, втягиваясь каждые четверть оборота внешнего поля под ближайший положительный полюс; наведенный в этот момент в аппликациях.

За один оборот управляющего поля домен перемещается на один период продвигающей схемы.

Для повышения плотности хранения информации (бит/см²) важно оптимизировать размеры и форму пермалловых аппликаций. Кроме того, исследования показали, что для нормальной работы необходим также определенный зазор между аппликациями и ЦМД-материалом; этот зазор получают напылением слоя диэлектрика (SiO₂). На рис. 15.11 изображены аппликации T-структуры с оптимальными соотношениями размеров.

Из аппликаций других форм, предложенных для продвижения доменов с помощью вращающегося поля, нашли применение шевронные пермаллоевые аппликации, работа которых пояснена на рис. 15.12, где показаны пять последовательных состояний намагниченности двух соседних аппликаций и соответствующих этим состояниям положений домена (*а, б, в, г, д*).

Так как пермаллоевые аппликации в процессе продвижения доменов должны намагничиваться вращающимся полем в самых раз-

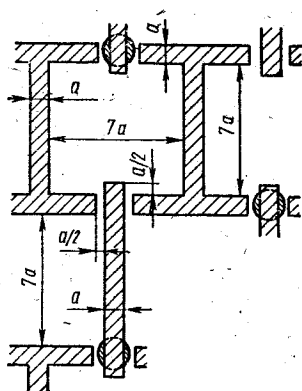


Рис. 15.11. Оптимальные размеры пермаллоевых аппликаций T-структуры с плотной упаковкой:

толщина аппликаций $a/10$; зазор между аппликациями и феррит-гранатовой пленкой $a/4$; диаметр домена $3a/2$; период схема $8a$.

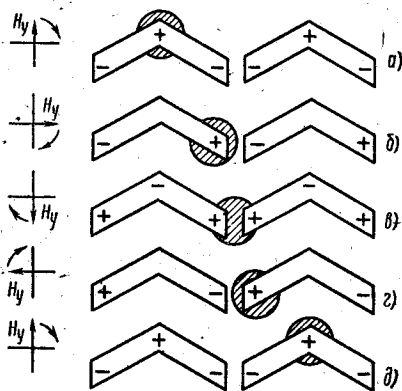


Рис. 15.12. Продвижение цилиндрического домена с помощью шевронных пермаллоевых аппликаций

личных направлениях (т. е. вектор \mathbf{J} всех участков аппликации должен поворачиваться внешним полем H в произвольных направлениях, оставаясь в плоскости аппликации), важно, чтобы аппликации обладали изотропными (одинаковыми во всех направлениях) магнитными свойствами. В этом коренное отличие пленок-аппликаций от тонкопленочных магнитных элементов, рассмотренных в гл. 14, принцип действия которых основан на магнитной анизотропии.

Изготовление магнитно-изотропных пленок не является простой задачей в связи с тем, что существует ряд трудно контролируемых факторов, приводящих к возникновению анизотропии в плоскости пленки. Такими факторами в процессе вакуумного напыления могут являться упругие напряжения в пленке, возникающие из-за различия коэффициентов теплового расширения подложки и пленки, которое приводит к возникновению анизотропии магнитострикции; наклонное падение атомов распыляемого пермаллоя на подложку, приводящее к эффекту «самозатенения»; присутствие в рабочем объеме вакуумной камеры паразитных магнитных полей, способствующих возникновению наведенной анизотропии (ср. § 14.1), и др. Радикальным способом борьбы с этими факторами явился метод напыления на вращающуюся подложку, предварительно нагретую для устранения магнитострикционной анизотропии. Кроме того, при таком напылении устраняется неравномерность распределения потоков атомов пермаллоя, что гарантирует идентичность свойств всех аппликаций, получаемых в одном технологическом цикле.

Еще одним возможным способом продвижения доменов является использование лазерного луча для быстрого нагрева локального участка ЦМД-материала, основанное на свойстве этих материалов изменять величину J_s , σ_d и h при изменениях температур, в результате чего возникает сила, стремящаяся переместить домен от холодного участка к теплomu (или, наоборот, в зависимости от общего знака изменений указанных величин).

§ 15.4. Генерация и аннигиляция цилиндрических доменов

Для реализации устройств по обработке и хранению двоичной информации наряду с продвижением доменов необходимо также осуществлять запись *единиц* (генерацию цилиндрических доменов) и их замену на *нули* (аннигиляцию, т. е. уничтожение этих доменов).

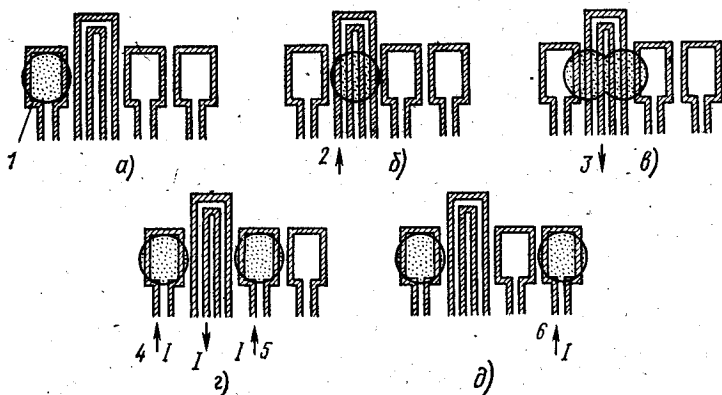


Рис. 15.13. Процесс генерации доменов с использованием токопроводящих контуров:

a — положение исходного домена; *б* — подготовка к делению; *в* — начало деления; *г* — деление и управляемое отталкивание; *д* — продвижение (*1* — исходный домен, *2* — ток подготовки, *3* — ток деления, *4* — ток возврата в исходное положение, *5*, *6* — токи продвижения)

Генерацию доменов можно осуществить двумя способами: 1) делением (репликацией) исходного домена, постоянно присутствующего в генераторе; 2) непосредственным зарождением нового домена путем локального воздействия на вектор намагниченности участка ЦМД-материала.

Деление исходного домена осуществляется путем его предварительного растяжения и разрыва с помощью токопроводящих контуров или пералловых аппликаций.

На рис. 15.13 показаны пять последовательных состояний генератора, в котором используется деление исходного домена, и направления импульсов тока, вызывающих эти состояния. Величина импульсов тока в экспериментальных устройствах на ортоферритах составляла 500—750 мА при длительности 1 мкс.

Аннигиляция цилиндрических доменов в устройствах с токопроводящими контурами осуществляется путем подачи в контур импуль-

са тока с полярностью, противоположной току продвижения, и по величине, достаточной для коллапсирования домена.

Весьма просто решается задача генерации цилиндрического домена путем деления исходного в устройствах с пермаллоевыми аппликациями и вращающимся полем. В таких устройствах генератор представляет собой пермаллоевую аппликацию круглой или прямоугольной

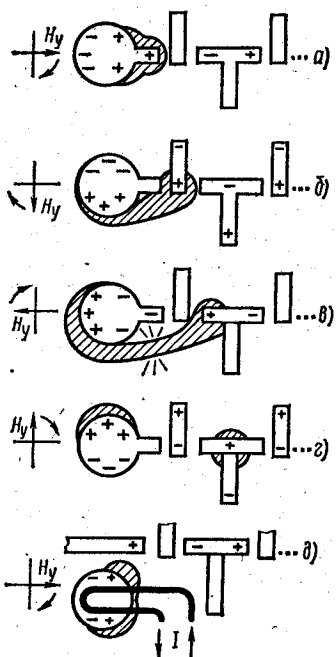


Рис. 15.14. Процесс генерации доменов с использованием пермаллоевых аппликаций и вращающегося поля управления (а, б, в, г), а также комбинированным способом (д)

формы, представляющую, по существу, магнитостатическую ловушку, под которой расположен исходный домен. Процесс генерации в подобном устройстве показан на рис. 15.14. Смещенный вправо благодаря выступу на диске домен (а) захватывается Т-структурой при повороте управляющего поля на четверть периода (б). При дальнейшем повороте управляющего поля домен растягивается в полосовой и под действием отрицательного магнитного заряда выступа и диска (в) разрывается. Новый домен продвигается Т-образной структурой (г), а исходный остается под диском. Для устойчивой работы такого генератора диаметр диска должен быть близким к периоду схемы (ср. рис. 15.11).

Изображенный на рис. 15.14 генератор осуществляет последовательный ввод нового домена при каждом обороте управляющего поля, т. е. производит последовательный ввод кода, состоящего из одних единиц. Для ввода кода, состоящего из произвольного набора единиц и нулей, на выходе генератора должно стоять запрещающее или разрешающее устройство, которое позволяло бы вводить нули.

Один из вариантов такого устройства показан на рис. 15.14, д. За счет увеличенного зазора между пермаллоевым диском и продвигающей Т-структурой, а

также отсутствия выступа у диска, захвата домена, показанного на рис. 15.14, а—г, не происходит. Лишь при подаче в контур, напыленный над диском, импульса тока, совпадающего по времени с направлением вращающегося поля, показанным на рис. 15.14, д, произойдет деление домена и верхняя его часть будет втянута в схему продвижения, а нижняя останется под диском. Такой комбинированный способ обеспечивает более устойчивую работу генератора и ввод кода, в котором единицы (домены) соответствуют поданным импульсам тока.

Генераторы с делением исходного домена применяются в устройствах на ортоферритах, так как в этих материалах трудно осуществ-

вить генерацию цилиндрических доменов непосредственным зарождением из-за больших полей магнитной анизотропии (до 10^5 А/см).

Эпитаксиальные феррит-гранатовые пленки обладают полями анизотропии порядка 10^3 А/см и менее, поэтому в устройствах на этих материалах успешно можно использовать генераторы с непосредственным зарождением домена.

Магнитное поле, необходимое для генерации домена H_r , т. е. перемагничивания пленки в этой области, может создаваться с помощью контура (петли), обтекаемого током (рис. 15.15, а).

При этом, как показали эксперименты, ток может иметь форму, показанную на рис. 15.15, б. Под действием короткого импульса i_1 происходит перемагничивание в локальной области пленки, лежащей непосредственно под петлей (рис. 15.15, в), после чего ток может быть уменьшен до значения i_2 , достаточного для поддержания процесса расширения домена до размера устойчивого состояния (рис. 15.15, г).

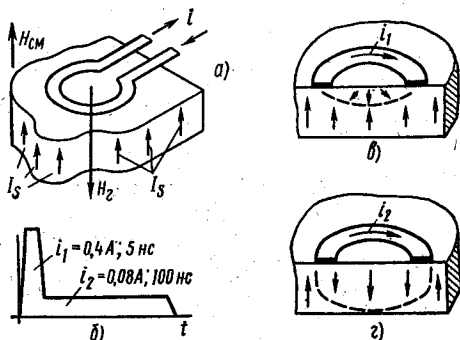


Рис. 15.15. Процесс непосредственного зарождения доменов

Значительно меньшие значения тока, необходимого для генерации домена, требуются в тех генераторах, где наряду с токовыми используются пермаллоевые аппликации T -структуры или аппликации шевронного типа. Это объясняется тем, что к полю импульса тока добавляется поле пермаллоевых аппликаций и перемагничивание локальной области пленки происходит под действием суммы этих полей. Наиболее удачное

сочетание указанных полей наступает в случае, когда импульс тока подается в момент намагничивания аппликаций вращающимся полем, показанным на рис. 15.16. При этом домен образуется в промежутке между двумя шевронами (рис. 15.16, а) или на конце полоски (рис. 15.16, б) и при дальнейшем вращении поля перемещается, как было показано на рис. 15.12 и 15.10.

Аннигиляция цилиндрических магнитных доменов в устройствах продвижения с T -структурами и шевронного типа производится путем локального увеличения напряженности выше критической за счет добавления к напряженности смещения, общей для всей пластинки, напряженности, которая создается импульсом тока, подаваемым в

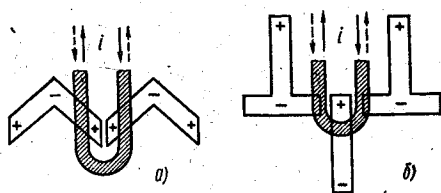


Рис. 15.16. Генератор с непосредственным зарождением доменов, использующий пермаллоевые аппликации и контур с током

петлю, как показано пунктирными стрелками на рис. 15.16, т. е. в направлении, противоположном генерации. В этом случае домен, оказавшийся под петлей с током, коллапсирует.

В экспериментальной установке, выполненной по рис. 15.16, а, для генерации домена требовался импульс тока 0,2 А длительностью 50 нс, а для аннигиляции — около 0,2 А длительностью 1 мкс.

При необходимости аннигиляции целой последовательности доменов, составляющих некоторый информационный массив, т. е. при стирании информации, аналогичную стиранию с магнитной ленты (ср. рис. 12.2, а), можно применять аннигилятор, аналогичный по устройству генератору, изображенному на рис. 15.14. Для аннигиляции вектор вращающегося поля должен вращаться в сторону, противоположную генерации, а это значит, что последовательность рисунков будет попадать под диск и там сливаться с доменом, постоянно находящимся под диском.

§ 15.5. Считывание информации в устройствах на цилиндрических магнитных доменах

Считывание двоичной информации, представленной наличием (1) или отсутствием (0) домена в той или иной точке пластинки, является наиболее сложной задачей при создании логических и запоминающих устройств на ЦМД. По существу задача сводится к обнаружению направления намагниченности области пластинки, равной диаметру домена. Если применить метод электромагнитной индукции, как это делается в устройствах на кольцевых или разветвленных сердечниках и тонких магнитных пленках, то при диаметре домена 10 мкм (сечение примерно 80 мкм²), индукции насыщения ортоферрита 1 сТл и времени перемагничивания (т. е. изменения индукции на $2B_s$) 1 мкс в одновитковой обмотке, охватывающей магнитный поток такого домена, наведется э. д. с. $e \approx 2B_s s/t = 1,6$ мкВ, в то время как для надежного обнаружения сигнала на фоне помех желательна его величина порядка 1 мВ, т. е. примерно в 600 раз больше. В устройствах на феррит-гранатах с более высокой плотностью записи (размерами домена в единицы мкм и меньше) сложность считывания информации еще более возрастает.

Существующие методы обнаружения доменов подразделяют на три группы, в которых используются явление электромагнитной индукции, гальваномагнитные и магнитооптические явления.

Индукционный метод можно использовать для считывания информации при достаточно больших размерах ЦМД (десятки мкм), например в ортоферритах; если перед считыванием предварительно растянуть их в полосовые и тем самым увеличить их площадь, а значит, и магнитный поток. Принципиальная схема считывающего устройства такого типа состоит из двух проводящих контуров, имеющих наружную и внутреннюю петли-обмотки. Одним из контуров (на рис. 15.17 правым) заканчивается схема продвижения доменов.

Перемещаясь по каналу продвижения, ЦМД попадает внутрь правого контура, где при подаче в наружную петлю тока «растяжения» I_p , создающего напряженность, встречную с $H_{см}$, он растягивается и занимает всю площадь внутри контура. Затем при подаче тока считывания $I_{сч}$ противоположного направления создается напряженность, превышающая критическую, в результате чего растянутый домен сжимается и исчезает (коллапсирует). В процессе коллапса во внутренней петле наводится импульс э. д. с. Выходное напряжение схемы считывания снимается со встречно включенных внутренних петель-обмоток левого и правого контуров. Такое включение позволяет компенсировать э. д. с. помехи, возникающие во внутренних петлях при прохождении импульсов тока I_p и $I_{сч}$ из-за паразитных связей между наружной и внутренней петлями контуров.

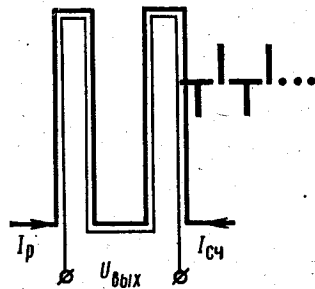


Рис. 15.17. Индукционная схема считывания

В экспериментальном устройстве, позволявшем растягивать полосовой домен до площади, в сорок раз превышавшей площадь цилиндрического домена, были получены выходные сигналы до 2 мВ · мкс. При токах в контуре $I_p = 530$ мА и $I_{сч} = 700$ мА устройство считывало информацию со скоростью свыше 10^5 бит/с.

Вследствие коллапса доменов считывание информации в индукционном методе происходит с ее разрушением.

Гальваномагнитные методы относятся к неразрушающим методам считывания и основаны на использовании классического эффекта Холла, планарного эффекта Холла и эффекта магнитосопротивления. Рассмотрим три разновидности этой группы методов.

Классический эффект Холла можно наблюдать в тонкой пластинке полупроводника с двумя парами взаимно перпендикулярных выводов, лежащие в плоскости пластинки. Если такая пластинка находится в магнитном поле с индукцией B , направленной перпендикулярно плоскости пластинки (рис. 15.18, а), и через пару выводов, расположенных по оси x , пропустить ток, то на паре выводов, расположенных по оси y , появится э. д. с.

$$E_y = R_H B j, \quad (15.8)$$

где R_H — постоянная Холла; j — плотность тока в пластинке.

Для надежной индикации ЦМД активная площадь датчика не должна превышать площадь домена, причем для получения максимального сигнала при считывании центры датчика и домена должны совпадать, а зазор между ними надо свести к минимуму ввиду значительного ослабления магнитного поля домена при удалении от его поверхности.

Одна из конструкций датчика Холла представляет собой слой кремния n -типа, полученный эпитаксиальным выращиванием на подложке из кремния p -типа (рис. 15.18, б, в) и изолированный пленкой

оксида кремния SiO_2 . Датчик имеет следующие параметры: площадь активной зоны 400 мкм^2 , толщина активной зоны 1 мкм ; зазор между активной зоной и пластинкой ортоферрита примерно 7 мкм ; ток 8 мА ; входное и выходное сопротивления $1,5 \text{ кОм}$; чувствительность датчика $16 \text{ В/(А} \cdot \text{Тл)}$. При считывании единицы (домен под датчиком) выходной сигнал составляет примерно $0,5 \text{ мВ}$.

Преимуществом полупроводникового датчика Холла является то, что он не реагирует на вращающееся магнитное поле (так как оно

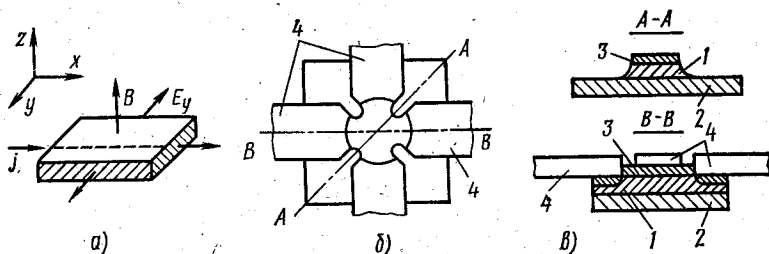


Рис. 15.18. Полупроводниковый датчик Холла:

1 — слой кремния *n*-типа; 2 — подложка из кремния *p*-типа; 3 — изоляция из окиси кремния; 4 — выводы

не имеет составляющей, направленной по оси z) и, являясь немагнитным, датчик не оказывает прямого воздействия на домен, проходящий через него.

Основным же источником помех при считывании является поле смещения и вертикальные составляющие полей рассеяния пермалловых аппликаций продвигающихся схем. Недостатком такого датчика является сложность процесса его изготовления, включающая около 20 операций интегральной технологии.

Планарный эффект Холла можно наблюдать в тонкой пластинке ферромагнетика с двумя парами взаимно перпендикулярных выводов, лежащих в плоскости пластинки. Если через пару выводов, расположенных по оси x , пропустить ток, то на паре выводов, расположенных по оси y , появится э. д. с. (рис. 15.19, а)

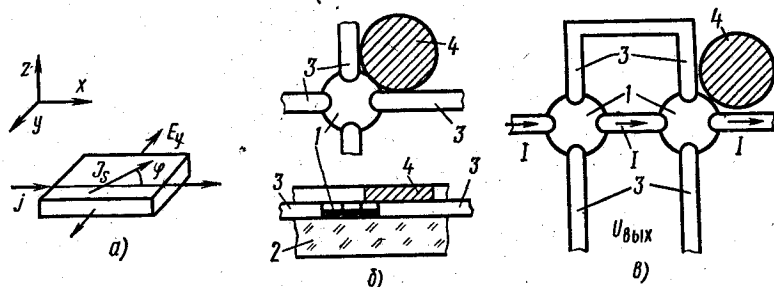


Рис. 15.19. Пермалловый датчик Холла:

1 — пермалловая пленка; 2 — стеклянная подложка; 3 — золотые выводы; 4 — цилиндрический домен

$$E_y = j\alpha_2 J_s^2 \sin \varphi \cos \varphi, \quad (15.9)$$

где j — плотность тока в пластинке; α_2 — постоянная ферромагнетика; J_s — спонтанная намагниченность ферромагнетика, вектор которой расположен в плоскости пленки; φ — угол между направлениями j и J_s .

Из выражения (15.9) следует, что эта э. д. с. максимальна, когда угол φ равен 45° .

Поскольку намагниченность ферромагнетика (пермаллоя) J_s значительно больше, чем индукция цилиндрического домена B , планарный эффект Холла выражен в пермалловом датчике в более сильной степени, чем в полупроводниковом.

Пермалловый датчик Холла (рис. 15.19, б) с параметрами: диаметр пермалловой пленки 50 мкм, толщина 0,03 мкм и сопротивление 15 Ом — при токе 20 мА создавал сигнал на выходе 0,9 мВ.

Основным источником помех такого датчика является вращающееся поле продвижения доменов, направленное в плоскости $x-y$ и, следовательно, циклически изменяющее положение вектора намагниченности J_s в датчике. Компенсировать эти помехи (так же, как компенсировать помехи и полупроводникового датчика) удастся дифференциальным включением двух датчиков (рис. 15.19, в). Левый датчик является компенсационным (в области этого датчика домены не могут находиться) и он создает только э. д. с. помехи. Если у правого (рабочего) датчика домена нет, э. д. с. помехи обоих датчиков, направленные навстречу друг другу, взаимно компенсируются и $U_{\text{вых}} = 0$. Если домен есть, разность э. д. с. правого датчика и э. д. с. помехи левого поступает на выход, фиксируя сигнал, соответствующий единице.

Эффект магнитосопротивления (магниторезисторный эффект) можно наблюдать в тонкой пластинке ферромагнетика с двумя выводами, расположенными по оси x (рис. 15.20, а). Удельное активное сопротивление такой пластинки для проходящего через выводы тока I определяется выражением

$$\rho = \rho_0 + \alpha_1 J_s^2 \sin^2 \varphi, \quad (15.10)$$

где α_1 — постоянная ферромагнетика; J_s — его спонтанная намагниченность; φ — угол между направлением тока и вектором J_s ; ρ_0 — удельное сопротивление пластинки при $\varphi = 0$.

Из (15.10) видно, что наибольшее изменение удельного сопротивления

$$\Delta \rho = \alpha_1 J_s^2 \sin^2 \varphi \quad (15.11)$$

наступает при $\varphi = 90^\circ$, когда вектор J_s оказывается перпендикулярным направлению тока.

Если за выходной сигнал магниторезисторного датчика принять изменение падения напряжения на нем, то для размеров датчика, показанных на рис. 15.20, а, выходной сигнал определяется выражением

$$\Delta U = I \Delta R = I \Delta \rho \frac{a}{bc} = j \Delta \rho a, \quad (15.12)$$

где ΔR — изменение сопротивления пластинки; j — плотность тока в ней.

В качестве материала для магниторезисторных датчиков используют пермаллоевые пленки, обеспечивающие высокие значения J_s и $\Delta\rho/\rho_0$. Максимальное значение $\Delta\rho/\rho_0 = 0,05$ имеет пермаллой с 88% Ni и 12% Fe. Для пермаллоевых пленок состава 80% Ni и 20% Fe, легко получаемых путем вакуумного напыления и широко используемых в схемах продвижения доменов, отношение $\Delta\rho/\rho_0$ равно

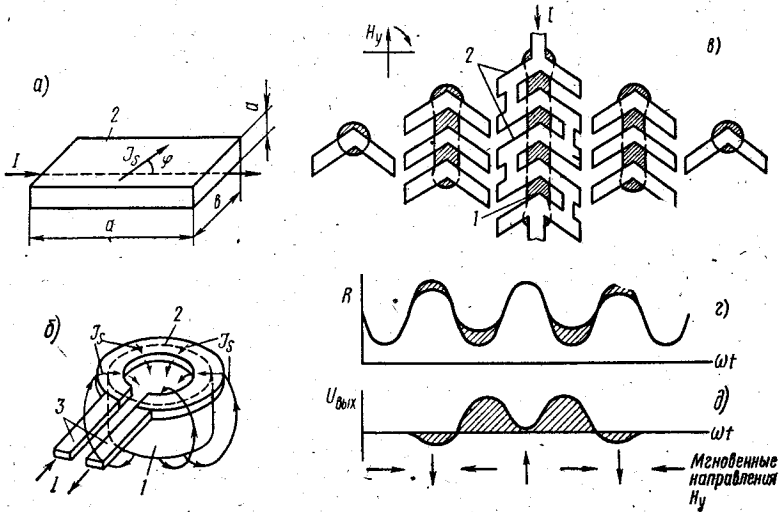


Рис. 15.20. Магниторезисторные датчики:
1 — домен; 2 — пермаллоевая пленка; 3 — медные выводы

примерно 0,03, что обеспечивает $\Delta\rho = 0,6$ мкОм/см. При допустимой плотности тока в таких пленках $j = 10^6$ А/см², удельная величина выходного сигнала из (15.12) составляет $\Delta U/a = j\Delta\rho = 60$ мкВ/мкм.

Так как, во-первых, выходной сигнал пропорционален длине a датчика и, во-вторых, необходимо по всей его длине обеспечить $\varphi = 90^\circ$ за счет поля рассеяния домена, то наиболее рациональной является конструкция датчика, изображенная на рис. 15.20, б в виде незамкнутого кольца, средний диаметр которого приблизительно равен диаметру ЦМД. Поле рассеяния домена, располагаемого при считывании в центре кольца, намагничивает все его участки вдоль радиуса, и, следовательно, по всей линии прохождения тока в кольце вектор намагниченности пермаллоя J_s оказывается перпендикулярным направлению тока. Особенностью кольцевого датчика является нечувствительность к вращающемуся полю управления продвижением доменов, поскольку его сопротивление остается практически неизменным при любых направлениях H_y .

Наиболее эффективный метод повышения выходного сигнала основан на предварительном растяжении цилиндрического домена в

полосовой с помощью, например, шевронных пермаллоевых аппликаций и последующем считывании полосового домена с помощью магниторезисторного датчика, имеющего длину a , равную длине полосового домена. При этом роль датчика могут выполнять сами шевроны, служащие для растяжения домена, для чего они соединяются пермаллоевыми же перемычками (рис. 15.20, в), напыляемыми одновременно со всей доменопродвигающей структурой. После считывания, происходящего, как и в датчиках Холла, без разрушения информации, полосовой домен снова стягивается в цилиндрический и продолжает циркулировать в продвигающей структуре. На рис. 15.20, в показаны пять положений, которые последовательно занимает домен, перемещаясь из одного положения в следующее за один оборот вращающегося поля управления.

Особенностью магниторезисторных датчиков, включенных в пермаллоевые продвигающие схемы, является модуляция сопротивления датчика (рис. 15.20, г) с двойной частотой за счет циклического изменения угла φ , как это следует из (15.10), происходящего под действием вращающегося поля H_y . Поле полосового домена вызывает дополнительную модуляцию сопротивления датчика (заштриховано на рис. 15.20, г).

Дифференциальным включением двух датчиков, подобным представленному на рис. 15.19, в, один из которых не подвергается действию домена, или включением этих двух датчиков в качестве плеч мостовой схемы удастся выделить выходной сигнал, соответствующий считыванию *единицы* (присутствие домена) и имеющий характерную «двугорбую» форму (рис. 15.20, д).

Подобный датчик с шевронным расширителем, содержащий 334 элемента, позволил получить при считывании цилиндрического домена диаметром 5 мкм сигнал примерно 40 мВ.

Благодаря высоким значениям выходного сигнала и технологичности, позволяющей изготавливать магниторезисторные датчики за один технологический цикл вместе с продвигающей пермаллоевой структурой, они получили наибольшее распространение.

Магнитооптические методы обнаружения доменов основаны на использовании магнитооптических эффектов Фарадея и Керра.

Эффектом Фарадея называют вращение плоскости поляризации света при его прохождении через намагниченный образец. Величина угла вращения зависит от значения составляющей намагниченности, направленной вдоль луча, а направление вращения — от того, положительна эта составляющая или отрицательна. Схема метода изображена на рис. 15.21. Так как вектор намагниченности ЦМД направлен противоположно вектору намагниченности остального поля пластинки, вращение плоскостей поляризации у домена и пластинки противоположно. Повернув анализатор так, чтобы гасить свет, проходящий через домен, получают на экране микроскопа изображение ЦМД в виде темных кружков на светлом фоне остальной пластинки.

Расчеты показывают [3.7], что диаметр сфокусированного луча лазера может быть доведен до 1—2 мкм. Такой луч можно применять как для считывания информации магнитооптическим методом с орто-

ферритов, имеющих диаметр ЦМД порядка 50 мкм, так и с ферритов-гранатов, минимальный диаметр ЦМД которых доходит до единиц и долей мкм, что соответствует возможной плотности размещения информации около 10^7 бит/см² и выше.

Метод, основанный на эффекте Фарадея, применим только к относительно прозрачным монокристаллическим пластинкам ортоферритов. Считывание с феррит-гранатовых пленок, выращенных

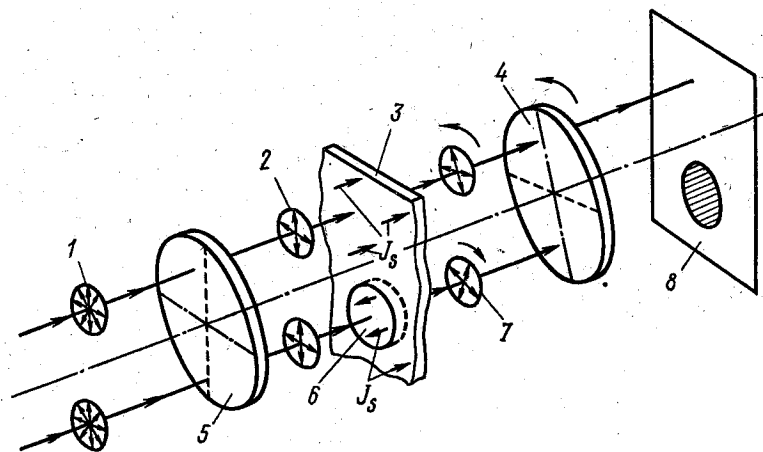


Рис. 15.21. Метод визуального наблюдения доменов с помощью эффекта Фарадея:

1 — падающий естественный свет; 2 — плоскополяризованный свет; 3 — пластинка ортоферрита; 4 — анализатор; 5 — поляризатор; 6 — домен; 7 — вращение плоскостей поляризации; 8 — изображение на экране

на достаточно толстых (150—200 мкм) и непрозрачных гранатовых подложках, можно осуществлять на основе эффекта Керра в отраженном свете.

Эффект Керра проявляется в изменении интенсивности отраженного от ферромагнетика линейно поляризованного света в зависимости от направления намагниченности той области ферромагнетика, на которую падает луч.

В качестве источника излучения в магнитооптических методах можно наряду с лазерами использовать светодиоды, а в качестве фотоприемника — фотодиоды, фотозлектронные умножители и т. п.

Магнитооптические методы не применяются для считывания информации из-за сложности точного направления луча в нужную точку пластинки, но используются в научно-исследовательских работах.

В частности, созданная в Институте электронных управляющих машин высокоскоростная стробоскопическая установка обеспечивает вывод на экран телевизионной трубки и фиксацию на фотопленке любой фазы движения домена микронных и субмикронных размеров с последующим измерением его размера, траектории и скорости пере-

мещения вдоль схемы продвижения с тактовой частотой от 100 Гц до 300 кГц.

Оптическая часть установки состоит (рис. 15.22) из излучательной головки импульсного лазера 1, оптической системы фокусировки луча 2, поляризационной призмы 3, диафрагмы 4, полупрозрачного зеркала 5 и объектива 6. Исследуемый образец 7 расположен на отражающем покрытии 8. На оптическом выходе расположена призма анализатора 9 и корректирующая оптика 10. Изображение, формируемое выходной оптикой, переносится на катод телекамеры 11 и выводится на экран 12 видеоконтрольного устройства, позволяющего наблюдать изображение с увеличением до $8000\times$.

Электронная часть установки включает систему ортогональных катушек 13, создающих вращающееся поле управления, и катушек смещения 14, питаемых от регулируемого источника постоянного тока 15. Блок 16 обеспечивает питание катушек 13 стабилизированными синусоидальными токами, сдвинутыми во времени на 90° для обеспечения вращающегося поля. Остальная часть электронного оборудования установки содержит задающий генератор плавной перестройки частоты, частотомер, генератор задержки строб-импульса, измеритель временных интервалов и контрольный осциллограф.

Визуальный просмотр любой фазы движения домена в пределах одного оборота поля управления осуществляется плавным изменением момента подачи строб-импульса, подаваемого на блок запуска лазера 17.

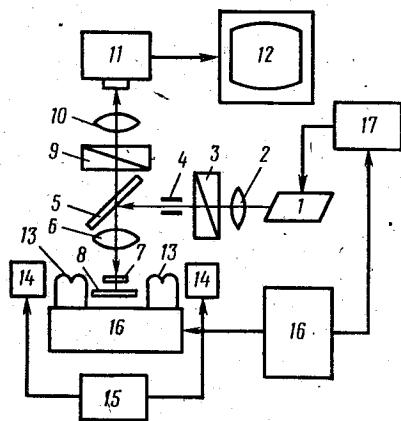


Рис. 15.22. Стробоскопическая установка для исследования динамики цилиндрических доменов

§ 15.6. Особенности построения цифровых устройств на цилиндрических магнитных доменах. Структурные элементы

На основе рассмотренных методов генерации, управления и обнаружения цилиндрических доменов можно построить логические и переключательные устройства, которые наряду с запоминающими устройствами на ЦМД позволяют создать специализированные высоконадежные и экономичные вычислительные машины для хранения и обработки информации.

При проектировании таких устройств необходимо учитывать ряд требований, вытекающих из физических особенностей ЦМД, как носителя информации. Одна из особенностей заключается в том, что в отличие от электрических сигналов, распространяющихся за один

такт работы устройства практически на любое расстояние по проводникам, домен за один такт работы может переместиться лишь на определенное расстояние, равное периоду схемы, которое определяется расстоянием x на рис. 15.6, a и размерами пермалловых аппликаций (например, см. рис. 15.11). Другая задача, возникающая при проектировании доменных устройств, обусловлена их планарной (расположенной в единственной плоскости пластины или пленки) органи-

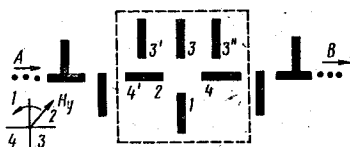


Рис. 15.23. «Динамическая ловушка»

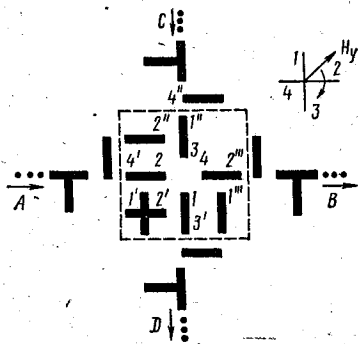


Рис. 15.24. Элемент пересечения

зацией и требует специальных мер по развязке пересекающихся направлений продвижения доменов. Вызывает сложности и задача разветвления информации, связанная с делением доменов. Наконец, возникает необходимость частичного (в отдельных участках схемы) стирания информации, осуществляемого аннигиляцией (разрушением) доменов.

Рассмотрим структурные элементы, позволяющие решать эти задачи.

«Динамическая ловушка», обведенная пунктиром на рис. 15.23, используется для задержки домена в канале продвижения до момента поступления на ее вход следующего домена. Действительно, домен, продвигающийся в канале AB слева направо и попавший в ловушку, будет циркулировать в ней, занимая последовательно положения $2-1-4-3$ в соответствии с направлениями вращающегося поля управления, обозначенными одноименными цифрами. При поступлении на вход ловушки следующего домена (позиция $4'$), домен, находящийся в ловушке (позиция 4), за счёт магнитостатического отталкивания между доменами (аналогичного отталкиванию одноименных полюсов постоянных магнитов) перейдет не в положение 3 , а в положение $3''$ и при дальнейшем вращении поля управления будет продвигаться дальше в канале AB , в то время как пришедший домен займет место в ловушке.

Элемент пересечения, построенный на базе динамической ловушки, используют для развязки двух пересекающихся каналов продвижения доменов. Легко убедиться, что при указанном на рис. 15.24 направлении вращения поля H_y (кстати, противоположном направлению вращения на рис. 15.23) при движении в любом из каналов AB или

CD каждый предыдущий домен будет вытесняться из ловушки последующим доменом и далее продвигаться в том же канале.

Покажем, что этот элемент обеспечивает также одновременное продвижение доменов в каналах *AB* и *CD*. Примем за исходное состояние поля H_y направление 4, при котором домен в ловушке занимает положение 4, а домены в каналах *AB* и CD — соответственно положения 4' и 4". Тогда при вращении H_y за счет взаимного магнитостати-

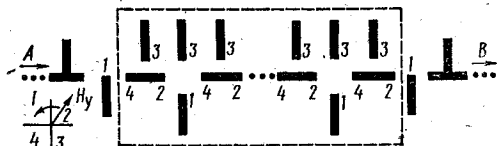


Рис. 15.25. «Компрессор»

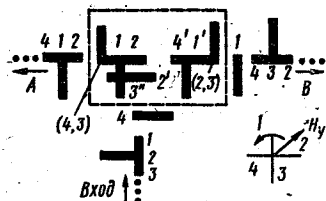


Рис. 15.26. Делитель доменов

ческого отталкивания домен ловушки из положения 4 перейдет последовательно в положения 1'' и 2'' и продолжит свое движение в канале *AB*; домен, находившийся в положении 4', займет последовательно положения 1', 2', 3' и попадает в канал *CD*, а домен, находившийся в положении 4'', перейдет в положение 2'' и затем в положение 3, т. е. в динамическую ловушку.

«Компрессор» — элемент, позволяющий передать домен за один такт работы на расстояние, равное нескольким периодам схемы, — состоит из ряда последовательно соединенных динамических ловушек (рис. 15.25). До начала работы все ловушки должны быть заполнены доменами. Тогда при подаче домена на вход компрессора произойдет синхронный сдвиг всех доменов на одну ловушку вправо, а домен из крайней правой ловушки окажется на выходе элемента, что равносильно продвижению домена, поданного на вход, на расстояние в периодах, равное числу ловушек.

Делитель доменов позволяет решить задачу разветвления информации. В одной из возможных схем делителя (рис. 15.26) домен, поступивший на вход и занявший положение 3'', при дальнейшем повороте поля H_y в направлении 2 растягивается и занимает положение одновременно под позициями 2 и 2' в левой части делителя. Далее, домен, продолжая растягиваться, занимает последовательно положения под позициями 1—1', 4—4' и 3—3', расположенными внутри делителя, обведенного пунктиром. В последнем положении на среднюю часть домена действуют отталкивающие силы, создаваемые магнитными полюсами, противоположными по знаку полюсам 3—3' на концах вертикальных участков аппликаций делителя. Эти силы разрывают растянутый домен на два, один из которых попадает в канал *A*, а другой — в *B*. При необходимости дальнейшего разветвления информации можно последовательно в каналы *A* и *B* включать новые делители.

Аннигиляторы, рассмотренные в § 15.4, используют для решения задачи частичного стирания информации.

§ 15.7. Переключательные и логические элементы на цилиндрических доменах

Переключательные элементы позволяют направлять ЦМД в один из двух возможных каналов продвижения и широко используются при создании цифровых устройств. Существует две группы переключателей: неуправляемые и управляемые.

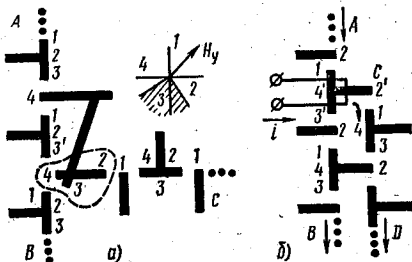


Рис. 15.27. Переключатели:
а — неуправляемый; б — управляемый

В неуправляемых переключении движения доменов происходит при изменении направления вращения поля H_y на противоположное, т. е. при воздействии на всю пластинку. В управляемых этот эффект достигается местным, ограниченным воздействием только на сам переключатель.

На рис. 15.27, а изображен простейший *неуправляемый переключатель*. Если вектор H_y вращается по часовой стрелке, то домен будет двигаться от точки А к точке В, занимая последовательно позиции 1—2—3—4 под аппликациями Т-структуры и минуя переключатель, обведенный пунктиром. Если домен находится в точке В, а направление вращения H_y сделать против часовой стрелки, то домен будет передвигаться от точки В по направлению к точке А до положения 4 на переключателе, а затем перейдет в положение 3 на переключателе, потому что оно ближе, чем положение 3' на соседней Т-образной аппликации. Таким образом, домен перейдет из канала АВ в канал С. Если снова вращать вектор H_y по часовой стрелке, домен вернется обратно в канал АВ.

Управляемый переключатель (рис. 15.27, б) позволяет перевести домен, продвигающийся по каналу АВ, в канал CD с помощью импульса тока i , подаваемого в петлю, расположенную над Т-образной аппликацией. В самом деле, если ток отсутствует, под действием вращающегося против часовой стрелки поля H_y домен движется по каналу АВ, как в обычной Т-структуре. Если подать ток, показанный стрелкой, на время, пока вектор проходит направление 3 (заштриховано на рис. 15.27), то домен не перейдет в положение 3', а будет удерживаться полем, созданным током i , в положении 4'. К моменту поворота вектора H_y в направление 2 подача тока прекращается и домен из положения 4' переходит в положение 2', а затем продолжает движение по каналу CD.

Подобные управляемые переключатели могут быть использованы для создания таких устройств, как распределители доменов, шифраторы и дешифраторы.

Матричный дешифратор (рис. 15.28, а) основан именно на таких переключателях. В общем случае он представляет собой матрицу, строками которой является 2^n сдвоенных каналов продвижения доменов, а столбцами $2n$ шин выборки (здесь 2^n — число выходов дешифратора). Каждый сдвоенный канал состоит из верхнего канала, по которому домены могут поступать на выход, и нижнего, заканчивающегося аннигилятором доменов. Верхние каналы содержат уп-

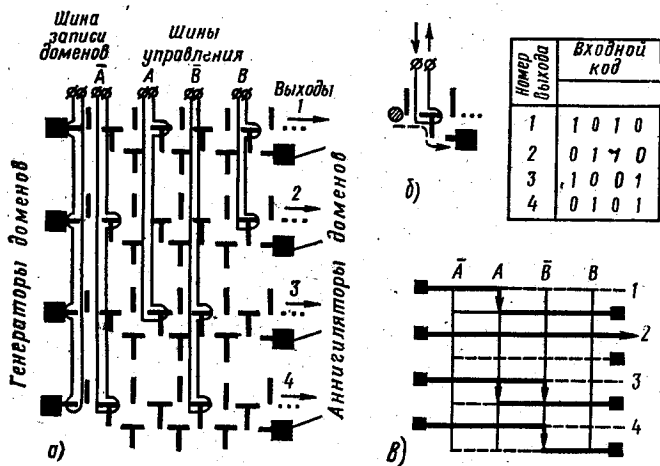


Рис. 15.28. Дешифратор

равляемые переключатели, которые направляют домен в нижний канал при подаче тока в шину управления, как показано на рис. 15.28, б. Подача доменов в каналы дешифратора производится комбинированными генераторами (ср. рис. 15.14, д) при подаче импульса тока в шину записи доменов. Причем домены поступают одновременно во все каналы, но к выходу домен пройдет только в том случае, если он при продвижении по дешифратору не встретит ни одного возбужденного переключателя (в шину которого подаются импульсы тока управления). Если хотя бы один из переключателей окажется возбужденным, домен этого канала проследует в аннигилятор.

В таблице, помещенной на рис. 15.28, единицы соответствуют подаче импульсов тока в шины управления, а нули — их отсутствию. Цифры в левой колонке таблицы указывают номер выхода, на котором появится домен, при сочетании токов, указанных в соответствующей строке таблицы.

На рис. 15.28, в приведен пример прохождения домена на выход 2 при подаче токов в шины A и \bar{B} .

Логические элементы на ЦМД основаны на взаимном отталкивании доменов, находящихся друг от друга на расстоянии, не превышающем трех диаметров домена. Специфика доменных устройств вносит свои особенности и в эту группу элементов. Так, наряду с особенностями,

перечисленными в § 15.6, увеличение числа входов свыше двух существенно усложняет схему.

Рассмотрим в качестве примера реализацию двухвходового элемента И—ИЛИ. При поступлении домена только на вход A или только на вход B он продвигается T -структурой обычным образом на выходе $A + B$, осуществляя операцию ИЛИ. Особенность заключается в выполнении операции И в том случае, когда домены, поступившие

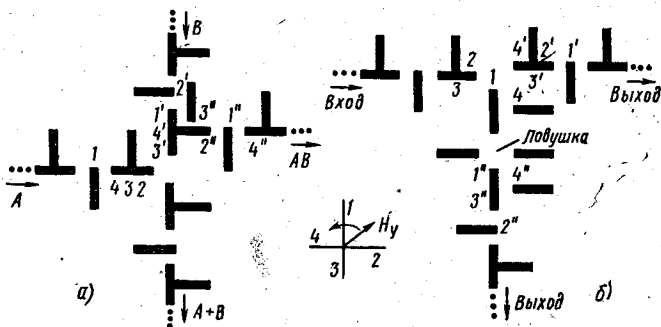


Рис. 15.29. Логический элемент И—ИЛИ (а) и триггер со счетным входом (б) на цилиндрических доменах

на входы A и B , одновременно достигают позиций 4 и $4'$ (рис. 15.29, а). Тогда в результате магнитостатического отталкивания домен из позиции $4'$ перейдет последовательно в позиции $3'$, $2'$, $1'$, $4''$ и окажется на выходе AB , реализующем операцию И. При этом второй домен из позиции 4 пройдет последовательно положения 3 , 2 и поступит на выход $A + B$.

Известно, что для создания цифровых устройств требуются кроме элементов, осуществляющих логические операции, еще и элементы памяти, каковыми являются регистры сдвига, осуществляющие задержку входного сигнала на один такт, и триггеры. Реализация регистров сдвига на ЦМД легко осуществляется простым добавлением одного элемента, например, T -структуры в канале продвижения. Рассмотрим реализацию триггера.

Триггер со счетным входом (рис. 15.29, б) — это триггер, внутреннее состояние которого (0 или 1) изменяется на противоположное каждый раз, когда на вход поступает 1. Основой такого триггера является «динамическая ловушка», наличие (1) или отсутствие (0) домена в которой определяет внутреннее состояние триггера. Пусть домен (1) поступил на вход триггера и прошел позиции 3 , 2 и 1 . Если в ловушке нет домена (0), то из позиции 1 входной домен перейдет в положение 4 , потому что оно ближе, чем положение $4'$, а из него — в ловушку, переводя триггер в состояние 1. При этом отсутствие домена на выходе соответствует предыдущему (нулевому) состоянию триггера. Если же в ловушке имеется домен, то входной домен из позиции 1 за счет взаимного отталкивания с доменом в ловушке перейдет в позицию $4'$ и далее через позиции $3'$, $2'$ и $1'$ появится на выходе, свиде-

тельствую о том, что триггер находится в состоянии 1. Одновременно домен, находящийся в ловушке, из позиции 1" выталкивается в другой выходной канал 4"—3"—2", переводя тем самым триггер в состояние 0.

Такой триггер может быть использован для создания двоичных счетчиков, пересчетных схем, делителей частоты и т. п. По рассмотренному принципу могут быть построены и другие виды триггеров.

Подобно магнитно-диодным, магнитно-транзисторным и тонкопленочным элементам, одной из основных характеристик устройств на ЦМД является зона (область) устойчивой работы, позволяющая судить об их работоспособности при изменении внешних условий. Зону устойчивой работы по полю управления H_y можно определить из следующих соображений. Максимальное поле управления должно быть достаточным для намагничивания пермаллоевых аппликаций в продольном направлении до состояния насыщения. Максимальное поле управления не должно намагничивать аппликации в поперечном направлении и не должно превосходить поле анизотропии используемого магнитоодноосного материала (ортоферрита, феррит-граната и т. п.). Как правило, у всех доменных устройств зона устойчивости по H_y достаточно большая.

Значительно уже оказывается зона устойчивой работы по полю смещения $H_{см}$. Величина и положение этой зоны сильно зависят от магнитных параметров магнитоодноосного материала, размеров и взаимного расположения аппликаций, расстояния между аппликациями и пластинкой с доменами и т. п. На рис. 15.30 приведены характерные зоны устойчивой работы ряда элементов на пластине из ортоферрита $TmFeO_3$.

Следует отметить, что узкая зона по полю смещения не является существенным препятствием при построении доменных устройств, если для создания поля смещения использовать постоянные магниты с высокостабильными характеристиками.

Для создания вращающегося поля управления H_y , как известно из курса теоретических основ электротехники, используют ортогональную систему из двух плоских катушек (рис. 15.31), по которым пропускают синусоидальные токи I_{y1} и I_{y2} , сдвинутые по фазе на 90° . Широкая зона устойчивости по полю H_y позволяет не предъявлять жестких требований к генераторам токов управления по их амплитуде, форме и сдвигу фаз между ними.

На рис. 15.31 приведена конструктивная схема модуля из 16 пластинок-чипов (от англ. chip — кристаллик) магнитоодноосного материала с общими для всего модуля катушками управления и

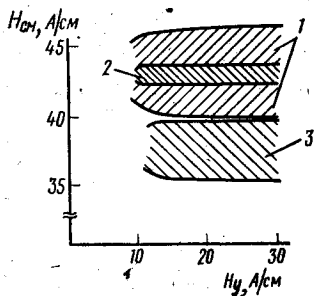


Рис. 15.30. Зоны устойчивой работы устройств, выполненных на пластине ортоферрита $TmFeO_3$:

1 — неуправляемый переключатель; 2 — триггер со счетным входом; 3 — элемент пересечения

магнитопроводами смещения, состоящими из четырех постоянных магнитов и двух пластин-киперов, которые создают равномерное, однородное поле смещения в зоне расположения чипов.

§ 15.8. Запоминающие устройства на цилиндрических доменах

Благодаря высокой устойчивости размера, формы и положения в пластинке при отсутствии управляющих полей (полагая неизменной напряженность смещения, создаваемую постоянными магнитами), а

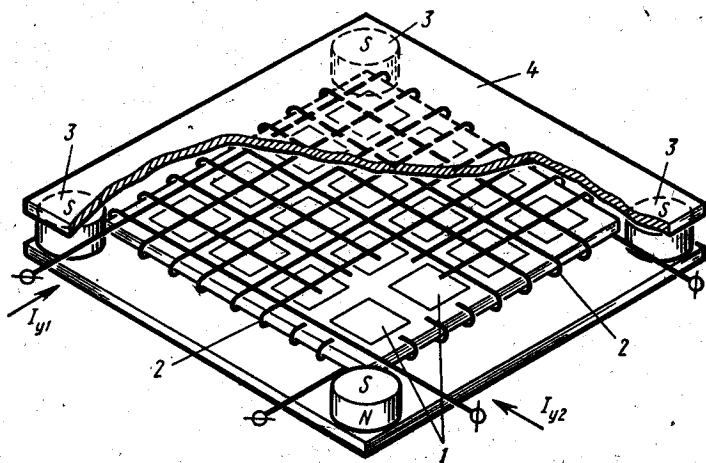


Рис. 15.31. Конструктивная схема модуля с шестнадцатью чипами:

1 — чипы; 2 — катушки управления; 3 — цилиндрические постоянные магниты смещения; 4 — пермаллоевые пластины-киперы

также возможности длительного хранения информации без потребления энергии устройства на ЦМД можно использовать для создания запоминающих устройств (ЗУ).

Преимуществами доменных ЗУ являются:

1. *Высокая плотность размещения информации*, позволяющая в объеме около 5 см^3 хранить примерно 100 млн. бит.

2. *Малая потребляемая мощность*, составляющая около 1—2 мкВт/бит, что значительно меньше по сравнению с полупроводниковыми ЗУ, для которых она составляет 50—100 мкВт/бит, так что проблема теплоотвода в доменных ЗУ практически не возникает.

3. *Низкая стоимость*, благодаря низкой стоимости используемых материалов и относительной простоте технологических операций, позволяющих в принципе осуществить автоматизацию процессов изготовления и контроля ЗУ на ЦМД.

Эти преимущества определяют в качестве основной области применения ЗУ на ЦМД внешние запоминающие устройства с объемами памяти порядка 10^6 — 10^9 бит и временами обращения 5—500 мкс,

Параметры ЗУ	Тип запоминающего устройства (ЗУ)			
	Доменные	на магнитных барабанах	на сменных пакетах магнитных дисков	на магнитных лентах
Информационная емкость накопителя, бит	10^6-10^8	10^6-10^7	10^7-10^8	10^7-10^8
Среднее время поиска, с	$5 \cdot 10^{-5}-10^{-3}$	$5 \cdot 10^{-3}-5 \cdot 10^{-2}$	$2 \cdot 10^{-2}-10^{-1}$	1-100
Скорость передачи информации, Мбит/с	5-50	0,5-5	1-5	0,1-1
Плотность записи информации, бит/см ²	10^5-10^8	10^3-10^4	10^4-10^5	10^3-10^4
Стоимость хранения информации, цент/бит	0,005-0,05	0,1-1	0,01-0,05	0,02-0,002
Энергопотребление, Вт	10-50	$5 \cdot 10^2-10^3$	$10^2-2 \cdot 10^3$	$5 \cdot 10^2-10^3$
Масса накопителя, кг	0,5-5,0	100	150-250	100-150
Диапазон рабочих температур, °С	-50 ÷ +60	16 ÷ 32	16 ÷ 32	16 ÷ 32
Возможность формирования архива	Есть	Нет	Есть	Есть

причем, подобно запоминающим устройствам со сменными пакетами магнитных дисков, доменные устройства со сменными модулями пригодны для формирования различного рода архивов (так называемых банков информации). Основные параметры доменных ЗУ при сопоставлении с аналогичными параметрами накопителей ЗУ с подвижным магнитным носителем, приведенные в табл. 15.3, показывают перспективность ЗУ на ЦМД.

Структура памяти современных ЭВМ образует иерархию в направлении от устройств большого объема с большими временами выборки информации (внешняя память) к устройствам малого объема с большим быстродействием (оперативная память). На рис. 15.32 приведена диаграмма; из которой следует, что между оперативной и внешней памятью существует разрыв, который могут заполнить доменные ЗУ. Причем перспективным представляется применение доменной памяти в качестве буферной между оперативной, с одной стороны, и внешней памятью, а также периферийными устройствами — с другой, в частности устройствами ввода цифровых и аналоговых сигналов в управляющих вычислительных машинах.

Особенности доменных запоминающих устройств определяются маленькими размерами чипа, составляющими доли квадратных сантиметров, поэтому в ЗУ приходится использо-

вать несколько чипов. Отсюда возникают задачи распределения информации как между чипами, так и внутри чипа, с одной стороны, и ограничения внешних подсоединений к чипу — с другой (практически к чипу удается подсоединить не более 30 выводов).

Критериями того, насколько удачно решены эти задачи, могут служить: а) количество информации в битах, приходящееся на один вывод; б) количество информации, приходящееся на один датчик считывания; в) коэффициент информационного использования чипа, представляющий собой отношение площади чипа, отведенной для хранения информации $s_{инф}$, к общей площади чипа $k_{и} = s_{инф} / (s_{инф} + s_{обсл})$, где $s_{обсл}$ — площадь, занятая генераторами, переключателями, аннигиляторами, датчиками считывания и т. п. Значение $k_{и}$ обычно составляет 0,6—0,95, причем большая часть $s_{обсл}$ приходится на магниторезисторные датчики с растяжением домена.

Существуют три вида распределения информации внутри чипа (его организации). Рассмотрим их.

Автономное размещение накопительных регистров в кристалле характеризуется тем, что каждый накопительный регистр в чипе обес-

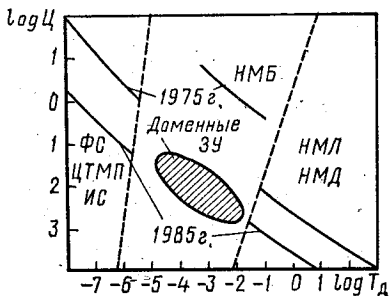


Рис. 15.32. Параметры запоминающих устройств (ЗУ) различных типов:

Ц — стоимость; T_d — время доступа; ФС — ЗУ на ферритовых сердечниках; ЦТМП — ЗУ на цилиндрических тонких магнитных пленках; ИС — ЗУ на интегральных схемах; НМБ — накопители на магнитных барабанах; НМЛ — накопители на магнитных лентах; НМД — накопители на магнитных дисках

печен своим набором обслуживающих элементов (датчик считывания, генератор и аннигилятор доменов). Между собой в рамках чипа регистры не связаны (автономны). Если в чипе расположен только один регистр, то такая организация чипа обеспечивает наименьшее число выводов, наибольший коэффициент $k_{\text{и}}$ и высокую технологичность.

Именно так организован чип доменного накопителя марки «Домен-3», спроектированного в Институте электронных управляющих

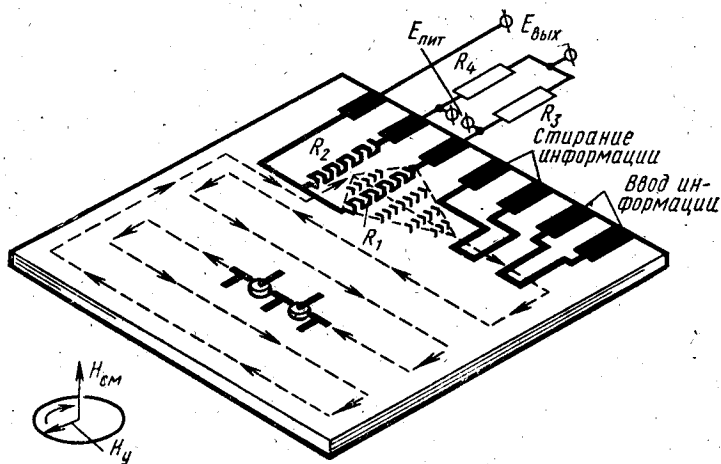


Рис. 15.33. Тип ЗУ «Домен-3» с одним автономным накопительным регистром

машин. Чип представляет собой эпитаксиальную феррит-гранатовую пленку, выращенную на немагнитной подложке из гадолиний-галлиевого граната, размером $3 \times 3 \text{ мм}^2$ с диаметром ЦМД, равным 5 мкм (рис. 15.33). Непрерывное продвижение информации, представленной наличием (1) или отсутствием (0) ЦМД, вдоль единственного регистра обеспечивается полем управления, вращающимся с тактовой частотой от $0,1$ до $0,3 \text{ МГц}$, что обеспечивает скорость передачи данных от $0,1$ до $0,3 \text{ Мбит/с}$. Емкость чипа 4096 бит . Продвижение доменов обеспечивается с помощью пермалловых аппликаций T -структуры (см. рис. 15.10), а ввод информации и ее стирание с помощью контуров с током (см. рис. 15.16, б). Считывание информации производится магниторезисторным датчиком (см. рис. 15.20, в) с предварительным «растяжением» ЦМД с помощью шевронных пермалловых аппликаций.

На чипе расположены два одинаковых магниторезисторных датчика: основной R_1 и компенсационный R_2 , которые вместе с внешними резисторами R_3 и R_4 образуют мостовую схему.

При считывании нуля (домен под датчиком R_1 отсутствует) мост уравновешен и сигнал на его выходе равен нулю; при этом изменения сопротивления датчика R_1 , возникающие под действием вращающегося поля управления, компенсируются точно такими же изменениями сопротивления датчика R_2 .

При считывании *единицы* домен под датчиком R_1 вносит дополнительные изменения в его сопротивление по сравнению с изменениями R_1 и R_2 , происходящими под действием управляющего поля, мост выходит из равновесия и на его выходе появляется напряжение, свидетельствующее о считывании *единицы* в данный момент времени.

Доменное ЗУ с автономными регистрами по своей организации подобно магнитному барабану, каждой дорожке которого со своей головкой записи — считывания соответствует автономный регистр в доменном ЗУ. В таком ЗУ считывание только что записанной информации оказывается возможным лишь после того, как домены после генерации «обегут» под действием вращающегося поля управления весь регистр (на рис. 15.33 — весь чип), прежде чем они окажутся под датчиком считывания, подобно целому обороту магнитного барабана. Поэтому ЗУ с таким видом организации удобны при построении памяти небольшого объема, какой является буферная память; при больших же объемах время поиска нужной информации в регистре может оказаться недопустимо большим.

Так, спроектированное в Институте электронных управляющих машин буферное ЗУ включает 18 чипов, в каждом из которых имеется один автономный регистр, представляющий собой замкнутую петлю, рассчитанную на хранение 256 бит. Каждый чип предназначен для хранения одного из разрядов запоминаемых чисел, поэтому в таком ЗУ, выполненном на ортоферритах, может храниться 256 18-разрядных чисел. При частоте вращения управляющего поля 0,1 МГц (10^5 Гц) и одновременной (параллельным кодом) записи (или считывания) всех разрядов числа скорость записи-считывания информации в таком ЗУ равна $10 \cdot 10^5$ бит/с, а время поиска не превышает 1,35 мс.

Объединение накопительных регистров с помощью дешифраторов на ЦМД (см. рис. 15.28) является другим видом организации доменных ЗУ, которая позволяет уменьшить время поиска информации при одновременном сокращении числа выводов с чипа.

Так ЗУ на ЦМД емкостью 10^8 бит организовано следующим образом. На чипе из феррит-гранатовой пленки расположены $2^n = 2^7 = 128$ замкнутых накопительных регистров емкостью 800 бит каждый, для обращения к которым на этом же чипе расположен дешифратор с $2n = 2 \cdot 7 = 14$ токовыми шинами. На каждом чипе имеются вывод для шины записи, вывод для шины стирания и три вывода для мостового датчика считывания. С общей шиной массы перечисленные выводы составляют 20 выводов на чип, имеющий емкость $128 \cdot 800 = 102\,400$ бит (примерно 10^5 бит).

Конструктивно 16 чипов размещены на общей плате, заключенной в плоские управляющие катушки (см. рис. 15.31). Емкость платы составляет 10^5 16-разрядных чисел. Восемь плат объединены в модуль, емкость которого составляет $1,28 \cdot 10^7$ бит, а восемь модулей образуют суммарную емкость накопителя примерно 10^8 бит. За счет использования дешифраторов, позволяющих ограничить емкость замкнутых регистров 800-ми бит, время поиска такого ЗУ на ЦМД не превышает 4 мс.

Объединение накопительных регистров с помощью регистра связи

является наиболее перспективным видом организации ЗУ на ЦМД, особенно для построения памяти среднего и большого объема (рис. 15.34).

Рассмотрим последовательность работы такого ЗУ. Предположим, что регистр связи пуст. Во время записи генератор 5 под действием импульсов тока, поступающих с устройства управления, последовательно разряд за разрядом производит запись числа в регистр связи. Затем по сигналу, поданному в шину 7, переключатели переводят одновременно все разряды записанного числа в накопительные разряды, где хранящееся число будет циркулировать под действием вращающегося поля. На рисунке устройство изображено в момент, предшествующий передаче из регистра связи в расположенные справа от него накопительные регистры числа 110...0, а в накопительных регистрах, расположенных слева от регистра связи, циркулирует число 1...101, записанное несколько раньше.

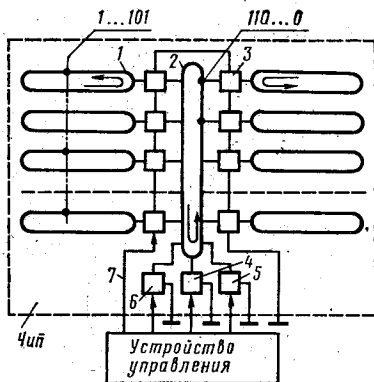


Рис. 15.34. Двусторонняя организация доменного ЗУ с регистром связи:

- 1 — накопительные регистры; 2 — регистр связи; 3 — переключатели;
- 4 — стирание информации (аннигилятор доменов); 5 — запись информации (генератор доменов); 6 — датчик считывания; 7 — шина тока управления

Для считывания числа в такт, когда его домены займут в накопительных регистрах положения у переключателей, по сигналу, подаваемому по шине 7, переключатели передадут эти домены в регистр связи, где подлежащее считыванию число будет продвигаться, а достигнув датчика 6, считываться разряд за разрядом. При считывании без разрушения это число, совершив полный оборот по регистру связи, может быть снова с помощью переключателей передано на хранение в накопительные регистры. При необходимости стереть считываемое число его домены уничтожаются, проходя под аннигилятором 4, по сигналам, поступающим с устройства управления, после чего в регистр связи с помощью генератора 5 (опять-таки по сигналам с устройства управления) может быть записана новая информация. Для обеспечения правильной работы такого ЗУ необходимо определенное соотношение между длинами накопительных регистров и регистра связи, чтобы после считывания прежнее (без стирания) или новое число передавалось бы в те же самые ячейки накопительных регистров, где оно находилось ранее.

Для перевода доменов из регистра связи в накопительные и обратно служат реверсивные переключатели типа, представленного на рис. 15.35.

Записанный в регистр связи домен продвигается Т-образной структурой этого регистра, занимая состояния 4—1—2—3 (левая часть

рис. 15.35, а). Для ввода домена в накопительный регистр на время, когда вектор H_y проходит положение 2 (заштриховано на рис. 15.35, б), в проводящую аппликацию-шину (заштрихована на рис. 15.35, а) подается ток переключения (указан стрелкой), который, создав в области позиции 3 T -образной аппликации напряженность,

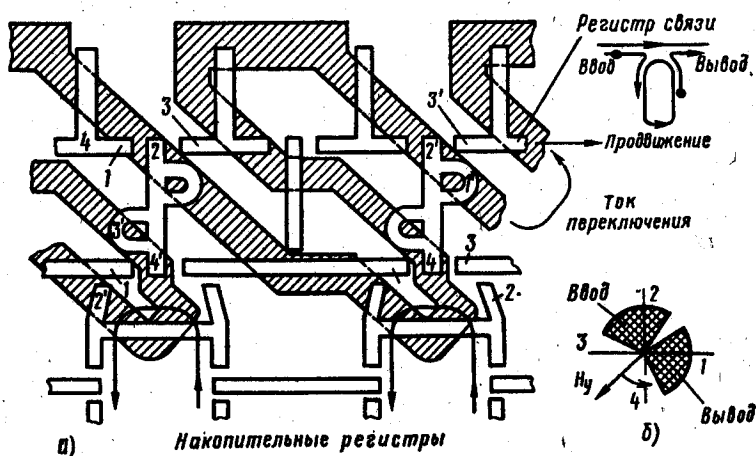


Рис. 15.35. Реверсивный переключатель

согласную с $H_{см}$, отталкивает домен и он из позиции 2 переходит в позицию 3', откуда за счет поля H_y следует по пути 3'—4'—1'—2' под T -структуру накопительного регистра.

Обойдя накопительный регистр, домен заканчивает этот обход по пути 2—3—4—1 (правая часть рис. 15.35, а) и при отсутствии сигнала на вывод продолжает циркулировать в накопительном регистре. При подаче в проводящую аппликацию тока переключения (того же направления, что и при вводе), но в области, когда вектор H_y проходит положение 1 (заштриховано на рис. 15.35, б), домен из позиции 4 отталкивается в позицию 1' и затем, пройдя путь 1'—2'—3', продолжает продвижение в регистре связи.

§ 15.9. Перспективы развития элементной базы доменных запоминающих устройств

Если преимущества использования доменной памяти в качестве буферной очевидны (см. рис. 15.32), то вопрос о том, будет ли доменная память использоваться в ЗУ большой емкости, например, вместо магнитных дисков, зависит от дальнейшего технического прогресса в этой области. Основным препятствием является относительно высокая стоимость хранения бита информации в ЗУ на ЦМД по сравнению с дисковой памятью. Это объясняется тем, что в дисковых ЗУ деше-

вый магнитный материал используется только для изготовления накопителей, хранящих информацию, а функции записи и считывания выполняются отдельным устройством, которое используется со сменными дисками. В доменных же ЗУ все эти функции должны осуществляться на каждом чипе. Поэтому для успешной конкуренции с ЗУ на магнитных дисках по стоимости на 1 бит информации необходимо существенно повысить информационную плотность ЗУ на ЦМД против достигнутого в настоящее время значения примерно 10^6 бит/см².

Плотность записи информации в доменных ЗУ определяется не только диаметром ЦМД и технологией изготовления пермаллоевых и проводящих аппликаций, но и совокупностью схемотехнических и конструкторских решений, а также физических эффектов, используемых для осуществления устройств на ЦМД, которые можно назвать элементной базой доменных ЗУ.

Можно выделить четыре направления в развитии элементной базы ЗУ на ЦМД [3.13]: 1 — пермаллоевых аппликаций; 2 — ионно-имплантированных схем; 3 — доменных решеток и 4 — токовых перфорированных схем. Рассмотрим подробнее эти направления.

Направление пермаллоевых аппликаций в сочетании с токопроводящими шинами лежит в основе создания ЗУ *первого поколения* и образует накопительный массив по принципу «одна аппликация — на один домен».

Именно к этому направлению относится ЗУ на ЦМД (см. рис. 15.33). Анализ существующих разработок чипов для накопителей доменных ЗУ, выполненных на пермаллоевых аппликациях, показывает, что практическим пределом емкости чипов при использовании традиционных методов продвижения доменов по этому принципу (см. рис. 15.9—15.12) является емкость порядка 16—64 Мбит, причем этот предел определяется отнюдь не технологией изготовления аппликаций (существующее литографическое оборудование позволяет изготавливать их с размерами 0,2 мкм), а главным образом ненадежностью токопроводящих элементов чипа при диаметрах домена менее 1 мкм.

Из элементной базы этого направления наиболее перспективны для создания накопителей ЗУ на ЦМД так называемые «безззорные схемы» в виде пермаллоевых дисков (рис. 15.36), которые могут позволить увеличить емкость чипов до 10^9 — 10^9 бит и быстродействие до 1—2 МГц.

В «безззорной схеме» ряд пермаллоевых дисков, перематничиваемых вра-

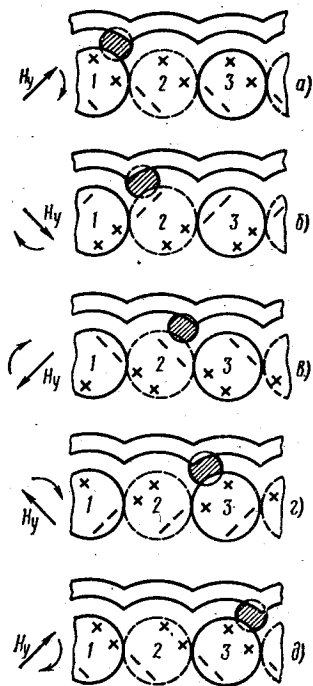


Рис. 15.36. «Безззорная схема» продвижения доменов

щающимся полем управления H_y , размещен поочередно с обеих сторон ЦМД-пластины. Такое размещение дисков приводит к тому, что домен притягивается к положительному (северному) полюсу нечетных и отрицательному (южному) полюсу четных дисков. На рис. 15.36, $a-d$ показаны стадии намагничивания дисков и положения домена для пяти последовательных направлений вращающегося поля. Пермаллоевая полоска, расположенная над дисками на расстоянии, равном примерно радиусу домена, стабилизирует продвижение ЦМД.

§ 15.10. Ионно-имплантированная структура продвижения цилиндрических магнитных доменов

При ионной бомбардировке поверхности магнитоодноосной пленки в слое Δh , примыкающем к этой поверхности (рис. 15.37, a), возникают нарушения (имплантации) кристаллической решетки в виде смещений атомов, которые стремятся вызвать локальное расширение решетки в области ионно-имплантированного (ИИ) слоя. Так как ненарушенный слой кристаллической пленки удерживает значительно более тонкий приповерхностный слой от расширения в параллельных ей направлениях, ИИ-слой находится в состоянии плоскостного сжатия, которое в феррит-гранатах с отрицательной магнитострикцией вызывает появление плоскостной магнитной анизотропии. При этом направление намагниченности J_s ИИ-слоя отклоняется от оси z на угол θ , образуя составляющую J , лежащую в плоскости этого слоя, которая и определяет его свойства. Угол ϕ определяется направлением и величиной вектора H_y и изменяется при вращении H_y , причем в общем случае между векторами J и H_y существует сдвиг $\Delta\phi$.

Если на поверхность пленки нанести аппликации из золота (чаще всего в виде дисков), то они защитят покрытые места пленки от воздействия ионов и под дисками сохранится ненарушенная кристаллическая структура.

Под действием поля H_y плоскостная намагниченность J в ИИ-слое упорядочивается и «обтекает» диск (рис. 15.37, b), образуя доменные границы, имеющие вид клинообразных областей, распо-

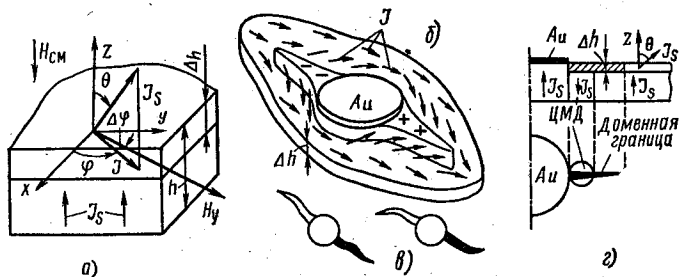


Рис. 15.37. Распределение намагниченности и образование доменных границ в магнитоодноосной пленке, подвергнутой ионной имплантации

женных сверху и внизу по «течению». Верхняя область, от боковых стенок которой расходятся векторы J (и, следовательно, внутрь которой должны входить силовые линии), уподобляется южному полюсу магнита (она обозначена знаками минус), а нижняя с противоположным направлением полей — северному (она обозначена знаками плюс). Эти области — границы можно наблюдать под микроскопом. Для этого ферромагнитный коллоид наносят тонким слоем на поверхность пленки и намагниченные поля смещения частицы коллоида взаимодействуют с полями рассеяния этих областей, создавая контрастную картину. На фотографии плюсовые области выглядят зачерненными, а минусовые — светлыми, змеевидными полосками (рис. 15.37, в), которые вращаются вокруг диска, увлекаемые вращением поля управления H_y . Зачерненная (плюсовая) граница схождения представляет собой магнитостатическую ловушку (ср. рис. 15.10 и 15.12), к которой притягивается цилиндрический домен (рис. 15.37, г).

Ионно-имплантированная структура может быть использована для продвижения ЦМД, механизм которого пояснен на рис. 15.38. Под действием вращающегося поля управления границы схождения (жирные черточки) образуются не только на внешней по отношению к полю H_y окружности золотых аппликаций-дисков, но и в местах их соприкосновения (рис. 15.38, а). При вращении H_y границы схождения перемещаются, как показано на рис. 15.38, б—д. За полный оборот поля H_y домен перемещается на один шаг, равный диаметру диска (причем большую часть периода вращения домен проводит во «впадине» между дисками), а если диск крайний, то обходит его почти по всей окружности, переходя с нижней стороны структуры на верхнюю (левый домен), или наоборот.

Работоспособность ионно-имплантированных структур при изменении различных параметров характеризуется зоной устойчивой работы. Способность границы схождения удерживать ЦМД тем выше, чем толще ИИ-слой. Величина этого слоя зависит от вида ионов (водорода, гелия или неона), их зарядов и режима имплантации.

Обнаружено, например, что применение последовательных имплантаций с увеличением энергии расширяет зону устойчивой работы. На рис. 15.39, а показано влияние повторных имплантаций ионами водорода на пленку SmY — феррит-граната. При энергии 40 кэВ продвижения доменов не наблюдалось. Дополнительная имплантация с энергией ионов 100 кэВ привела к появлению зоны устойчивой работы (кривая 1). Следующая имплантация с энергией 140 кэВ уд-

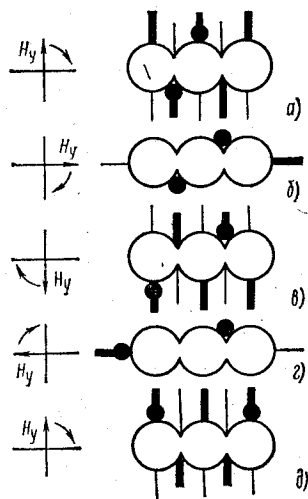


Рис. 15.38. Механизм доменоподвижения в ионно-имплантированной структуре

воила величину этой зоны по полю управления (кривая 2). Расширение зоны устойчивой работы происходит при увеличении энергии ионов до 200 кэВ, после чего она почти не изменяется (кривая 3).

На рис. 15.39, б показано влияние формы элементов продвижения на зону устойчивой работы ИИ-структур $GdYTiGa$ — феррит-гранатовой пленки. Резкие изломы профиля этих элементов у форм 1 и

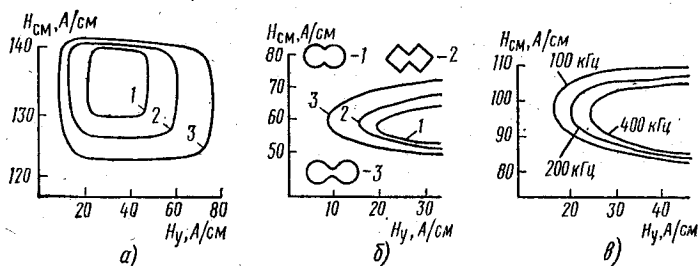


Рис. 15.39. Влияние различных факторов на зону устойчивой работы ионно-имплантированных структур:

а — режима имплантации; б — формы золотых аппликаций; в — частоты вращения поля управления

2 сужают эту зону. Наиболее предпочтительна волнообразная форма 3.

На рис. 15.39, в показано влияние повышения частоты вращения управляющего поля на зону устойчивой работы $LuGdAl$ — феррит-гранатовой пленки.

Из рис. 15.38 следует, что разомкнутый ряд дисков представляет собой замкнутый кольцевой регистр сдвига, так как ЦМД обегает такой ряд дисков по его периферии, изменяя на крайних дисках направление движения. Поэтому на основе такого регистра могут быть созданы доменные ЗУ с такими же видами организации, что и ЗУ с пермаллоевыми структурами (см. § 15.8).

На рис. 15.40, а изображена схема ЗУ с регистром связи, объединяющим накопительные регистры. Рассмотрим функциональные элементы такого ЗУ на пленке из $GdYUyGa$ — феррит-граната с диаметром ЦМД 5 мкм и диаметром продвигающих дисков 25 мкм.

Генератор. ЦМД генерируются подачей импульса тока 450 мА длительностью 5 мкс, подаваемого в проводящую шину-аппликацию шириной 25 мкм. Для облегчения образования домена шина охватывает пермаллоевый диск (заштрихован) толщиной 0,03 мкм, прилегающий к первому диску регистра связи.

Накопительные регистры выполнены в виде столбцов из дисков. Оси столбцов проходят через впадины между дисками регистра связи, поэтому расстояние между осями соседних столбцов равно двум периодам схемы.

Переключатель. Когда вектор поля H_y направлен вниз, на ближайшем к регистру связи диске накопительного регистра и во впадине регистра связи образуются границы схождения, направленные навстречу друг другу (рис. 15.40, б). Импульс тока, поданный в этот

момент в шину-аппликацию переключателя, переносит домен из под одной границы-ловушки в другую. Направление переноса определяется направлением тока. При указанном стрелкой на рисунке направлении тока домен перейдет из регистра связи в накопительный, потому что напряженность, создаваемая этим током, будет ослаблять поле $H_{см}$ на верхнем краю шины и усиливать $H_{см}$ на нижнем, а домен

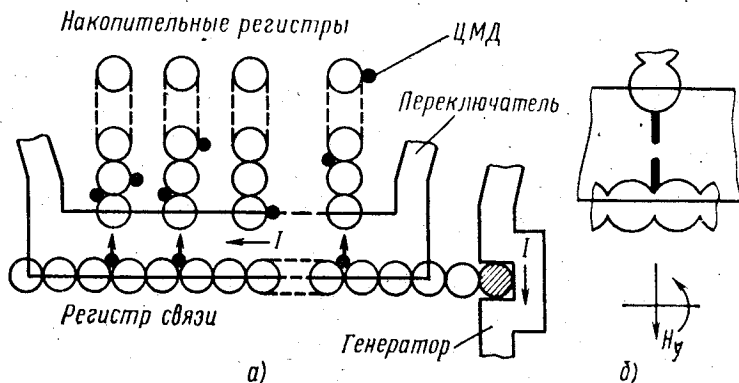


Рис. 15.40. Организация запоминающего устройства на ЦМД с ионно-имплантированной структурой продвижения

перемещается в сторону меньшего $H_{см}$ (см. рис. 15.6, в). В рассматриваемом устройстве шина шириной 50 мкм обеспечивает перенос ЦМД из регистра связи в накопительный током 160 мА и в противоположном направлении — 90 мА при длительности в обоих случаях 5 мкс. Различие в значениях тока объясняется большей интенсивностью поля границы схождения во впадине между дисками, чем на окружности диска.

Датчик считывания (на рисунке не показан) магниторезисторного типа размером $500 \times 25 \text{ мкм} \times 200 \text{ \AA}$ давал сигнал 7 мВ при растяжении ЦМД в полосовой $5 \times 500 \text{ мкм}$ с помощью петли с током 4 мА.

Аннигилятор (также не показан на рисунке) представляет собой шину шириной 50 мкм с импульсом тока 200 мА длительностью 1 мкс.

По сравнению с пермалловыми структурами продвижения ионно-имплантированные структуры позволяют на порядок увеличить информационную емкость чипов при одинаковых возможностях технологического оборудования для их изготовления, а также значительно снизить необходимую величину поля управления, которое в 3—4 раза меньше, чем поле, необходимое для структур на пермалловых аппликациях при ЦМД того же размера.

§ 15.11. Решетки цилиндрических доменов

Одним из новых перспективных направлений развития запоминающих устройств на цилиндрических магнитных доменах является использование для хранения информации ЦМД-решетки, представляю-

щей собой периодический гексагональный массив близко расположенных доменов (рис. 15.41, а) в чипе, имеющем форму параллелограмма с углом при основании 60° .

Поскольку для получения стабильной решетки в каждом ее узле должен находиться ЦМД, кодирование двоичной информации не может осуществляться присутствием (единица) и отсутствием (нуль)

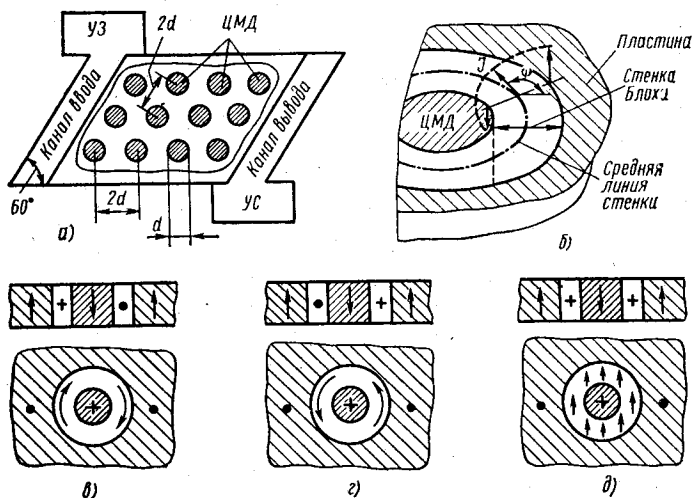


Рис. 15.41. Принцип создания ЗУ на ЦМД-решетках: а — гексагональная решетка ЦМД; б — к определению параметра S ; в и г — ЦМД с $S=1$ и противоположными направлениями вектора намагниченности; д — ЦМД с $S=0$

домена, как в ЗУ на ЦМД, рассмотренных в предыдущих параграфах. Для кодирования информации в ЦМД-решетках используются домены с различной структурой доменных стенок, которая характеризуется параметром S , равным числу полных оборотов вектора намагниченности, находящегося на средней линии доменной стенки, при обходе цилиндрического домена по его периметру

$$S = \frac{1}{2\pi} \oint d\psi,$$

где ψ — угол между вектором намагниченности на средней линии стенки J и некоторым произвольным направлением в плоскости пластинки (рис. 15.41, б).

Доменные границы между цилиндрическими доменами и остальным объемом пластины являются стенками Блоха (ср. рис. 14.2), причем направление поворота вектора намагниченности внутри отдельных участков стенки может быть различным. На рис. 15.41, в, г и д показаны ЦМД с тремя различными структурами доменной стенки, одна из которых принята за единицу, другая — за нуль. Например, ЦМД с $S=0$ соответствует нулю, а ЦМД с $S=1$ — единице хранимой

информации, или ЦМД с направлением намагниченности по часовой стрелке (рис. 15.41, в) принимают за *нуль*, а *против* часовой стрелки (рис. 15.41, г) — за *единицу*. Отметим, что удается различать не только два, но и четыре и даже восемь различных состояний доменной стенки, что расширяет возможности кодирования информации в ЗУ на ЦМД-решетках.

Существует ряд методов генерации ЦМД с различными значениями S и методов преобразования структуры доменных стенок (изменения S). На рис. 15.42 показано, как домен с произвольной структурой

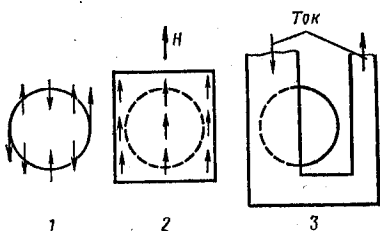


Рис. 15.42. Генерация доменов с $S = 0$ и $S = 1$

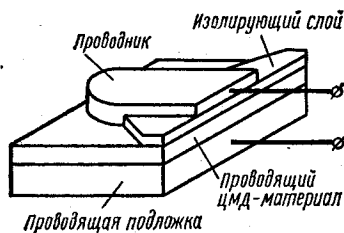


Рис. 15.43. Устройство для генерации ЦМД с $S = 1$ и считывания информации

доменной стенки, полученный в обычном генераторе ЦМД (позиция 1), под действием однородно намагниченной внешним полем H магнитной аппликации в позиции 2 переходит в состояние $S = 0$. Воздействуя на такой ЦМД импульсом тока, проходящим по проводниковой аппликации в позиции 3, изменяют на противоположное направление вращения вектора намагниченности на участке доменной стенки, лежащей под аппликацией, что приводит к переводу структуры доменной стенки в состояние $S = 1$.

Для генерирования ЦМД с $S = 1$ и противоположными направлениями вектора намагниченности может быть использовано устройство, изображенное на рис. 15.43. Ток, проходящий через ЦМД-материал, нагревает его, и в месте контакта с проводником образуется цилиндрический домен. Если ток проходит сверху вниз, намагниченность доменной стенки направлена по часовой стрелке, если снизу вверх — против часовой стрелки.

Это устройство можно использовать не только для генерации, но и для детектирования вида доменной стенки. Для этого ток всегда направляют сверху вниз. Если намагниченность стенки домена, перемещенного для считывания в место контакта пластины с проводником, направлена по часовой стрелке, то домен расширяется, в противном случае — сжимается. Подбором величины тока сжимаемый домен можно довести до коллапса и далее в следующей позиции производить считывание информации обычным способом (см. § 15.5).

Магнитоэлектронное взаимодействие доменов поддерживает жесткую конфигурацию решетки, поэтому продвижение доменов происходит одновременно во всей решетке. На рис. 15.41, а схематично показана одна из возможных организаций ЗУ на основе ЦМД-ре-

шетки. В каждом такте продвижения наклонный столбец ЦМД переносится из канала ввода в массив запоминаящей решетки, а на противоположном конце решетки такой же столбец переходит из нее в канал вывода. В промежутке между тактами продвижения всей решетки домены перемещаются из канала вывода в устройство считывания УС и из устройства записи УЗ в канал ввода до его заполнения. Для продвижения решетки и доменов применяют как токовые (проводниковые), так и пермаллоевые аппликации.

Применение ЦМД-решетки в качестве накопителей ЗУ дает возможность увеличить информационную плотность более чем в 16 раз при заданной разрешающей способности литографической установки, с помощью которой выполняются аппликации, и более чем в 10 раз при заданном диаметре ЦМД.

§ 15.12. Токовые перфорированные схемы

Это направление наряду с рассмотренными в § 15.10 и 15.11 также претендует на использование во втором поколении ЗУ на ЦМД. Конструктивно токовая перфорированная схема представляет собой две проводниковые изолированные друг от друга пленки толщиной 0,5—1,0 мкм, покрывающие всю поверхность чипа, в которых сделаны отверстия (перфорации) чаще всего овальной формы.

Поясним, как создается магнитостатическая ловушка в таких схемах. Напомним, что магнитостатической ловушкой называют локализованную область пониженной напряженности (см. § 15.3). Проходящий по проводниковой пленке ток, огибая перфорацию (рис. 15.44, а), создает напряженность, направленную в правой части перфорации за плоскость чертежа (знак «+»). Считая напряженность смещения направленной из-за чертежа (ср. рис. 15.3, в), получим под правым краем перфорации магнитостатическую ловушку, к

которой будет притягиваться домен. Таким образом, перфорация подобна пермаллоевой аппликации, приведенной, например, на рис. 15.10.

Если перфорации двух проводниковых пленок сдвинуты, как показано на рис. 15.44, б, где верхняя пленка заштрихована, а в пленки подается последовательность импульсов тока (рис. 15.44, в), причем токи I_1 и I_3 поступают в верхнюю, а токи I_2 и I_4 — в нижнюю пленки,

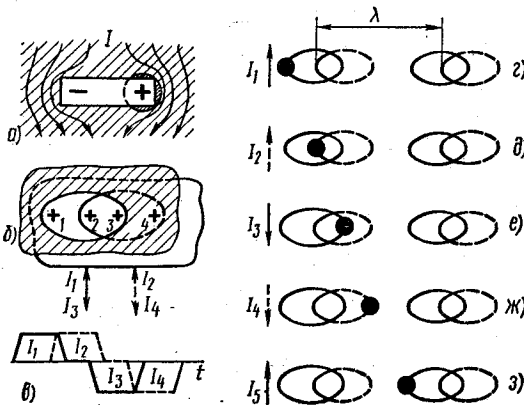


Рис. 15.44. Продвижение доменов с помощью токовых перфорированных схем

то магнитостатические ловушки в перфорациях возникают в последовательности 1—2—3—4, обозначенной на рис. 15.44, б.

Для продвижения домена по горизонтали перфорации в проводниковых пленках выполняют с периодом $\lambda \approx 5d$, где d — диаметр домена. На рис. 15.44, г—з показаны последовательные позиции, занимаемые доменом и соответствующие подаче импульсов тока $I_1—I_2—I_3—I_4—I_1$. Если подавать импульсы тока в обратном порядке, то домен будет продвигаться справа налево.

Преимуществами схем продвижения доменов токовыми перфорированными схемами являются: 1) отсутствие катушек для создания поля управления, которые ограничивают быстродействие доменных устройств; 2) допустимость изготовления перфораций в смежных слоях со значительной погрешностью (до $0,25 \lambda$), что упрощает литографию; 3) возможность управления группами доменов в ЦМД-решетках при максимальной плотности расположения информации.

Недостатком таких схем является необходимость подачи в каждую проводниковую пленку относительно большого тока (до $1,5 \text{ А}$), коммутируемого с частотой порядка 1 МГц . Такая величина тока объясняется тем, что для создания надежных магнитостатических ловушек необходимо обеспечить линейную плотность тока (по ширине пленки) порядка 1 мА/мкм .

В заключение отметим, что устройства на ЦМД являются одним из перспективных направлений микроэлектроники, способным осуществить новую техническую революцию в области техники хранения и обработки информации.



ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЕ И МАГНИТНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ УСТРОЙСТВ УПРАВЛЕНИЯ И ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

Глава 16. Электромагнитные реле постоянного тока

Электромагнитные элементы (наряду с электромеханическими) являются наиболее старыми электрическими элементами автоматики. Тем не менее, видоизменяясь и совершенствуясь, они успешно конкурируют с относительно новыми магнитными элементами.

Основой рассматриваемых в гл. 16 элементов является электромагнит — наиболее простой преобразователь электрического сигнала в механическое усилие и перемещение. Входной электрический сигнал подается в обмотку электромагнита, который притягивает подвижную часть, называемую *якорем*.

По роду тока в обмотке различают электромагниты *постоянного и переменного тока*. Электромагниты постоянного тока подразделяют на *нейтральные* и *поляризованные*. Нейтральные притягивают якорь при любой полярности тока в обмотке. В поляризованных электромагнитах направление усилия, действующего на якорь, изменяется при изменении полярности тока в обмотке.

По конструктивному исполнению различают электромагниты *с якорем клапанного типа, с втяжным и с поворотным якорем*.

Часто электромагниты являются приводными (тяговыми) и служат для перемещения таких исполнительных устройств, как клапаны, заслонки, золотники, рули, цифро- и буквопечатающие устройства и т. п. Однако наибольшее распространение получили электромагниты, снабженные контактной системой, *электромагнитные реле*, на основе которых далее рассматриваются электромагнитные элементы.

§ 16.1. Тяговые и механические характеристики

На рис. 16.1 схематически показана конструкция реле клапанного типа (условные обозначения реле см. на с. 382).

Магнитопровод, состоящий из корпуса (якоря), сердечника и якоря, выполнен из электротехнической стали. В *нормальном состоянии* (т. е. при обесточенной обмотке) якорь максимально удален от сердечника за счет действия *возвратной пружины* и *контактных пружин* подвижных контактов. При этом

одна пара контактов замкнута (размыкающие контакты КР); а вторая пара разомкнута (замыкающие контакты КЗ). При подаче тока в обмотку якорь притягивается к сердечнику электромагнитным усилием, преодолевая действие механических сил пружин. При этом контакты КЗ замыкаются, а КР размыкаются.

Зависимость электромагнитного усилия от величины воздушного зазора между якорем и сердечником называют тяговой характеристикой электромеханического устройства.

Зависимость механических сил, приведенных к зазору между якорем и сердечником, от величины этого зазора называют механической характеристикой устройства.

Аналитическое выражение для электромагнитного усилия можно получить из формулы Максвелла

$$P_0 = \frac{1}{\mu_0} \oint_s \left[(\mathbf{Bn})\mathbf{B} - \frac{1}{2} B^2 \mathbf{n} \right] ds,$$

где \mathbf{B} — вектор индукции на внешней стороне элемента поверхности s ; \mathbf{n} — единичная внешняя нормаль элемента поверхности s ; при этом интегрирование ведется по всей поверхности, охватывающей тело, на которое действует сила.

Другой вывод формулы для электромагнитного усилия основан на методе энергетического баланса, который и использован в дальнейшем с упрощающими допущениями.

Если обмотка реле с фиксированным воздушным зазором δ (рис. 16.2, а) подключена к источнику постоянного тока с напряжением U , то процесс изменения тока в обмотке определяется выражением

$$U = ri + w \frac{d\Phi}{dt}, \quad (16.1)$$

где r и w — сопротивление и число витков обмотки реле; Φ — магнитный поток реле.

Умножив (16.1) на idt и интегрируя его за время от 0 до t , в течение которого поток возрастает от 0 до Φ , получим

$$\int_0^t Uidtdt = \int_0^t i^2 r dt + \int_0^{\Phi} wi d\Phi. \quad (16.2)$$

Левая часть выражения (16.2) представляет собой энергию, полученную от источника, первое слагаемое правой части — ту ее часть,

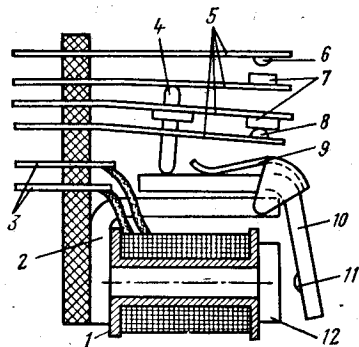


Рис. 16.1. Реле клапанного типа:

- 1 — каркас с обмоткой; 2 — ярмо;
- 3 — выводы обмотки; 4 — эбонитовый штифт; 5 — контактные пружины;
- 6 — замыкающий контакт; 7 — подвижные контакты; 8 — размыкающий контакт; 9 — возвратная пружина; 10 — якорь; 11 — штифт отгибания; 12 — сердечник

которая перешла в тепловую форму, а второе — энергию, запасенную в магнитном поле реле.

Графически магнитная энергия изображена на рис. 16.2, б всей заштрихованной площадью, где I_δ — часть тока обмотки, создающая н. с. воздушного зазора, I — полный ток обмотки. Если пренебречь н. с., затрачиваемой на проведение потока по стальной части

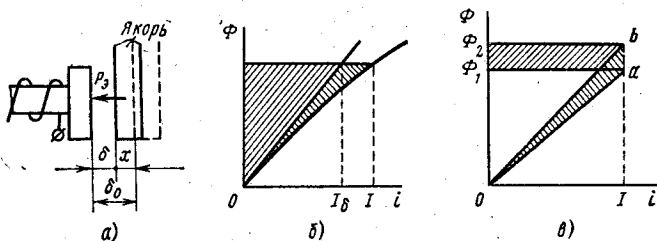


Рис. 16.2. К выводу формулы электромагнитного усилия

магнитопровода, что допустимо при достаточно больших зазорах и ненасыщенной стали, то всю магнитную энергию реле можно считать сосредоточенной в зазоре, т. е. $W = W_\delta$, и в соответствии с (16.2) и рис. 16.2, б записать

$$W_\delta = w \frac{I_\delta \Phi}{2} \approx w \frac{I\Phi}{2}. \quad (16.3)$$

Рассмотрим энергетический баланс в электромагните при неизменном токе I в обмотке и перемещении якоря (рис. 16.2, а) на величину Δx , определяя координату x как

$$x = \delta_0 - \delta. \quad (16.4)$$

При перемещении якоря зазор, а значит, и сопротивление магнитной цепи уменьшились, магнитный поток возрос с Φ_1 до Φ_2 (рис. 16.2, в). Причем из сети при неизменном токе в обмотке получена энергия, равная площади прямоугольника $\Phi_1 ab\Phi_2$:

$$\Delta W = Iw (\Phi_2 - \Phi_1). \quad (16.5)$$

Магнитная энергия в зазоре до перемещения якоря равнялась площади треугольника $Oa\Phi_1$, а после перемещения — площади треугольника $Ob\Phi_2$.

Таким образом, магнитная энергия в зазоре при сохранении условия (16.3) возросла на величину, равную половине полученной из сети энергии:

$$\begin{aligned} \Delta W_\delta &= W_{\delta 2} - W_{\delta 1} = w \frac{I\Phi_2}{2} - w \frac{I\Phi_1}{2} = \\ &= w \frac{I(\Phi_2 - \Phi_1)}{2}. \end{aligned} \quad (16.6)$$

Очевидно, вторая половина, численно равная первой и соответствующая треугольнику Oab , была израсходована на совершение работы при движении якоря под действием силы P_9 :

$$\Delta A = P_9 \Delta x \approx \Delta W_\delta. \quad (16.7)$$

Переходя к пределу, для электромагнитного усилия согласно (16.7) получим выражение

$$P_9 = \frac{dW_\delta}{dx} = - \frac{dW_\delta}{d\delta}, \quad (16.8)$$

где $dx = d(\delta_0 - \delta) = -d\delta$.

Знак минус свидетельствует о том, что положительному усилию соответствует уменьшение воздушного зазора.

Магнитную энергию (16.3) можно представить так:

$$\begin{aligned} W_\delta &= \frac{I_\delta \omega \Phi}{2} = \frac{I_\delta \omega}{2} I_\delta \omega G_\delta = \frac{(I_\delta \omega)^2}{2} G_\delta \approx \\ &\approx \frac{(I\omega)_\delta^2}{2} G_\delta, \end{aligned} \quad (16.9)$$

где G_δ — магнитная проводимость воздушного зазора, Гн.

С учетом (16.9) выражение (16.8) для электромагнитного усилия, выражаемого в ньютонах (Н), примет вид

$$P_9 = - \frac{(I\omega)_\delta^2}{2} \frac{dG_\delta}{d\delta}, \quad (16.10)$$

где $(I\omega)_\delta$ — н. с. воздушного зазора.

Для плоскопараллельных воздушных зазоров

$$G_\delta = \frac{s_\delta}{\delta} \mu_0 = \frac{s_\delta}{\delta} 4\pi \cdot 10^{-7}, \quad (16.11)$$

где s_δ и δ — соответственно сечение, m^2 , и длина воздушного зазора, м; μ_0 — магнитная постоянная, Гн/м.

Подставив производную от выражения (16.11) по δ в (16.10), получим

$$\begin{aligned} P_9 &= \frac{(I\omega)_\delta^2 4\pi \cdot 10^{-7}}{2} \frac{s_\delta}{\delta^2} \approx \\ &\approx \frac{(I\omega)^2 4\pi \cdot 10^{-7}}{2} \frac{s_\delta}{\delta^2}. \end{aligned} \quad (16.12)$$

Для практических расчетов удобнее иной вид формулы (16.12), получаемый в результате несложных преобразований:

$$P_9 = \frac{\Phi_\delta^2}{2\mu_0 s_\delta} = \frac{B_\delta^2}{2\mu_0} s_\delta \approx 4 \cdot 10^5 \frac{\Phi_\delta^2}{s_\delta} = 4 \cdot 10^5 B_\delta^2 s_\delta, \quad (16.13)$$

где B_{δ} — индукция в воздушном зазоре, Тл; Φ_{δ} — поток, Вб; s_{δ} — сечение зазора, м².

Подставляя в (16.12) различные значения δ , можно построить тяговую характеристику реле при неизменном токе в обмотке. Теоретически эта характеристика уходит в бесконечность при $\delta \rightarrow 0$ (пунктирная кривая на рис. 16.3, а). Реальное усилие достигает лишь значения $P_{э \max}$. Различие объясняется тем, что с уменьшением зазора

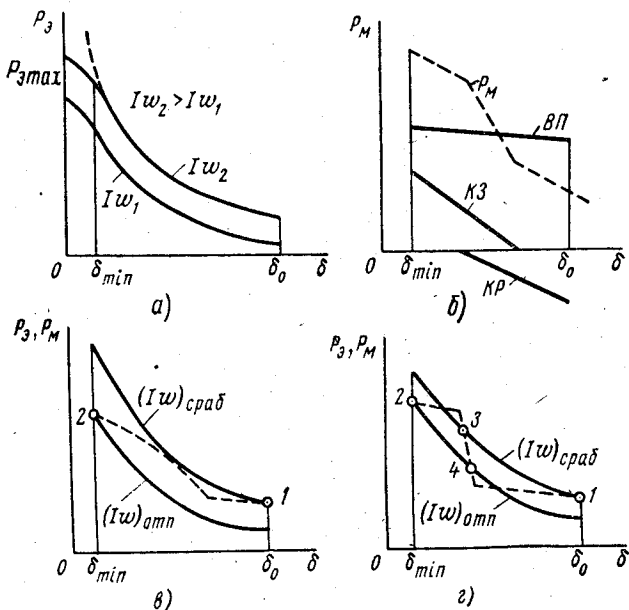


Рис. 16.3. Согласование тяговой и механической характеристик реле:

а — тяговые характеристики; б — построение механической характеристики; в — удачное согласование; г — неудачное согласование

условие $I_{\delta} \approx I$ становится неверным. В реле всегда ограничивают минимальный зазор δ_{\min} , укрепляя на якоре немагнитный штифт от липания (см. рис. 16.1). В противном случае якорь может «залипнуть», т. е. остаться притянутым после выключения тока в обмотке за счет остаточного магнетизма стали.

Механические характеристики реле имеют, как правило, вид ломаных линий (рис. 16.3, б) и получаются в результате суммирования характеристик возвратной пружины $ВП$ и контактных пружин контактов $КР$ и $КЗ$.

Током (н. с.) срабатывания $I_{ср\delta}$ ($F_{ср\delta}$) называют ток в обмотке, под действием которого при зазоре δ_0 электромагнитное усилие начинает превышать механическое и якорь реле притягивается к сердечнику.

Током (н. с.) отпущения $I_{отп}$ ($F_{отп}$) называют ток, действие которого при зазоре δ_{min} не в состоянии создать электромагнитное усилие, удерживающее якорь в притянутом состоянии, вследствие чего якорь возвращается в нормальное положение.

Коэффициентом возврата реле называют отношение

$$k_{возвр} = F_{отп} / F_{сраб}$$

Обычно $k_{возвр} = 0,4 \div 0,8$.

Тяговые и механические характеристики реле должны быть правильно согласованы. Для этого тяговые характеристики при токах $I_{сраб}$ и $I_{отп}$, проходя соответственно через точки механической характеристики 1 и 2, не должны пересекаться с механической характеристикой в области зазоров $\delta_{min} < \delta < \delta_0$ (рис. 16.3, в). В противном случае якорь может «застрять» в промежуточных точках характеристик (точки 3 и 4 на рис. 16.3, з).

§ 16.2. Магнитная цепь

Тяговую характеристику электромагнитного механизма находят путем расчета его магнитной системы.

При расчете магнитных систем электромагнитов можно использовать как методы теории поля, так и методы теории цепей. В последнем случае расчет ведется по законам Ома и Кирхгофа для магнитных цепей. Отличие расчета магнитных цепей от расчета электрических цепей заключается в том, что в силу высоких изолирующих свойств воздуха токами утечки между отдельными участками цепи постоянного тока можно пренебречь, в то время как магнитные потоки рассеяния в воздухе относительно велики и их приходится учитывать.

В схеме замещения рис. 16.4, а магнитной цепи реле, приведенного на рис. 16.1, рассеяние учтено с помощью магнитного сопротивления $R_{рас}$, которое включено внутри основного контура, состоящего из н. с. обмотки F и магнитных сопротивлений сердечника R_c , ярма $R_{яр}$, якоря $R_{як}$ и воздушного зазора R_δ . Кроме того, сопротивления стальных участков магнитопровода нелинейны.

Основные сложности расчета магнитной системы реле, как любого

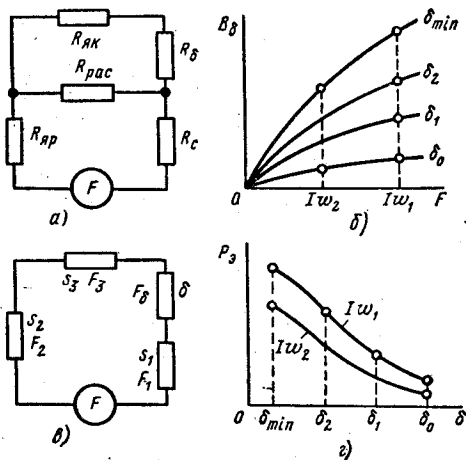


Рис. 16.4. К расчету магнитной цепи: а, в — схемы замещения; б — кривые намагничивания реле; з — тяговые характеристики

электромагнитного механизма, связаны с учетом потоков рассеяния и насыщения стали магнитопривода, а также с определением магнитных проводимостей воздушных зазоров и проводимостей рассеяния.

Учет потоков рассеяния часто осуществляют с помощью коэффициента рассеяния σ , показывающего, во сколько раз магнитный поток у основания реле больше потока в рабочем воздушном зазоре δ : $\sigma = \Phi/\Phi_\delta$.

Учет насыщения стали при определении затрат н. с. на отдельных участках магнитопровода производят с помощью кривой намагничивания.

Существующие способы определения магнитных проводимостей воздушного зазора, а также проводимостей рассеяния можно найти, например, в [6; 4.4; 4.5].

Один из методов расчета магнитной цепи реле сводится к следующему. Задаваясь некоторым значением индукции в зазоре B_δ , находят (с учетом коэффициента рассеяния) значения индукции B_i во всех остальных участках магнитопровода с одинаковыми сечениями s :

$$B_i = \sigma B_\delta \frac{s_\delta}{s_i}$$

и сводят, таким образом, схему замещения к одноконтурной (рис. 16.4, в). По кривой намагничивания для значений индукции B_i находят напряженности H_i и определяют н. с. участков по их длине l_i и H_i :

$$F_i = H_i l_i.$$

Суммируя н. с. участков с н. с. воздушного зазора, равной

$$F_\delta = \frac{B_\delta \delta}{\mu_0} = \frac{1}{4\pi \cdot 10^{-7}} B_\delta \delta,$$

где B_δ — индукция воздушного зазора, Тл; δ — длина зазора, м, получают полную н. с., необходимую для создания индукции B_δ :

$$F = \Sigma F_i + F_\delta.$$

Произведя расчеты для ряда значений B_δ и δ , строят по рассчитанным точкам семейство кривых намагничивания реле (рис. 16.4, б). Чтобы определить тяговые характеристики для того или другого значения н. с. обмотки (рис. 16.4, в), проводят на кривых намагничивания вертикали при $F = I\omega = \text{const}$ и по найденным в точках пересечения с кривыми намагничивания индукциям B_δ рассчитывают электромагнитные усилия, используя выражение (16.13).

Часто конструкцию реле выполняют такой, чтобы сечения стальных участков магнитопровода были везде одинаковыми. Для этого очень удобен метод расчета магнитной цепи реле, предложенный Б. С. Сотсковым.

Схема замещения в этом случае представляет собой два последовательно соединенных участка: стальной $R_{ст}$ и воздушный R_δ .

Магнитная цепь реле характеризуется системой уравнений: вторым законом Кирхгофа для н. с.

$$F = F_{ст} + F_{\delta}; \quad (16.14)$$

кривой намагничивания стали

$$B_{ст} = B_{ст}(H_{ст}); \quad (16.15)$$

законом Ома для воздушного зазора

$$\Phi_{\delta} = G_{\delta} F_{\delta}. \quad (16.16)$$

Если пренебречь потоком рассеяния, т. е. считать $\Phi_{ст} \approx \Phi_{\delta}$, то, разделив уравнение (16.14) на длину $l_{ст}$ и уравнение (16.16) на площадь сечения $s_{ст}$ стальной части магнитопровода, приведем систему уравнений к виду

$$\left. \begin{aligned} f &= H_{ст} + f_{\delta}; \\ B_{ст} &= B_{ст}(H_{ст}); \\ B_{ст} &= G_{\delta} \frac{l_{ст}}{s_{ст}} f_{\delta}, \end{aligned} \right\} \quad (16.17)$$

где $f = F/l_{ст}$ и $f_{\delta} = F_{\delta}/l_{ст}$ — удельные н. с.

Система (16.17) решается графически на кривой намагничивания электротехнической стали, из которой изготовлен магнитопровод реле. Возможны следующие варианты расчета.

При заданном P_{δ} , если необходимо определить F , сначала находят индукцию в зазоре B_{δ} согласно (16.13). Затем рассчитывают индукцию в стали:

$$B_{ст} = B_{\delta} \frac{s_{\delta}}{s_{ст}}$$

и, откладывая ее на оси индукции (рис. 16.5, а), находят точку 1. Из точки 1 проводят прямую 1-2 под углом θ к оси напряженности так, что

$$\operatorname{tg} \theta = G_{\delta} \frac{l_{ст}}{s_{ст}} \frac{m_H}{m_B}, \quad (16.18)$$

где m_H и m_B — масштабы по осям H и B кривой намагничивания стали.

Точка 2 определяет на оси H удельную н. с. f , умножая которую на $l_{ст}$, находят полную н. с. обмотки, необходимую для создания уси-

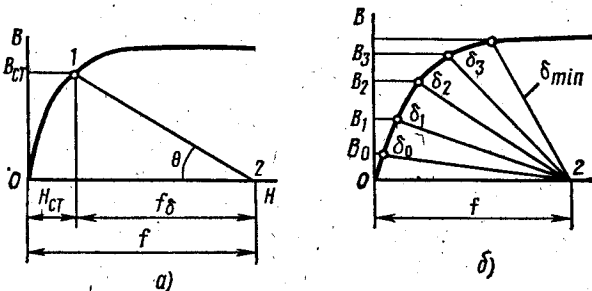


Рис. 16.5. Расчет магнитной цепи при одинаковом сечении стальных участков магнитопровода

лия P_3 . Из построения очевидно, что все уравнения (16.17) удовлетворяются.

Если задана н. с. обмотки F , а требуется определить усилие P_3 , то построение производят в обратном порядке из точки 2, которая соответствует этой н. с.

Для построения тяговой характеристики при заданной н. с. из точки 2 проводят веер прямых (рис. 16.5, б), точки пересечения которых с кривой намагничивания стали определяют индукции $B_{ст}$, соответствующие тому или иному зазору. По найденным индукциям находят усилия, и построение тяговой характеристики после этого не сложно.

Учет потоков рассеяния по последнему методу расчета производят следующим образом.

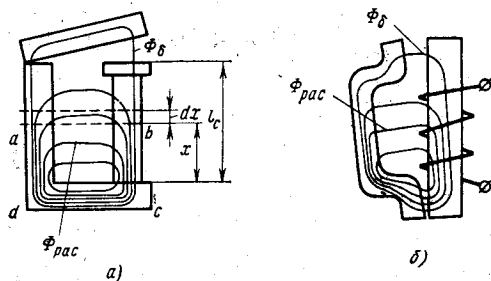


Рис. 16.6. К учету потоков рассеяния

ли считать железо ненасыщенным, то $F \approx F_\delta$, и н. с. на единицу длины l_c сердечника равна F_δ/l_c . Тогда на участке dx по контуру $abcd$ (рис. 16.6, а) под действием н. с. $F_x = \frac{F_\delta}{l_c} x$ проходит поток рассеяния

$$d\Phi_{рас} = g dx F_x = g \frac{F_\delta}{l_c} x dx \quad (16.19)$$

(магнитным сопротивлением железа по контуру $abcd$ пренебрегаем).
Общий поток рассеяния по всей длине сердечника

$$\Phi_{рас} = \int_0^{l_c} d\Phi_{рас} = g \frac{F_\delta}{l_c} \left| \frac{x^2}{2} \right|_0^{l_c} = \frac{1}{2} gl_c F_\delta.$$

Следовательно, наибольшее значение потока в стали у основания реле

$$\begin{aligned} \Phi_{ст} &= \Phi_\delta + \Phi_{рас} = G_\delta F_\delta + \frac{1}{2} gl_c F_\delta = \\ &= \left(G_\delta + \frac{1}{2} gl_c \right) F_\delta. \end{aligned} \quad (16.20)$$

Сравнивая (16.20) с (16.16), замечаем, что в равенстве (16.20) вместо проводимости воздушного зазора стоит некоторая эквивалентная

проводимость, учитывающая проводимость рассеяния. Для учета рассеяния при построении достаточно вычислить угол θ по формуле

$$\theta = \operatorname{arctg} \left(G_{\delta} + \frac{1}{2} g l_c \right) \frac{l_{ст}}{s_{ст}} \frac{m_H}{m_B},$$

а индукцию в зазоре связать с индукцией в стали выражением

$$B_{\delta} = B_{ст} \frac{G_{\delta}}{G_{\delta} + \frac{1}{2} g l_c} \frac{s_{ст}}{s_{\delta}}.$$

Теоретические значения g для наиболее распространенных форм магнитопроводов приведены в [6].

Отметим, что такой учет рассеяния не совсем точен. Во-первых, магнитный поток по всей длине стали принимают равным значению потока у основания, в то время как он уменьшается по высоте сердечника до значения Φ_{δ} , во-вторых, принято $F = F_{\delta}$ и, в-третьих, теоретические значения удельной проводимости g отличаются от реальных из-за краевых эффектов.

Однако в ненасыщенных магнитных цепях при зазоре δ_0 влияние потока $\Phi_{рас}$ незначительно сказывается на точности расчета величины н. с. срабатывания, так как н. с. стали составляет обычно несколько процентов полной н. с. даже при коэффициентах рассеяния порядка 2,5—2,7. Это влияние незначительно еще и потому, что для надежного срабатывания реле при расчете обмотки-рабочую н. с. принимают в 1,7—2,2 раза большей, чем н. с. срабатывания. Такой запас обеспечивает срабатывание при пониженном напряжении, нагретой обмотке, разбросе параметров пружин и влиянии других подобных факторов.

В некоторых конструкциях реле потоки рассеяния создают дополнительные электромагнитные усилия, величину которых можно оценить следующим образом. Элементарная энергия рассеяния в контуре $abcd$

$$\begin{aligned} dW_{рас} &= F_x d\Phi_{рас} \frac{F_{\delta}}{l_c} x g \frac{F_{\delta}}{l_c} x dx = \\ &= \left(\frac{F_{\delta}}{l_c} \right)^2 g x^2 dx. \end{aligned}$$

Полная энергия рассеяния

$$W_{рас} = \left(\frac{F_{\delta}}{l_c} \right)^2 g \int_0^{l_c} x^2 dx = \frac{1}{3} F_{\delta}^2 l_c g.$$

Электромагнитное усилие, создаваемое потоком рассеяния,

$$P_{э. рас} = - \frac{dW_{рас}}{d\delta} = - \frac{1}{3} F_{\delta}^2 l_c \frac{dg}{d\delta}. \quad (16.21)$$

Из (16.21) следует, что дополнительное усилие появляется лишь в том случае, если при изменении воздушного зазора изменяется удельная проводимость g . В противном случае производная $dg/d\delta$ и усилие $P_{э, рас}$ равны нулю. Следовательно, в реле на рис. 16.6, а, у которого g не зависит от положения якоря, дополнительного усилия не создается, а в реле на рис. 16.6, б это усилие будет создаваться.

§ 16.3. Обмотки

Правильно рассчитанная обмотка должна создавать необходимую н. с., полученную при расчете магнитной цепи реле, и в то же время не перегреваться.

Для обмоток обычно применяют медный провод в эмалевой, шелковой или хлопчатобумажной изоляции. Для реле, работающих в условиях высоких температур, используют изоляцию из стекловолокна.

Обмотки наматывают на каркасы из электрокартона или пластмассы. В мощных реле часто применяют бескаркасные обмотки, которые сначала наматывают на шаблоны, а затем скрепляют изолирующими лентами. Каркасные и бескаркасные обмотки пропитывают изолирующими лаками, что повышает электрическую прочность и влагостойкость, а также улучшает теплоотдачу.

При диаметре провода больше 0,3—0,4 мм производят рядовую намотку, когда витки в слое лежат плотно друг к другу, и всю обмотку выполняют слоями толщиной в диаметр провода. При меньших диаметрах провода намотку производят «навалом» и витки располагают без точной укладки. Так же как для обмоток магнитных усилителей, в расчетах применяют коэффициент заполнения окна медью k_3 , значения которого для проводов различных диаметров и вида изоляции приведены на рис. 3.14.

Обмотку реле можно включать последовательно с нагрузкой, имеющей значительно большее сопротивление, чем обмотка. В этом случае заданным является ток I в обмотке. При необходимости создания н. с. F число витков обмотки определяют сразу:

$$w = F/I.$$

Если известно окно под обмотку, то диаметр провода в случае рядовой намотки

$$d = \sqrt{Q/w},$$

а в случае намотки «навалом»

$$d = \sqrt{\frac{4Qk_3}{\pi w}}.$$

Найденный диаметр округляют до стандартного, оценивают сопротивление обмотки

$$R = \frac{4\rho l_{\text{ср}}\omega}{\pi d^2}, \quad (16.22)$$

где $l_{\text{ср}}$ — средняя длина витка обмотки, и проверяют обмотку на нагрев.

Если при расчете обмотки заданы напряжение сети U и н. с. F , которую должна создать обмотка, то, подставляя в выражение

$$F = \frac{U}{R} \omega$$

сопротивление R из (16.22), получаем формулу для диаметра провода

$$d = \sqrt{\frac{4\rho l_{\text{ср}} F}{U\pi}}. \quad (16.23)$$

Диаметр также округляют до стандартного значения, находят число витков, размещающихся в окне,

$$\omega = \frac{4Qk_3}{\pi d^2},$$

оценивают сопротивление и ток в обмотке и производят проверку на нагрев.

Приблизительно проверить обмотку на нагрев можно по плотности тока, которая при длительно включенной обмотке не должна превышать 2—3 А/мм². Удобным критерием оценки нагрева является также удельная величина боковой поверхности охлаждения. Наблюдения показали, что обмотка не перегревается, если на каждый ватт выделяющейся в ней мощности приходится 8—12 см² боковой поверхности обмотки.

Режим, когда включение на время t_1 и отключение на время t_2 чередуются, причем t_1 и t_2 не превышают постоянной времени нагрева обмотки T , называют повторно-кратковременным. При таком режиме во время включенного состояния мощность (а следовательно, и н. с.), подводимую к обмотке, можно увеличить в k раз по сравнению с длительным режимом, где

$$k = \frac{1 - e^{-\frac{t_1 + t_2}{T}}}{1 - e^{-\frac{t_1}{T}}}.$$

Если после кратковременного включения обмотка остывает в течение времени $t_2 > 5T$, то допустимую мощность, подводимую во время включенного состояния, можно определить из условия, что все тепло поглощается медью:

$$0,24 I^2 R t_1 = cG\Delta\theta'_{\text{доп}},$$

где c — теплоемкость меди; G — масса меди; $\Delta\theta'_{\text{доп}}$ — допустимое превышение температуры обмотки над температурой окружающей среды.

Мощность, выделяющуюся в обмотке, можно представить в виде

$$P = I^2 R = I^2 \frac{\rho l_{cp} \omega^2}{Q k_a} = \frac{\rho l_{cp}}{Q k_a} F^2. \quad (16.24)$$

Из уравнения (16.24) следует важный вывод о том, что создание заданной н. с. в заданных габаритах обмотки (l_{cp} и Q) требует выделения в обмотке определенной мощности, которую не удастся изменить какой бы то ни было комбинацией тока, числа витков и диаметра провода (считаем, что k_a не зависит от диаметра провода). Если обмотка перегревается, то для сохранения н. с. без перегрева существует лишь один путь — увеличение окна обмотки Q .

Из выражения (16.24) следует еще один полезный вывод о возможности быстрого пересчета обмотки реле с одного напряжения на другое. Если при таком пересчете окно, занимаемое обмоткой, и н. с., создаваемую обмоткой, сохранить неизменными, то тепловой режим обмотки также не изменится. Формулу пересчета диаметра провода при изменении напряжения питания легко получить из выражения (16.23). В самом деле, для двух различных напряжений при неизменных параметрах ρ , l_{cp} и F можно записать:

$$d_1 = \sqrt{\frac{4 \rho l_{cp} F}{\pi U_1}} \quad \text{и} \quad d_2 = \sqrt{\frac{4 \rho l_{cp} F}{\pi U_2}}.$$

Откуда новый диаметр провода d_2 связан с прежним диаметром d_1 зависимостью

$$d_2 = d_1 \sqrt{U_1/U_2},$$

где U_1 — напряжение, на которое рассчитано реле; U_2 — новое напряжение.

При таком пересчете предполагается, что вид изоляции проводов один и тот же и примерно одинаковы их коэффициенты заполнения. Новым проводом должно быть заполнено все окно, которое занимала обмотка с прежним проводом.

§ 16.4. Контакты. Методы дуго- и искрогашения

Контакты, замыкающие и размыкающие электрические цепи, являются исполнительными органами электромагнитных реле. К ним предъявляют следующие требования: надежность электрического соединения, долговечность, стойкость к влиянию внешней среды. Во время работы контакты могут находиться в четырех состояниях: *замкнутым, в процессе размыкания, разомкнутым и в процессе замыкания*. Рассмотрим условия нормальной работы контактов в этих состояниях.

Даже после шлифовки поверхность контактов имеет неровности, бугорки. В замкнутом состоянии два контакта сжимаются контактным усилием P_K , под действием которого неровности сминаются до тех пор, пока механическое напряжение ρ в точках соприкосновения не окажется меньше напряжения смятия $\sigma_{см}$:

$$\rho = P_K / \Sigma S_K \leq \sigma_{см},$$

где ΣS_K — суммарная площадь в точках соприкосновения контактов.

Если на поверхности контактов существует оксидная пленка, необходимо, чтобы напряжение ρ было достаточным для продавливания этой пленки.

Существует эмпирическая формула, связывающая сопротивление контактного перехода R_K с контактным усилием P_K :

$$R_K = \frac{a}{(0,1P_K)^b}, \quad (16.25)$$

где P_K — усилие, Н; a — коэффициент, зависящий от материала контактов, чистоты обработки контактной поверхности и степени ее окисленности; b — коэффициент, характеризующий форму контактов.

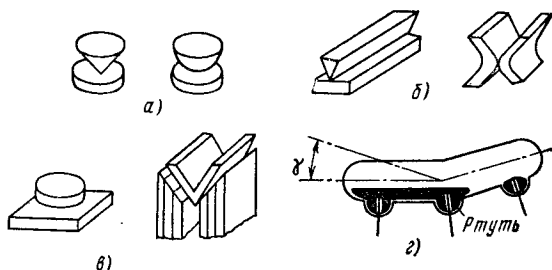


Рис. 16.7. Виды контактов:
а — точечные; б — линейные; в — плоскостные; г — пружные

Для точечных контактов (рис. 16.7, а) $b = 0,5$, для линейных (рис. 16.7, б) $b \approx 0,5 \div 0,7$, для плоскостных (рис. 16.7, в) $b \approx 1,0$.

Значения коэффициента a для контактов

Медные плоскостные	$(0,09 - 0,28) \cdot 10^{-3}$
Медные луженые	$(0,07 - 0,10) \cdot 10^{-3}$
Серебряные	$0,06 \cdot 10^{-3}$

Луженые медные контакты имеют меньший разброс коэффициента a вследствие того, что слой олова предохраняет медь от окисления. Известно, что проводимость оксида серебра равна проводимости серебра, значит, степень окисленности не влияет на сопротивление R_K . Поэтому для ответственных слаботочных контактов часто применяют серебро.

В выражение (16.25) не входят размеры контактов. Однако их нельзя делать сколь угодно малыми, так как уменьшение поверхности охлаждения приведет к перегреву контактов. Для нормальной работы в замкнутом состоянии необходимо, чтобы удовлетворялось уравнение теплового баланса

$$I^2 R_K = \alpha_T s_{\text{охл}} \Delta \Theta, \quad (16.26)$$

где α_T — коэффициент теплопередачи, Вт/(см² · град); $s_{\text{охл}}$ — полная поверхность охлаждения контактов, см²; $\Delta \Theta$ — превышение температуры контактов над температурой окружающей среды (допустимое $\Delta \Theta = 70^\circ\text{C}$).

Нагрузка, А	Диаметр контакта, мм	Высота контакта, мм	Зазор между контактами, мм
До 2	1—2	0,3—1,0	0,2—0,4
2—5	2—4	0,6—1,2	0,4—0,7
5—10	3—5	1,2—2,2	0,7—1,3
10—20	5—8	1,2—2,2	1,3—1,6

Согласно изложенному в табл. 16.1 даны ориентировочные размеры серебряных контактов в зависимости от величины длительно проходящего тока [1].

Увеличение температуры контактов приводит к изменению сопротивления контактного перехода даже при неизменном контактном усилии. Обнаружено, что температура контактов приблизительно пропорциональна падению напряжения на них U_K .

Зависимость R_K от U_K показана на рис. 16.8. Вначале сопротивление R_K растет из-за увеличения удельного сопротивления материала контактов во время нагревания. При напряжении U_1 материал теряет прочность и сминается, увеличивается площадь соприкосновения s_K и сопротивление контактного перехода падает. Затем наблюдается участок с неизменным сопротивлением, пока при напряжении U_2 не произойдет сплавления контактов. Допустимым падением напряжения $U_{доп}$ принято напряжение в 1,5—2 раза меньшее, чем U_1 (табл. 16.2).

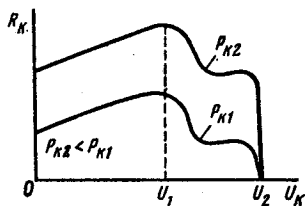
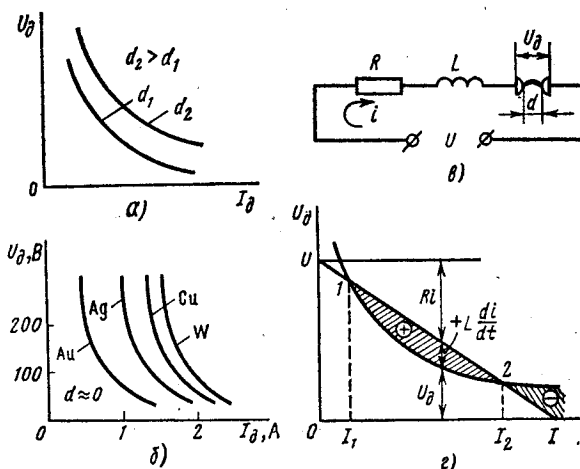


Рис. 16.8. Зависимость сопротивления контактного перехода от падения напряжения на контактах U_K для двух значений контактного усилия

Рис. 16.9. Вольт-амперные характеристики дуги:

а — при различных расстояниях d между контактами; б — для различных материалов; в — схема; г — к выводу условия погасания дуги



Материал контактов	U_1 , В	U_2 , В
Серебро	0,08—0,10	0,34
Медь	0,09—0,13	0,45
Вольфрам	0,12—0,25	0,80
Платина	0,22—0,40	0,70

На основании изложенного можно предложить следующий метод расчета или проверки контактов в замкнутом состоянии.

По заданному току I выбирают размеры, материал и вид контактов, используя статистические данные. По U_1 и I находят допустимое сопротивление контактного перехода

$$R_{к. доп} = U_{доп} / I,$$

а по $R_{к. доп}$ и выражению (16.25) — необходимое контактное усилие, которое служит основой расчета контактных пружин, электромагнитного усилия и магнитной цепи реле.

Помимо твердых контактов для размыкания мощных цепей применяют ртутные контакты (см. рис. 16.7, *з*), в которых поворот на угол γ стеклянной колбочки приводит к соединению через ртуть среднего контакта либо с левым, либо с правым контактом. Допустимую мощность цепи, управляемой ртутным контактом, можно оценить по объему ртути из расчета, что 1 см^3 ртути приходится на 500 Вт мощности управляемой цепи.

Наиболее тяжелым режимом работы контактов является процесс размыкания, протекающий в сколько-нибудь мощных цепях следующим образом. По мере снижения усилия $P_{к}$ растет напряжение $U_{к}$. Когда оно достигает значения U_2 , материал в точках соприкосновения плавится и между расходящимися контактами появляется жидкий мостик, который разрывается при дальнейшем движении контактов. После этого происходит газовый разряд, который может закончиться образованием дуги, если мощность разрываемой цепи больше некоторой предельной величины.

Дуга особенно сильно разрушает контакты. Найти условие погасания дуги можно, используя вольт-амперную характеристику дуги, которая напоминает гиперболу и зависит от ряда факторов (рис. 16.9). Нелинейный вид характеристики объясняется тем, что с ростом тока усиливается ионизация воздушного промежутка, увеличивается число токопереносящих частиц и тем самым снижаются сопротивление и падение напряжения на дуге. Вид характеристики зависит от материала контактов: чем более тугоплавок материал, тем выше лежит характеристика дуги (рис. 16.9, *б*). Чем больше расстояние между контактами, тем также выше лежит вольт-амперная характеристика дуги (рис. 16.9, *а*).

Рассмотрим цепь (рис. 16.9, *в*), состоящую из нагрузки R , L и контактов, между которыми горит дуга. Для переходного режима по закону Кирхгофа

$$U = Ri + L \frac{di}{dt} + U_d,$$

где U_d — падение напряжения на дуге.

Из этого уравнения

$$L \frac{di}{dt} = U - (Ri + U_d). \quad (16.27)$$

Если правая часть выражения (16.27) отрицательна, значит, отрицательна и производная di/dt , т. е. ток в цепи убывает. Если правая часть положительна, ток в цепи увеличивается. Для нахождения знака производной достаточно на вольт-амперную характеристику дуги для некоторого неизменного расстояния между контактами наложить вольт-амперную характеристику сопротивления R , проведя ее в виде прямой между точками напряжения сети U и тока I , проходящего при замкнутом состоянии контактов. Тогда ординаты заштрихованных областей представляют собой слагаемое $L \frac{di}{dt}$. На участке 1-2 они положительны, а при токах, меньших I_1 и больших I_2 , — отрицательны.

Следовательно, при размыкании контактов ток в цепи снижается от значения I_1 до значения I_2 (на этом участке производная отрицательна). Достигнув значения I_2 , он перестает снижаться (производная равна нулю), и дуга будет устойчиво гореть, так как при попытке уменьшить ток попадает в область 1-2, в которой ток дуги увеличивается (положительная производная), возвращаясь к значению I_2 .

Очевидно, что для полного погасания дуги необходимо, чтобы при наибольшем расстоянии между контактами вольт-амперная характеристика дуги лежала выше прямой $U - I$ (рис. 16.10, а). В этом случае, возникнув, дуга быстро погаснет.

Все способы дугогашения сводятся к тому, чтобы вольт-амперная характеристика дуги была выше вольт-амперной характеристики схемы. Такими способами являются:

- 1) применение более тугоплавких металлов и сплавов;
- 2) увеличение расстояния между контактами в разомкнутом состоянии;
- 3) расположение контактов в масле, где образование дуги затруднено;
- 4) магнитное дутье.

В последнем способе используется принцип силы, действующей на проводник с током (каким является дуга), расположенный в магнитном поле. При полярности магнита и направлении движения тока, указанных на рис. 16.10, б, дуга вытесняется силой P вверх, где расстояние между контактами наибольшее. Отметим, что магнитное поле может создаваться самим током размыкаемой цепи. Для этого необходимо, чтобы размыкаемый ток обтекал специальные обмотки из нескольких витков, расположенные около контактов.

Если параметры цепи U и I таковы, что прямая $U - I$ лежит ниже вольт-амперной характеристики дуги, соответствующей расстоянию

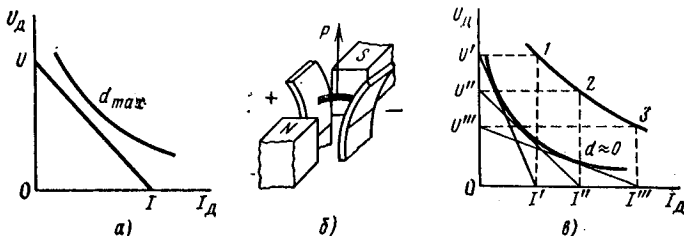


Рис. 16.10. Дугогашение:

а — необходимое расположение вольт-амперных характеристик дуги и цепи;
б — магнитное дутье; в — предельная характеристика выключения

между контактами, близкому к нулю, то при размыкании дуги вообще не возникает. Такие сочетания U и I могут быть различными, лишь бы прямая касалась, но не пересекала характеристику дуги. Для ряда касательных можно построить по точкам 1, 2 и т. п. (рис. 16.10, в) предельную характеристику выключения, связывающую параметры U и I для цепи, в которой дуги не возникает. Произведение UI для предельной характеристики оказывается приблизительно постоянным и равным нескольким десяткам ватт.

При наличии дугогасящих устройств разрывная мощность контактов, т. е. произведение напряжения на разомкнутых

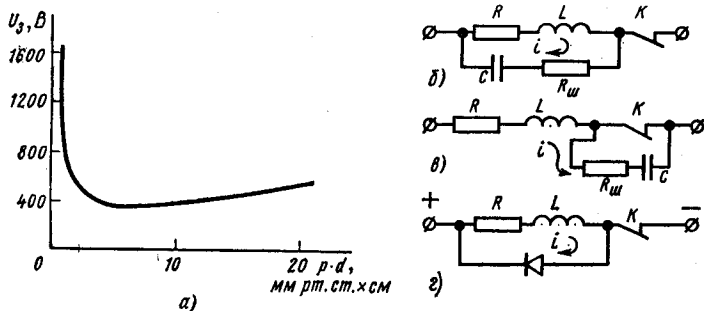


Рис. 16.11. Искрогашение:

а — характеристика зажигания; б, в, г — методы искрогашения

контактах и тока, проходящего через замкнутые контакты, может значительно превышать произведение UI для предельной характеристики.

Приведенный ранее анализ относится к цепям постоянного тока. В цепях переменного тока дуга гаснет при прохождении напряжения сети через нуль, а в следующий полупериод снова зажигается, если только условия для ее возникновения еще сохранились. Таким образом, гашение дуги при переменном токе протекает значительно легче, чем при постоянном. Поэтому одни и те же контакты допускают разрывную мощность в цепях переменного тока, в несколько раз большую, чем в цепях постоянного тока.

Если мощности цепи меньше мощности, соответствующей предельной характеристике выключения, то процесс размыкания контактов может сопровождаться их искрением. Однако возникновение искры возможно, если напряжение на контактах в процессе их перемещения окажется в какой-то момент времени выше напряжения зажигания U_a , зависящего от произведения расстояния между контактами (см) на давление воздуха (мм рт. ст.) (рис. 16.11, а). Минимальная величина U_a порядка 300 В, поэтому может показаться, что в низковольтных цепях искрения не должно быть. Но при размыкании цепей, содержащих индуктивность, э. д. с. самоиндукции, наводимая при исчезновении тока,

$$e = -L \frac{di}{dt}$$

может значительно превышать напряжение зажигания даже при напряжениях сети в несколько вольт. Поэтому все методы искрогашения сводятся к созданию замедленного исчезновения тока, т. е. к понижению производной di/dt .

Для этой цели часто применяют шунтирование емкостью с сопротивлением либо контактов (рис. 16.11, *а*), либо индуктивной нагрузки (рис. 16.11, *б*). В обоих случаях появляется переходный ток i , который проходит еще некоторое время после размыкания контактов и тем самым предотвращает наведение высоких э. д. с. самоиндукции, которые имели бы место при мгновенном разрыве тока контактами. Аналогичное действие производит диод, шунтирующий индуктивную нагрузку и пропускающий переходный ток i (рис. 16.11, *в*), который создается э. д. с. самоиндукции в момент разрыва цепи контактами. При замкнутых контактах диод заперт напряжением сети.

Для маломощных контактов применяют, как правило, серебро, вольфрам, золото, для более мощных — медь. Хорошие результаты дает металлокерамика — материал, состоящий из двух компонентов, из которых один обладает тугоплавкостью и механической прочностью (например, оксид кадмия), а второй — хорошей электропроводностью (серебро). Такие контакты хорошо сохраняют форму, так как серебро, плавясь при размыкании, удерживается в порах оксида кадмия.

§ 16.5. Временные параметры реле и методы их изменения

Время срабатывания реле

$$t_{ср\text{аб}} = t_{тр} + t_{дв}, \quad (16.28)$$

где $t_{тр}$ — время трогания, т. е. промежуток времени, в течение которого ток нарастает от нуля до тока срабатывания (рис. 16.12, *б*), в конце этого промежутка электромагнитное усилие

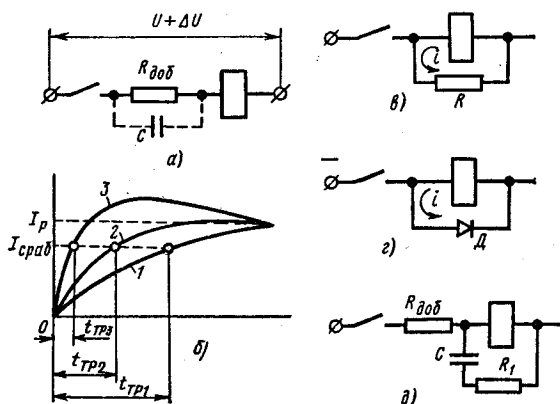


Рис. 16.12. Схемные методы изменения времени срабатывания и отпускания реле

превысит противодействующее и якорь придет в движение; $t_{дв}$ — время движения якоря при его перемещении из нормального состояния в притянутое.

Время отпущения $t_{отп}$ также состоит из двух аналогичных составляющих.

Важно отметить, что время движения якоря при отсутствии специальных тормозящих устройств, как правило, значительно меньше времени трогания. Поэтому время срабатывания реле зависит в основном от времени трогания.

Реле можно разделить по временным параметрам на нормальные ($t_{ср\text{аб}}$ имеет порядок 30—50 мс), быстродействующие ($t_{ср\text{аб}}$ порядка нескольких миллисекунд) и замедленные, так называемые реле в р е м е н и, у которых временные параметры специальными методами увеличены в пределах от десятых долей секунды до минут.

Время срабатывания и отпущения реле можно изменять как схемными, так и конструктивными методами.

Схемные методы основаны на изменении длительности переходных процессов в обмотке реле. Включение добавочного сопротивления $R_{доб}$ с одновременным повышением напряжения сети на ΔU так, чтобы установившееся значение тока оставалось неизменным (кривая 2 на рис. 16.12, б), приводит к ускорению срабатывания. В этой схеме нарастание тока происходит по экспоненте с постоянной времени, меньшей, чем постоянная времени обмотки реле (кривая 1 на рис. 16.12, б):

$$T = \frac{L_{об}}{R_{об} + R_{доб}} < T_{об} = \frac{L_{об}}{R_{об}},$$

где $L_{об}$ и $R_{об}$ — соответственно индуктивность и активное сопротивление обмотки реле, и время $t_{тр}$ уменьшается ($t_{тр2} < t_{тр1}$).

Еще большее ускорение дает схема с емкостью, шунтирующей добавочное сопротивление (показано пунктиром на рис. 16.12, а). За счет зарядного тока емкости ток в обмотке быстрее достигает $I_{ср\text{аб}}$. Форма тока в обмотке для этого случая показана на рис. 16.12, б (кривая 3 и $t_{тр3}$).

Время отпущения будет минимальным в случае безыскрового разрыва цепи обмотки. Однако ввиду того что обмотка реле представляет собой индуктивную нагрузку, для сохранения контактов, замыкающих цепь обмотки, могут быть применены схемы искрогашения. При этом следует отметить, что шунтирование обмотки реле сопротивлением, диодом или емкостью (рис. 16.12, в, г и д) приводит к замедлению процесса отпущения реле. Обозначим через $L_{отл}$ и $T_{отл}$ соответственно индуктивность и постоянную времени обмотки реле при зазоре δ_{\min} , равном высоте штифта отлипания.

Для создания реле времени широко применяют схему, приведенную на рис. 16.12, д. Емкость C и сопротивление R_1 подбирают, исходя из условия

$$C(R_{об} + R_1) > \frac{4L_{отл}}{R_{об} + R_1},$$

которое обеспечивает аperiодический процесс снижения тока в обмотке управления, а следовательно, и увеличение $t_{тр}$. При срабатывании зарядный ток емкости создает дополнительное падение напряжения на $R_{доб}$, в результате чего к обмотке подается пониженное напряжение, и $t_{тр}$ при срабатывании также возрастает. Этим методом удается увеличить время срабатывания и отпущения до 0,5—1,0 с.

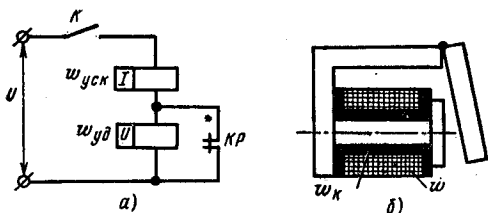


Рис. 16.13. Конструктивные методы изменения времени срабатывания и отпущения реле

Конструктивные методы, уменьшающие временные параметры реле, сводятся к снижению массы подвижных частей и предотвращению прохождения вихревых токов в толще магнитопровода, для чего магнитопровод, подобно трансформатору, набирают из пластин. Ускорению отпущения способствует увеличение высоты штифта

отлипания, так как это снижает индуктивность обмотки в притянутом положении якоря, а следовательно, и $T_{отл}$. Для ускорения срабатывания применяют также ускоряющую обмотку $w_{уск}$ (рис. 16.13, а), создающую мощную н. с. с небольшой постоянной времени. Однако $w_{уск}$ рассчитана по нагреву лишь на кратковременное включение. Поэтому после срабатывания реле размыкает контакты KP и включает последовательно с $w_{уск}$ удерживающую обмотку $w_{уд}$, рассчитанную на длительное включение и создающую н. с., которой достаточно для удержания якоря в притянутом состоянии.

Для замедления работы реле широко используют короткозамкнутые обмотки или медные втулки, часто одновременно выполняющие роль каркаса обмотки (рис. 16.13, б).

В общем случае магнитный поток реле создается н. с. тока основной обмотки i и тока короткозамкнутой обмотки i_k :

$$\Phi = \frac{iw + i_k w_k}{R_{мо}}, \quad (16.29)$$

где $R_{мо}$ — магнитное сопротивление магнитопровода реле при зазоре δ_0 .

При включении основной обмотки под напряжение по закону Кирхгофа можно записать:

$$U = iR + w \frac{d\Phi}{dt}, \quad (16.30)$$

$$0 = i_k R_k + w_k \frac{d\Phi}{dt}. \quad (16.31)$$

Подставив в выражение (16.29) значения токов i и i_k , найденные из (16.30) и (16.31), после преобразований получим

$$(T_{об} + T_{но}) \frac{d\Phi}{dt} + \Phi = \Phi_p, \quad (16.32)$$

где $T_{об} = \frac{w^2}{R_{об} R_{мо}}$ — постоянная времени основной обмотки при $\delta = \delta_0$;

$T_{к0} = \frac{\omega_k^2}{R_k R_{м0}}$ — постоянная времени обмотки ω_k при $\delta = \delta_0$ для втулки $\omega_k = 1$; Φ_p — установившееся значение потока, соответствующее рабочему току обмотки реле и равное $\frac{U\omega}{R_{об} R_{м0}}$.

Из (16.32) следует, что поток в реле будет нарастать медленнее, чем при отсутствии обмотки ω_k , и время $t_{тр}$, за которое поток создаст усилие, превышающее приводящее усилие пружин, возрастает.

При безысковром разрыве цепи основной обмотки поведение реле описывается только уравнением (16.31), так как ток в основной обмотке исчезает практически мгновенно. Уравнение (16.31) может быть также записано в виде

$$0 = i_k R_k + L_k \frac{di_k}{dt},$$

решение этого уравнения

$$i_k = I_k e^{-\frac{t}{T_{к отл}}}, \quad (16.33)$$

где i_k и I_k — переходный и начальный токи обмотки ω_k ; $T_{к отл}$ — постоянная времени этой обмотки в притянутом положении якоря.

Если коэффициент связи между обмотками принять равным единице, то, умножив (16.33) на ω_k/ω , получим для процесса отпускания (16.33) выражение

$$i = I_p e^{-\frac{t}{T_{к отл}}},$$

где I_p — установившийся ток в обмотке реле, откуда время трогания при отпуске

$$t_{тр} = T_{к отл} \ln \frac{I_p}{I_{отп}}. \quad (16.34)$$

Отметим, что изменения срабатывания и отпускания можно достигать также изменением времени движения путем соответствующих изменений массы подвижных частей реле, жесткости пружин, расстояний, на которые перемещаются подвижные части, и т. п.

Реле времени на десятки секунд и минуты осуществляют с помощью гидравлических тормозных устройств, часовых механизмов, комбинаций электромагнитных реле с электронными лампами и т. п. [1].

§ 16.6. Типы реле. Выбор реле по исходным данным

Электромагнитные реле являются одним из распространенных элементов многих систем автоматики и телемеханики. Отечественной промышленностью выпускается свыше 200 типов только реле постоянного тока. Причем один из типов (РПН) имеет около 800 модификаций, отличающихся сопротивлением и числом обмоток, числом и видом контактных групп, временными параметрами и т. п.

По величине потребляемой при срабатывании мощности реле можно подразделить на *высокочувствительные* (до 10 мВт) и *слаботочные нормальной чувствительности* (до 1—5 Вт).

По величине коммутируемой мощности различают реле малой мощности (до 50 Вт постоянного или 120 В · А переменного тока), про-

межтоточные (до 150 Вт постоянного или 500 В · А переменного тока) и силовые реле-контакты (500 Вт и выше).

К электромагнитным реле предъявляют разнообразные требования, которые не всегда удается удовлетворить в одной конструкции. Прежде всего задаются требования чувствительности и коммутируемой мощности. Часто реле должны иметь малые габариты, большое число переключаемых цепей (контактов), обладать большим сроком службы и достаточной надежностью работы в условиях вибрации, при резких колебаниях температуры и влажности, малым временем срабатывания и отпускания реле, а иногда и значительной выдержкой времени при срабатывании или отпускании. Кроме того, при одних и тех же коммутационных возможностях и неизменных н. с. последние должны получаться при самых разнообразных сочетаниях «ток — число витков», необходимых для согласования с предыдущими устройствами (например, реле, включенные в анодные цепи электронных ламп, должны иметь сопротивление обмоток несколько килоом, а с транзисторами — лишь десятки-сотни ом).

Разнообразием требований и объясняется большая номенклатура типов реле и их модификаций.

Ограничимся перечислением лишь наиболее распространенных типов реле, дав им общие характеристики [4.3].

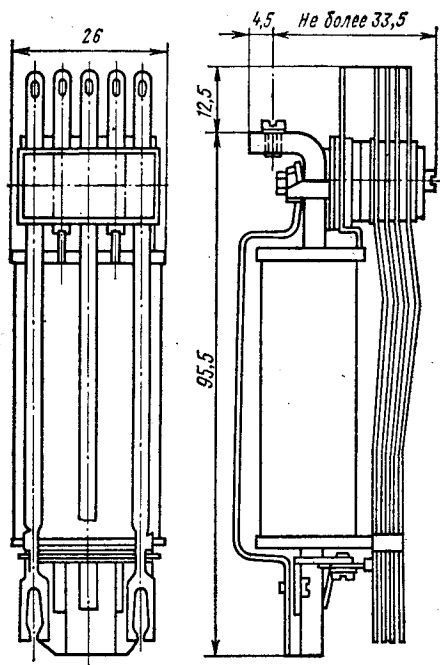


Рис. 16.14. Конструкция слаботочного реле РПН

Наибольшее распространение в аппаратуре автоматки, телемеханики и связи получило реле с плоским сердечником РПН (реле плоское нормальное). Магнитная система реле, выполненная по рис. 16.6, б, состоит из штампованного сердечника сечением $4 \times 10,5 \text{ мм}^2$ с обмоткой и плоского якоря сечением $1,8 \times 23 \text{ мм}^2$, огибающего обмотку. Относительно большая масса якоря (34 г) позволяет использовать это реле лишь в стационарных условиях, так как оно нормально работает только в вертикальном положении (для исключения веса якоря) и в условиях отсутствия сотрясений.

Контактная система реле РПН состоит из одной, двух или трех контактных групп; каждая группа может иметь от двух до шести контактных пружин с контактами. Концы контактных пружин раздвоены и снабжены серебряными контактами. Сдвоенные контакты обеспечивают повышенную надежность работы. Путем изменения набора штифтов, передающих усилие от якоря к контактным пружинам, достигают самого разнообразного сочетания размыкающих КР, замыкающих КЗ и переключающих КП контактов.

Замедленные реле РПН имеют на сердечнике под основной обмоткой

короткозамкнутую обмотку из провода диаметром 0,5 мм. Для изменения выдержки времени число витков этой обмотки может быть различным (два, четыре или шесть слоев провода). На конце сердечника таких замедленных реле сделаны отметки (соответственно K_1 , K_2 или K_3).

Данные обмотки (число витков, сопротивление, диаметр и марка провода) наряду с маркой завода и номером паспорта реле по каталогу выносят на этикетку катушки. Размеры и общий вид реле РПН показаны на рис. 16.14, а некоторые параметры в табл. 16.3.

Т а б л и ц а 16.3

Параметры реле	Тип реле				
	РПН, РКН	МКУ-48	КДР	РМУ	РЭС-10
Количество контактных групп	2—3	2	5	2	1
Количество коммутируемых цепей (максимальное)	6—8	4—8	15	4	1
Мощность срабатывания, Вт	0,1—0,8	0,5—5,6	1—5	0,6—0,7	0,2—0,3
Напряжение, подводимое к обмотке, В	До 60	До 220	До 220	27	6—27
Ток срабатывания, мА	1,3—750	4,5—200	12—650	8—32	6
Разрывная мощность постоянного тока, Вт	12	50	120	27	65
Максимальный длительный ток через контакты, А	0,2	5,0	3,0	1,0	2,0
Допустимое напряжение на контактах, В	60	220	220	27	32
Время срабатывания, мс	4—120	10—30	15—180	До 25	5
Время отпущения, мс	8—600	4—15	До 10 с	—	—
Масса, г	240—290	550	430—1 кг	70	7

Реле РПН имеет простую конструкцию, почти все детали его штампованные. Оно примерно в два раза дешевле маломощных реле других типов при одинаковых чувствительности и коммутационных возможностях. Реле РПН выпускают одно-, двух- и трехобмоточными, а для использования в цепях переменного тока — с селеновым выпрямителем РПСВ.

Другим распространенным типом реле является реле с круглым точеным сердечником РКН (реле круглое нормальное). Реле, выполненное по схеме рис. 16.6, а, имеет значительно меньшую массу якоря и большую жесткость возвратной пружины, чем РПН, что позволяет применять его на подвижных объектах при вибрации мест крепления с частотой 30 Гц и ускорениях до 1,8g.

Контактная система реле РКН состоит из одной или двух контактных групп; каждая группа может иметь до девяти контактных пружин и аналогична плоскому реле.

Замедление реле РКН осуществляется массивными медными втулками различной длины, помещенными на сердечниках. Для регулировки постоянной времени T_k от якоря снабжают регулируемым штифтом отлипания в виде винта. Габариты реле РКН: $95 \times 56,6 \times 25 \times 25,6$ мм³. Некоторые параметры реле РКН приведены в табл. 16.3.

Реле РКН имеет ряд модификаций. Модификация РКМ-1 (реле круглое малогабаритное) предназначена для работы реле в переносной и подвижной аппаратуре автоматики. По конструкции оно похоже на реле РКН, но отличается меньшими габаритами ($75 \times 37 \times 22$ мм³). Реле РКН и РКМ-1 могут работать в условиях колебаний температуры $\pm 40^\circ\text{C}$ и относительной влажности до 98% при 20°C .

Реле РКМП предназначено для эксплуатации в передвижных установках в условиях колебаний температуры $-60 \div +70^\circ\text{C}$, повышенной влажности

воздуха до 98% при температуре 15—40°C, вибрации мест крепления с частотой 20—70 Гц при ускорениях 5g при центробежных ускорениях до 10g и атмосферном давлении до 150 мм рт. ст. Реле выдерживает ударную тряску с ускорением до 75g (2000 ударов).

Реле РПН и РКН представляют собой многоконтактные реле с достаточной чувствительностью (мощность срабатывания до 1 Вт), но с относительно небольшой мощностью переключаемых цепей (до 12 Вт постоянного тока).

Для переключения цепей большей мощности при работе в стационарных условиях служат реле МКУ-48 (многоконтактное унифицированное). Реле предназначены для работы при температуре окружающей среды 10—35°C и относительной влажности воздуха 60—70%, но могут работать и в более тяжелых условиях. Обмотка реле может питаться от сети как постоянного, так и переменного тока напряжением 12, 24, 36, 60, 110, 127, 220 и 380 В. Потребляемая катушкой мощность не более 3 Вт на постоянном и не более 7,5 В · А на переменном токе. Разрывная мощность контактов этих реле в цепях постоянного тока 50 Вт, а в цепях переменного тока 500 В · А.

Модификация реле МКУ-48С рассчитана на работу при температуре среды до 50°C и повышенном напряжении (до 110% от номинального напряжения сети). Реле выпускают с различными наборами контактов (КР, КЗ, КП), допускающими коммутацию 4—8 цепей. Реле МКУ-48 изготавливают в пластмассовом корпусе с габаритами 129 × 113 × 54,5 мм³.

Другим типом реле повышенной мощности являются реле КДР (кодовые диспетчерские реле), получившие свое название от устройства железнодорожной диспетчерской централизации, в которых они впервые были применены. Реле КДР также относится к разряду стационарных. По сравнению с реле РПН, РКН и МКУ они имеют большее число контактных групп (до 5) и могут одновременно коммутировать до 15 цепей с разрывной мощностью до 120 Вт постоянного тока. По конструкции реле КДР напоминает РКН, но несколько больше его по габаритам (115 × 75 × 54). Мощность срабатывания КДР также увеличена и достигает 5 Вт (см. табл. 16.3, где приведен ряд параметров реле).

Кодовые реле имеют ряд модификаций. В модификации КМР за счет массивных медных втулок и более совершенной магнитной системы достигается замедление при отпускании до 7—10 с. Модификация КДРМБ имеет магнитную блокировку, при которой якорь остается в замкнутом состоянии за счет остаточного магнетизма сердечника после отключения тока в обмотке. Для этого сердечник выполнен из хромистой стали. Отпускание якоря происходит при подаче на реле импульса обратной полярности.

Модификация КДРТР предназначена для работы во влажном тропическом климате. С этой целью в реле используют такие материалы, как стеклоткань, провод в изоляции винифлекс ПЭВ, негорючие полихлорвиниловые трубки, изоляционные кремнийорганические лаки, латунный крепеж вместо железного и т. п. Модификация КДРШ выполнена со штепсельным включением реле в схему, позволяющим быстро заменять его, не прибегая в пайке.

Для применения в аппаратуре подвижных объектов создан ряд малогабаритных реле, которые не теряют работоспособности при колебаниях температуры $-60 \div +85^\circ\text{C}$ (РМУ, РЭС-6, РСМ), в условиях относительной влажности до 98%, атмосферного давления до 15 мм рт. ст. (РМУ, РМУГ), вибрации мест крепления с частотой 16—300 Гц при ускорении до 10g, центробежных ускорениях до 25g. Реле выпускают в герметичном исполнении (РМУГ) с запайкой трубки внутреннего объема.

Одно из наиболее миниатюрных реле с одним переключающим контактом РЭС10 имеет габариты (рис. 16.15) 19 × 16 × 10,6 мм³ и массу всего 7 г. Реле заключено в алюминиевый чехол и залито со стороны основания специальной смолой. При таких размерах мощ-

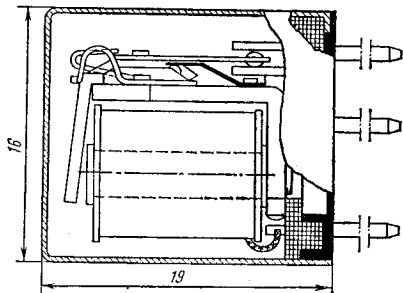


Рис. 16.15. Конструкция миниатюрного реле РЭС10

ность срабатывания РЭС10 не превышает 0,34 Вт, а разрывная мощность доведена до 60—75 Вт. Реле рассчитано на работу при температуре окружающей среды $-60 \div +125^\circ\text{C}$, условиях вибрации 10—150 Гц, центробежных ускорениях до 80g и атмосферном давлении до 55 мм рт. ст. Реле выдерживает 1000 ударов с ускорением 100 g.

В каталогах марки реле обычно расположены в порядке сопротивления обмоток и сгруппированы по модификациям (нормальные реле, замедленные реле, напряжение питания и т. п.) внутри различных типов, что облегчает их выбор по исходным данным (сопротивление обмоток, ток срабатывания, а также необходимое число и вид контактных групп).

Глава 17. Электромеханические элементы систем управления и другие типы реле

§ 17.1. Тяговые электромагниты

В ряде случаев исполнительное устройство систем автоматики должно перемещаться на расстояние порядка нескольких миллиметров с

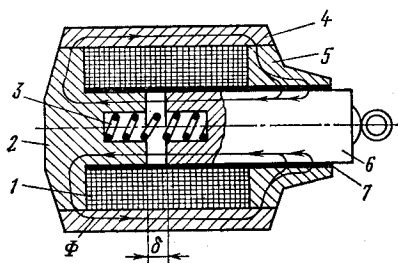


Рис. 17.1. Электромагнит броневое типа

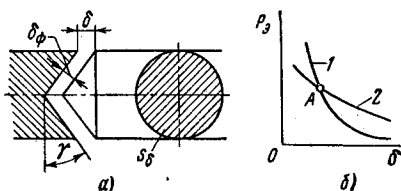


Рис. 17.2. Конический якорь (а) и сравнение тяговых характеристик (б) электромагнитов с плоским (1) и коническим (2) якорем

усилием в несколько десятков ньютонов. К таким устройствам относятся различные клапаны, защелки, мощные выключатели (контакты). Для привода подобных устройств вместо громоздких и дорогих электродвигателей с редукторами успешно применяют тяговые электромагниты.

В отличие от магнитных систем реле электромагниты чаще выполняют броневое типа (рис. 17.1). Обмотка 1, как броней, защищена корпусом 4, который служит одновременно ярмом электромагнита. Конструкция электромагнита выполнена так, чтобы сечение магнитопровода по всей длине магнитной линии оставалось приблизительно постоянным. Якорь 6 электромагнита для уменьшения трения и предотвращения залипания перемещается внутри тонкостенной латунной трубки 7. Для снижения н. с. паразитного воздушного (немагнитного) зазора, равного толщине трубки 7, передняя крышка электро-

магнита имеет «воротничок» 5. Увеличенная площадь «воротничка» позволяет магнитному потоку пройти паразитный зазор со значительно меньшей индукцией, чем в остальной части магнитопровода, и, следовательно, с малой потерей н. с. обмотки.

В нормальном (обесточенном) состоянии якорь 6 отводится возвратной пружиной 3 в крайнее правое положение. При достижении тока значения $I_{сраб}$ якорь притягивается к сердечнику 2, приводя в движение связанное с ним устройство.

Электромагнитное усилие определяется выражениями (16.12) или (16.13), тяговая характеристика имеет вид рис. 16.4, г. Рассчитывать ее удобно методом Б. С. Сотскова (см. § 16.2). Рассеяние можно учесть по выражению (16.20), где магнитная проводимость определяется для формы магнитопровода, приведенной в [1].

Однако плоский якорь, как на рис. 17.1, дает тяговую характеристику, слишком круто идущую вверх. Для «выравнивания» характеристики применяют конический якорь.

Проводимость воздушного зазора G_δ в электромагните с коническим якорем (рис. 17.2, а) определяется фактическим воздушным зазором

$$\delta_\phi = \delta \cos \gamma \quad (17.1)$$

и фактическим сечением, равным боковой поверхности конуса:

$$s_{\delta\phi} = s_\delta / \cos \gamma. \quad (17.2)$$

Из (17.1) и (17.2) следует:

$$G_\delta = \frac{s_{\delta\phi}}{\delta_\phi} \mu_0 = \frac{s_\delta}{\delta \cos^2 \gamma} \mu_0. \quad (17.3)$$

Подставляя производную $dG_\delta/d\delta$ в (16.10), получаем

$$P_{\text{э.кон}} = \frac{(I\omega)_\delta^2 \mu_0}{2 \cos^2 \gamma} \frac{s_\delta}{\delta^2}. \quad (17.4)$$

Из сравнения равенства (17.4) с выражением для усилия при плоском якоре (16.12) очевидно, что

$$P_{\text{э.кон}} = P_\delta / \cos^2 \gamma. \quad (17.5)$$

Казалось бы, судя по (17.5), что при одинаковых сечениях s_δ и зазорах δ , измеренных вдоль оси, тяговая характеристика конического якоря должна идти выше, чем плоского, так как $\cos^2 \gamma < 1$. Однако это наблюдается лишь при относительно больших зазорах (рис. 17.2, б), когда магнитная система далека от насыщения. При малых зазорах (левее точки А) система насыщается, причем у конусного якоря более сильно вследствие меньшего общего сопротивления магнитной цепи за счет уменьшенного фактического сопротивления зазора. Поэтому у конического якоря часть н. с. обмотки, приходящая на зазор $(I\omega)_\delta$, уменьшается скорее, чем у плоского, и тяговая характеристика конического якоря 2 в области малых зазоров проходит ниже характеристики плоского якоря 1.

Время срабатывания электромагнитов, как правило, от 20 до 100 мс и может быть изменено способами, изложенными в § 16.5.

Методы расчета обмоток электромагнитов аналогичны методам расчета обмоток реле.

§ 17.2. Особенности реле переменного тока

В системах автоматики, где основным источником энергии является сеть переменного тока, целесообразно применение реле, обмотки которых рассчитаны на питание переменным током.

Из выражения для электромагнитного усилия (16.10), зависящего от квадрата тока, следует, что *тяговое усилие не зависит от направления тока*, а значит, в оба полупериода усилие направлено в сторону уменьшения зазора. Среднее значение этого усилия пропорционально квадрату действующего значения тока, протекающего по обмотке.

Работа реле переменного тока имеет ряд особенностей, обусловивших его конструкцию.

Первая особенность заключается в том, что в стали магнитопровода проходит переменный поток и создаются потери на вихревые токи и гистерезис. Для снижения этих потерь магнитопровод набирают из листовой электротехнической стали подобно трансформаторам. Величину потерь в стали (Вт) определяют по известной формуле

$$P_{ст} = pf^{1.3} B_m^2 G_{ст},$$

где B_m — амплитудное значение индукции, Тл; $G_{ст}$ — масса магнитопровода, кг; p — удельные потери в стали данной марки и толщины при $B_m = 1$ Тл и соответствующей частоте f , Вт/кг.

Вторая особенность реле переменного тока заключается в зависимости тяговых характеристик от способа включения обмотки.

Если обмотку реле включают последовательно с каким-либо аппаратом или балластным активным сопротивлением, определяющим ток в обмотке, то можно считать, что при любом значении воздушного зазора ток в обмотке останется неизменным. Подставляя действующее значение тока в выражение (16.12) при плоском зазоре, получаем для тяговой характеристики такое же выражение, как для реле постоянного тока:

$$P_{з. ср} = \frac{(Iw)^2 \mu_0}{2} \frac{s_\delta}{\delta^2}. \quad (17.6)$$

Однако чаще встречается случай, когда обмотку включают непосредственно под неизменное напряжение сети. Тогда

$$I = \frac{U}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} \approx \frac{U}{\omega L}, \quad (17.7)$$

где L — индуктивность обмотки реле, так как активное сопротивление R обмотки значительно меньше ее индуктивного сопротивления.

Если сталь далека от насыщения, то можно считать, что магнитное сопротивление магнитопровода равно сопротивлению зазора. В этом случае индуктивность обмотки можно считать обратно пропорциональной величине зазора:

$$L = \frac{w^2}{R_m} \approx \frac{w^2 s_\delta \mu_0}{\delta}, \quad (17.8)$$

а ток в обмотке [если подставить (17.8) в (17.7)] — пропорциональным зазору:

$$I \approx \frac{U}{\omega w^2 s_\delta \mu_0} \delta. \quad (17.9)$$

Подставив в выражение (17.6) значение тока из (17.9), устанавливаем, что электромагнитное усилие реле переменного тока остается постоянным, не зависящим от зазора, если его обмотка включена под неизменное напряжение сети:

$$\begin{aligned} P_s &= \left(\frac{U}{\omega w^2 s_\delta \mu_0} \delta \right)^2 \frac{w^2 \mu_0}{2} \frac{s_\delta}{\delta^2} = \\ &= \frac{U^2}{2\omega^2 w^2 s_\delta \mu_0} = \text{const.} \end{aligned}$$

Это надо учитывать при использовании реле в схемах.

В действительности усилие несколько возрастает с уменьшением зазора, но не в такой степени, как это происходит у реле, работающего в режиме $I = \text{const}$ (рис. 17.3, а). Отличие зависимости $P_s(\delta)$ от теоретической $P_s = \text{const}$ объясняется снижением падений напряжения в активном сопротивлении IR и индуктивном сопротивлении рассеяния $jIX_{\text{рас}}$ по мере уменьшения тока в обмотке, что приводит к некоторому росту э. д. с. E , потока Φ , а следовательно, и электромагнитного усилия по мере уменьшения зазора (ср. рис. 17.3, б и в).

Третья особенность реле переменного тока состоит в вибрации якоря при работе. Пусть реле питается переменным током

$$i = I_m \sin \omega t. \quad (17.10)$$

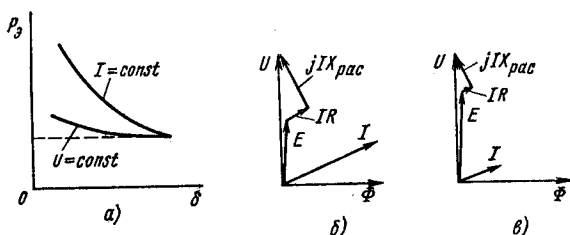


Рис. 17.3. Тяговые характеристики реле переменного тока (а) и векторные диаграммы при большом (б) и малом (в) воздушных зазорах

Если квадрат равенства (17.10)

$$i^2 = I_m^2 \sin^2 \omega t = \frac{I_m^2}{2} (1 - \cos 2\omega t) = I^2 (1 - \cos 2\omega t),$$

где I — действующее значение тока в обмотке, подставить в выражение (16.12) и учесть (17.6), то электромагнитное усилие будет состоять из постоянной составляющей и переменной, меняющейся с двойной частотой:

$$P_{\text{э}} = P_{\text{э, ср}} (1 - \cos 2\omega t). \quad (17.11)$$

При переходе значения тока через нуль усилие также обращается в нуль. Это вызывает дрожание якоря, которое быстро истирает ось.

Для устранения вибраций в магнитной системе необходимы два потока, сдвинутых во времени. Это можно достигнуть в двухобмоточных реле, если с помощью внешних индуктивности и емкости (рис. 17.4, а) создать сдвиг фаз во времени между токами I_1 и I_2 , равный $\pi/2$. Тогда

$$P_{\text{э}} = P_{\text{э1}} + P_{\text{э2}} = P_{\text{эм1}} \sin^2 \omega t + P_{\text{эм2}} \sin^2 \times \\ \times \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right) = P_{\text{эм1}} \sin^2 \omega t + P_{\text{эм2}} \cos^2 \omega t.$$

Если $P_{\text{эм1}} = P_{\text{эм2}} = P_{\text{эм}}$, то суммарное электромагнитное усилие, притягивающее якорь, не изменяется во времени (рис. 17.4, б):

$$P_{\text{эз}} = P_{\text{эм}} (\sin^2 \omega t + \cos^2 \omega t) = P_{\text{эм}} = \text{const.}$$

Другим способом уменьшения вибраций является расщепление потока с помощью короткозамкнутого витка, охватывающего одну из половинок пропиленного сердечника (рис. 17.4, в).

Работу схемы можно объяснить на векторной диаграмме (рис. 17.4, г). Короткозамкнутый виток подобен вторичной обмотке трансформатора, образованного на потоке Φ_B . В обмотке реле, вы-

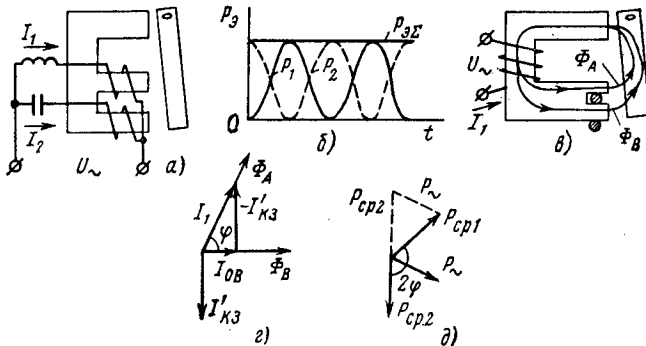


Рис. 17.4. Методы снижения вибрации якоря в реле переменного тока

полюющей роль первичной обмотки трансформатора, будет протекать ток I_1 , равный, как обычно, сумме намагничивающего тока I_{0B} и тока в короткозамкнутом витке I'_k , приведенного к первичной цепи и принятого находящимся в фазе с э. д. с. в витке. Однако кроме потока Φ_B обмотка реле создает поток Φ_A , который является потоком обычной катушки со сталью и, значит, находится почти в фазе с током этой катушки, т. е. с током I_1 обмотки реле.

Таким образом, между потоками Φ_A и Φ_B возникает сдвиг фаз и одновременно оба потока в нуль не обращаются, а значит, в любой момент времени существует усилие, удерживающее якорь от вибрации.

Каждое из усилий изменяется во времени согласно (17.11):

$$P_1 = P_{cp1} (1 - \cos 2\omega t);$$

$$P_2 = P_{cp2} [1 - \cos 2(\omega t - \varphi)] = P_{cp2} [1 - \cos (2\omega t - 2\varphi)];$$

откуда постоянная составляющая суммарного усилия

$$P_{\sim} = P_{cp1} + P_{cp2};$$

а амплитуда переменной составляющей на основании теоремы косинусов (см. пунктирный треугольник на рис. 17.4, б)

$$P_{\sim} = \sqrt{P_{cp1}^2 + P_{cp2}^2 + 2P_{cp1}P_{cp2}\cos(\pi - 2\varphi)} = \\ = \sqrt{P_{cp1}^2 + P_{cp2}^2 + 2P_{cp1}P_{cp2}\cos 2\varphi}.$$

В существующих конструкциях $\varphi = 60^\circ$ и при равенстве $P_{cp1} \approx P_{cp2}$ это означает, что $P_{\sim} = P/2$, т. е. усилие никогда не становится меньше половины постоянной составляющей.

§ 17.3. Поляризованные реле и электромеханические преобразователи

Рассмотренные в гл. 16, а также в § 17.1 и 17.2 реле нечувствительны к направлению тока в обмотке и в этом смысле аналогичны непереворачиваемым магнитным усилителям. Такие реле называют нейтральными.

Как уже отмечалось, часто требуется, чтобы элементы автоматики реагировали не только на величину, но и на знак тока на входе. В электромагнитных реле тоже можно осуществить чувствительность к полярности тока в обмотке. Такие реле называют поляризованными. Поляризация их осуществляется постоянными магнитами.

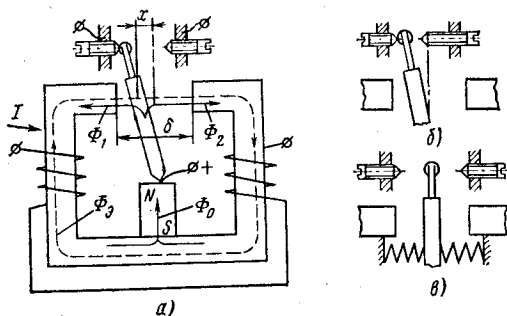


Рис. 17.5. Поляризованное реле:

а — двухпозиционное; б — двухпозиционное с преобразованием к одному из контактов; в — трехпозиционное

По магнитопроводу поляризованного реле (рис. 17.5, а) могут протекать поток Φ_1 от обмоток, обтекаемых электрическим током, и поток Φ_0 от постоянного магнита. Якорь перемещается в зазоре в зависимости от суммарного действия этих потоков.

Предположим сначала, что тока в обмотках нет, а якорь находится в строго вертикальном положении. В этом случае поток постоянного магнита Φ_0 делится пополам:

$$\Phi_1 = \Phi_2 = \Phi_0/2$$

и усилия согласно выражению (16.13), тянущие якорь влево и вправо, одинаковы:

$$P_{\text{лев}} = P_{\text{прав}} = 4 \cdot 10^5 (\Phi_0/2)^2 \frac{1}{s_\delta} = 10^5 \frac{\Phi_0^2}{s_\delta}.$$

Однако такое равновесие неустойчиво. Достаточно якорю немного отклониться от нейтрального положения, например влево, как изменятся воздушные зазоры, определяющие сопротивление левого и правого контуров магнитопровода, и потоки станут соответственно равными:

$$\Phi_1 = \Phi_0/2 + \Delta\Phi \text{ и } \Phi_2 = \Phi_0/2 - \Delta\Phi. \quad (17.12)$$

Левое усилие возрастет, правое уменьшится и появится результирующее усилие

$$P_0 = P_{\text{лев}} - P_{\text{прав}} = \frac{4 \cdot 10^5}{s_\delta} \left[\left(\frac{\Phi_0}{2} + \Delta\Phi \right)^2 - \left(\frac{\Phi_0}{2} - \Delta\Phi \right)^2 \right] = 4 \cdot 10^5 \frac{2\Phi_0\Delta\Phi}{s_\delta}. \quad (17.13)$$

Выразим это усилие через перемещение якоря x . Пренебрегая сопротивлением стальных участков магнитопровода по сравнению с воздушными зазорами и приняв зазоры между якорем и полусными наконечниками плоскими, можно считать:

$$R_1 = \frac{\frac{\delta}{2} - x}{\mu_0 s_\delta}; \quad R_2 = \frac{\frac{\delta}{2} + x}{\mu_0 s_\delta} \text{ и } \Sigma R = R_1 + R_2 = \frac{\delta}{\mu_0 s_\delta}. \quad (17.14)$$

Так как н. с. постоянного магнита одинакова для обоих контуров, то

$$\Phi_1/\Phi_2 = R_2/R_1; \quad \Phi_0 = \Phi_1 + \Phi_2. \quad (17.15)$$

Из пропорций $\Phi_0/\Phi_1 = \Sigma R/R_2$ и $\Phi_0/\Phi_2 = \Sigma R/R_1$ получим

$$\Phi_1 = \Phi_0 \frac{\frac{\delta}{2} + x}{\delta} \text{ и } \Phi_2 = \Phi_0 \frac{\frac{\delta}{2} - x}{\delta}. \quad (17.16)$$

Подставляя (17.16) в выражение для $\Delta\Phi$, из (17.12) получаем равенство

$$\Delta\Phi = \frac{\Phi_1 - \Phi_2}{2} = \Phi_0 \frac{x}{\delta},$$

с учетом которого выражение (17.13) примет вид

$$P_0 = 4 \cdot 10^5 \frac{2\Phi_0^2}{s_\delta \delta} x. \quad (17.17)$$

Это усилие определяет контактное давление, а следовательно, и допустимый ток, который могут пропускать контакты при обесточенной обмотке реле, не перегреваясь.

Если в обмотки подать ток $I_{\text{сраб}}$ такой величины, чтобы $\Phi_3 = \Delta\Phi$, то при небольшом дальнейшем возрастании тока якорь перебросятся в правое положение, так как правое усилие станет больше левого. При этом потоки до момента переброски равны

$$\Phi_{\text{лев}} = \frac{\Phi_0}{2} + \Delta\Phi - \Phi_3 \text{ и } \Phi_{\text{прав}} = \frac{\Phi_0}{2} - \Delta\Phi + \Phi_3.$$

После переброски $\Delta\Phi$ изменит знак, и если $\Phi_3 = \Delta\Phi$, то потоки станут равными

$$\Phi_{\text{лев}} = \frac{\Phi_0}{2} - 2\Delta\Phi \text{ и } \Phi_{\text{прав}} = \frac{\Phi_0}{2} + 2\Delta\Phi. \quad (17.18)$$

В правом положении при протекании тока $I_{\text{сраб}}$ с учетом (17.18) суммарное усилие от потоков Φ_0 и Φ_3 , действующее на якорь,

$$\begin{aligned} P_{03} &= 4 \cdot 10^5 \frac{\Phi_{\text{прав}}^2 - \Phi_{\text{лев}}^2}{s_\delta} = 4 \cdot 10^5 \frac{4\Phi_0\Delta\Phi}{s_\delta} = \\ &= 4 \cdot 10^5 \frac{4\Phi_0^2}{s_\delta \delta} x, \end{aligned} \quad (17.19)$$

т. е. окажется вдвое больше, чем P_0 (17.17).

Таким образом, поток постоянного магнита выполняет в поляризованном реле роль противодействующей пружины до тех пор, пока ток не достигнет тока срабатывания $I_{\text{сраб}}$. После же перехода якоря за нейтраль перераспределяющийся поток Φ_0 создает дополнительное усилие, способствующее перемещению якоря. Этим в какой-то мере объясняется короткое время срабатывания поляризованных реле, не превышающее нескольких миллисекунд. Кроме того, дополнительное усилие, сжимая контакты, позволяет довести коэффициент η до значения, т. е. отношение мощности, пропускаемой контактами, к мощности срабатывания в обмотке до 5000, чего не допускает ни одно нейтральное реле.

Намагничивающую силу срабатывания можно определить из условия равенства потоков $\Delta\Phi = \Phi_3$:

$$\Phi_0 \frac{x}{\delta} = \frac{F_{\text{сраб}}}{\delta} s_\delta \mu_0;$$

$$F_{\text{ср.аб}} = \frac{\Phi_0}{s_{\delta} \mu_0} x. \quad (17.20)$$

Сравнение выражений (17.20) и (17.17) показывает, что требования высокой чувствительности (снижение $F_{\text{ср.аб}}$) и большого допустимого тока через контакты (увеличение P_0) противоречивы, так как обе величины пропорциональны x , а следовательно, и максимальному отклонению якоря от нейтрали. Это отклонение регулируется перемещением контактных винтов (рис. 17.5, а) и обычно составляет 0,05—0,1 мм.

Поляризованные реле выпускают трех видов настройки.

Реле на рис. 17.5, а является *двухпозиционным*. Его якорь в зависимости от полярности тока в обмотке переходит в одно из двух крайних положений и остается там после прекращения тока в обмотке.

Если один из контактных винтов выдвинут за нейтраль, реле является *двухпозиционным с преобладанием* к одному из контактов. В обесточенном состоянии реле (рис. 17.5, б) якорь всегда прижат к левому контакту и перебрасывается вправо лишь на время протекания в обмотке тока соответствующей полярности.

При достаточной жесткости пружины, на которой подвешен якорь, усилие P_0 оказывается не в состоянии удержать его в крайних положениях, преодолевая действие пружины, и при отсутствии тока в обмотке якорь занимает нейтральное положение. При подаче тока в обмотку контакт на якоре замыкается с левым или правым контактом (в зависимости от полярности тока) и возвращается на нейтраль после прекращения тока в обмотке. Такое реле называют *трехпозиционным* (рис. 17.5, в).

Отечественная промышленность выпускает различные типы поляризованных реле, из которых наиболее распространены РП и РПБ (реле поляризованное бескерамическое), оба типа трех видов настройки: РП-4—двухпозиционное, РП-5 — трехпозиционное, РП-7—двухпозиционное с преобладанием. Реле имеет от одной до шести независимых обмоток. В табл. 17.1 [4.3] даны некоторые параметры поляризованных реле.

Таблица 17.1

Параметры реле	Тип реле				
	РП-4	РП-5	РП-7	ГРМ	ППР-3
Мощность срабатывания, мВт	0,01—0,16	0,006—0,04	0,16—1,0	7—9	44—120
Н. с. срабатывания, А	1—4	1—4	4—10	18—28	80
Время срабатывания, мс	25—4,5	7—13	3—5	3—4	—
Наибольшая частота включений, Гц	200	200	100	100	—
Максимальный длительный ток через контакты, А	0,2	0,2	0,2	1,0	5,0
Допустимое напряжение на контактах, В	24	24	24	120	200
Масса, г	160	160	160	250	3650

Как указывалось в гл. 6, одним из методов усиления малых постоянных токов и напряжений в вычислительной и измерительной аналоговой технике является предварительное их преобразование в переменное напряжение (модуляция) с последующим усилением и выпрямлением. Этот метод преобразования можно осуществить, например, прерыванием сигнала постоянного тока с помощью вибрирующих контактов. В качестве таких вибропреобразователей (вibrаторов) применяют поляризованные реле благодаря их небольшому времени срабатывания.

При питании обмотки реле переменным током якорь перебрасывается каждые полпериода, прерывая сигнал, поданный на подвижный и один из неподвижных контактов.

Качество модуляторов определяется величиной помех, которые зависят от термо-э. д. с., вызванной нагревом контактных точек, от контактной разности потенциалов, вызванной сопротивлением разнородных материалов, от чистоты контактов и их дребезга. Движение якоря во внешнем электростатическом поле также может вызвать паразитные э. д. с.

Тщательное изготовление вибраторов, экранировка и подбор материалов для контактов позволяет снизить величину помех до долей и единиц микровольта.

Расстояние между контактами у вибраторов регулируется до 8—10 мкм, контактные пружины делают мягкими, контакты выполняют из золота или его сплавов, что обеспечивает малые термо-э. д. с. и контактные разности потенциалов.

Промышленность выпускает также вибратор ВП, обмотка которого питается переменным током 50 Гц напряжением 6 В. Вибратор имеет цилиндрический металлический кожух и цоколь с выводами, аналогичный цоколю радиолампы. Габариты вибратора 50 × 100 мм². Имеются вибраторы, обмотка которых питается от сети частотой 400 Гц.

Поляризованные электромеханические преобразователи (рис. 17.6, а) широко используются в электрогидравлических и электропневматических системах управления промышленными установками и летательными аппаратами благодаря высокой чувствительности, быстродействию, большой выходной мощности и значительному ресурсу работы в широком диапазоне давлений и температур.

Электромеханический преобразователь состоит из магнитопровода 1, поляризованного постоянными магнитами 2, поворотного якоря 3 и двух обмоток 4, создающих противоположно направленные н. с. Якорь удерживается в нейтральном положении пружинами 5 при равенстве токов I_1 и I_2 и поворачивается на угол, про-

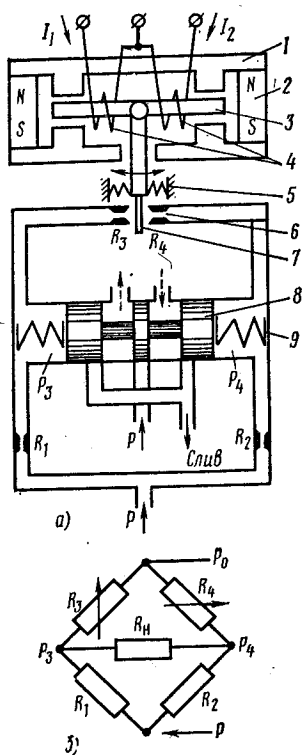


Рис. 17.6. Принципиальная схема гидропнеумоусилителя с электромеханическим преобразователем

порциональный разности этих токов, по часовой стрелке или против нее в зависимости от знака разности токов.

Гидравлическую часть устройства можно представить в виде гидравлического моста (рис. 17.6, б), в котором R_1 и R_2 — постоянные, R_3 и R_4 — переменные гидравлические сопротивления узлов «сопло (6) — заслонка (7)», а нагрузкой является золотник 8, удерживаемый в нейтральном положении пружинами 9, p — давление подводимой гидрожидкости, p_0 — атмосферное давление.

Если $I_1 > I_2$, якорь и жестко связанная с ним заслонка повернутся по часовой стрелке, сопротивление R_3 возрастет, а сопротивление R_4 уменьшится. Возникший разбаланс моста приведет к увеличению давления p_3 и снижению давления p_4 . Под действием этой разности давлений золотник переместится вправо, сжимая правую пружину 9. В результате приоткроются отверстия, перекрываемые золотником в нейтральном состоянии, и гидрожидкость (или сжатый газ в пневмосистеме) будет подаваться к исполнительному устройству так, как показывают пунктирные стрелки. При возрастании разности токов перемещение золотника будет ббльшим и подача гидрожидкости к исполнительному устройству увеличится.

Если $I_1 < I_2$, то направление подачи гидрожидкости к исполнительному устройству будет противоположным, что обеспечивает его реверс.

Для различных систем управления выпускаются пять унифицированных типов электрогидравлических усилителей, которые обеспечивают максимальную производительность от 1,5 до 90 л/мин, соответствующую максимальным токам управления 14 мА (при сопротивлении обмоток управления 600 Ом) или 28 мА (при 300 Ом).

§ 17.4. Электромагнитные муфты

Электромагнитные муфты применяют в системах автоматики для электрического управления передачей вращения от одного вала к другому. По характеру передачи вращающего момента электромагнитные муфты можно подразделить на *фрикционные*, где момент передается за счет механического трения, и *порошковые*, где момент передается за счет сил магнитного притяжения крупинок электромагнитного порошка.

Рассмотрим коротко работу этих муфт. (Конденсаторные, гистерезисные и индукционные муфты скольжения здесь не рассмотрены).

Во ф р и к ц и о н н ы х м у ф т а х небольшой мощности (рис. 17.7, а) сила трения развивается на стыке соприкасающихся половинок муфты, одна из которых 1 может перемещаться вдоль ведомого вала 2 на скользящей шпонке, а другая 3 неподвижно укреплена на ведущем валу 4.

Половины муфты, одна из которых служит сердечником, а другая — якорем, прижимаются друг к другу при включении тока в обмотку муфты 5. В конструктивной схеме рис. 17.7, а корпус и обмотка неподвижны. Подобно электромагнитам, соприкасающиеся поверхности половинок муфты 1 и 3 могут быть конусными.

Вращающий момент, передаваемый такой муфтой,

$$M = P k_T \frac{D_{\text{ср}}}{2}, \quad (17.21)$$

где сила, сжимающая половинки муфты,

$$P = p\pi (R_{\text{н}}^2 - R_{\text{вн}}^2). \quad (17.22)$$

Подставив выражение (17.22) в (17.21) и учтя, что $D_{\text{ср}} = R_{\text{вн}} + R_{\text{н}}$, получим

$$M = \frac{\pi}{2} p k_T (R_{\text{н}} + R_{\text{вн}}) (R_{\text{н}}^2 - R_{\text{вн}}^2). \quad (17.23)$$

Допустимое усилие зависит от материала трущихся поверхностей: для стали оно равно $p = 40 \div 60 \text{ Н/см}^2$, для феррадо $p = 20 \div 25 \text{ Н/см}^2$, для тонких стальных дисков $p = 28 \div 42 \text{ Н/см}^2$. Коэффициент трения определяется материалом и смазкой: для стали $k_T = 0,08$; для феррадо $k_T = 0,3$; для чугуна $k_T = 0,1 \div 0,15$.

В табл. 17.2 приведены основные параметры фрикционных электромагнитных муфт постоянного тока, предназначенных для сцепления и расцепления валов в устройствах автоматического управления. Муфты выпускают в двух вариантах для питания напряжением 27 и 110 В с торможением МЭТ и без торможения МЭС ведомого вала.

Таблица 17.2

Параметры	Тип муфты					
	МЭТ100	МЭТ250	МЭТ400	МЭТ600	МЭТ1000	МЭТ1600
Номинальный крутящий момент, г·дм	100	250	400	630	1000	1600
Крутящий момент холостого хода, г·дм	2	2	3	5	7	9
Сопrotивление обмотки, Ом:						
для 27 В	190	110	110	76	60	45
для 110 В	4000	2300	1800	1200	1200	900
Максимальная потребляемая мощность, Вт	5,1	7,0	8,2	13,0	15,0	21,5
Время включения, мс	20	20	40	30	30	30
Время отключения, мс	15	12	30	30	25	15
Масса муфты, кг	0,162	0,325	0,445	0,575	0,860	1,100
Габаритные размеры, мм:						
диаметр	33	39	44	45	55	62
длина	67	85	96	99,5	112	123

Для мощных фрикционных муфт применяют конструкцию со стальными дисками I (рис. 17.7, б), которые имеют некоторую свободу

перемещения вдоль оси в пазах ведущего вала 2 и корпуса 3 ведомой части муфты.

При подаче тока в обмотку 5 якорь 4 сжимает диски и сила трения, развиваемая на их поверхности, передает вращающий момент. Обмотка муфты этого типа вращается, и для подвода тока необходимы контактные кольца.

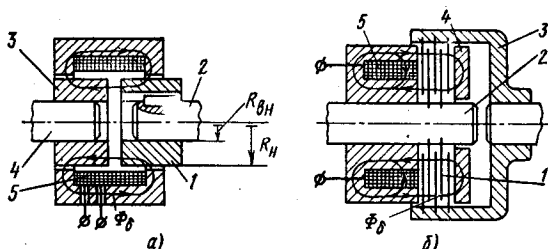


Рис. 17.7. Схемы конструкций фрикционных муфт

Вращающий момент в муфте этого вида

$$M = Pk_T \frac{D_{cp}}{2} (n-1),$$

где D_{cp} — средний диаметр дисков; n — число дисков.

Электротехнический расчет фрикционных муфт в общих чертах аналогичен расчету тяговых электромагнитов. Удельное усилие p (Н/м^2) определяется значением индукции в зазоре:

$$p = 4 \cdot 10^5 B_{\delta}^2.$$

Намагничивающая сила зазора (А)

$$F_{\delta} = \frac{10^7}{4\pi} B_{\delta} \delta, \quad (17.24)$$

где B_{δ} выражена в Тл; δ — в м.

По индукции в зазоре можно определить индукции в остальных частях магнитопровода с учетом коэффициента рассеяния и н. с. этих частей. Суммарное значение н. с. берут в основу расчета обмотки.

Порошковая муфта в простейшем случае состоит из двух дисков 1 и 2 (рис. 17.8, а) или цилиндра 1 и стакана 2 (рис. 17.8, б), в зазоре между которыми с помощью обмотки 3 создается магнитное поле.

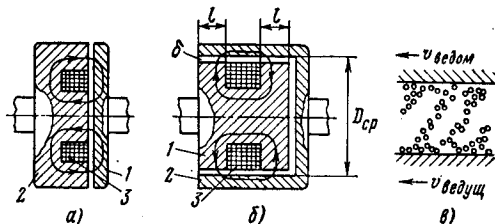


Рис. 17.8. Схемы конструкций порошковых муфт

Если зазор образован гладкими поверхностями и не заполнен ферромагнитным веществом, линии магнитного поля обмотки направлены перпендикулярно этим поверхностям и тангенциальных составляющих не имеют.

При заполнении зазора смесью порошка железа (размер зерен 2—8 мкм) и смазывающего вещества (тальк, графит, масло) частицы железа намагничиваются и образуют цепочки элементарных магнитов (рис. 17.8, в), которые создают тангенциальное усилие и передают вращение от одной половины муфты к другой. При выключении тока магнитное поле пропадает, цепочки разрушаются и половинки муфты проскальзывают.

Предельный вращающий момент, который может передать муфта,

$$M = ps \frac{D_{\text{ср}}}{2}, \quad (17.25)$$

где $D_{\text{ср}}$ — средний диаметр по зазору муфты; s — площадь активной части зазора, равная для цилиндрической муфты (рис. 17.8, б) $\pi D_{\text{ср}}^2 l$; p — удельное тангенциальное усилие.

Исследования показали [4.6], что величина тангенциального усилия в (17.25) является сложной функцией, зависящей от индукции в зазоре, состава порошка, окружной скорости и величины зазора. В пределах изменений зазора от 0,25 до 1,5 мм, индукции от 0,5 до 1,0 Тл и окружной скорости до 16 м/с величину p можно вычислить с достаточной точностью по формуле

$$p = \frac{4 \cdot 10^5 B_{\delta}^2 k}{\mu_{\delta} \delta}, \quad (17.26)$$

где B_{δ} — индукция в зазоре, Тл; δ — зазор, см; μ_{δ} — относительная магнитная проницаемость суспензии (смеси порошка железа со смазывающим веществом); k — размерный коэффициент, см, зависящий в свою очередь от индукции, зазора и окружной скорости муфты.

По данным эксперимента при индукции 1,0 Тл удельное тангенциальное усилие составляет около 2,5—3,0 Н/см².

Основная кривая намагничивания и функция $\mu_{\delta}(B)$ зависят от диаметра зерен железа, вида смазки и соотношения железо—смазка. На рис. 17.9 приведены эти зависимости для различных сочетаний смеси карбонильное железо — графит. Коэффициент k , входящий в (17.26), колеблется от 0,025 до 0,25 см при указанных индукции, зазоре и окружной скорости. При скорости выше 16 м/с в результате центробежных сил наступает разрушение цепочек в зазоре и муфта становится неуправляемой.

Расчет магнитной цепи порошковой муфты отличается от расчета фрикционной муфты только определением н. с. зазора, которую следует находить по формуле

$$F_{\delta} = H_{\delta} \delta,$$

а величину H_{δ} брать по кривой намагничивания для соответствующего состава суспензии. Отметим, что несмотря на наличие в зазоре порошка железа, магнитное сопротивление зазора остается основным в магнитной цепи муфты и н. с. зазора может составить 90% полной н. с. обмотки.

Для повышения быстродействия муфты стремятся снизить до предела массу ее ведомой части.

На рис. 17.10 изображена порошковая муфта, применяемая для перемотки магнитной ленты вычислительной машины. Обод ротора

ведомого вала выполнен в виде тонкостенного цилиндра. Такая конструкция муфты позволила снизить время срабатывания муфты до 20 мс при максимальном передаваемом моменте 3,2 Н · м и частоте вращения до 600 об/мин.

По сравнению с фрикционными электромагнитные порошковые муфты обладают более высоким быстродействием, меньшими значе-

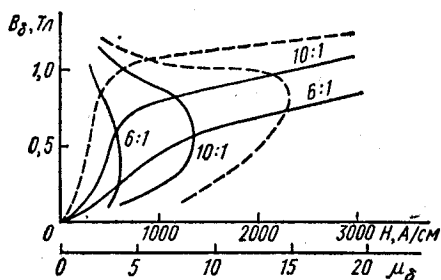


Рис. 17.9. Кривые намагничивания и магнитной проницаемости чистого порошка (пунктир) и суспензии из карбонильного железа с диаметром зерен 3,38 мкм, полученного разложением паров карбонильного железа $Fe(CO)_5$ при высокой температуре, и графита

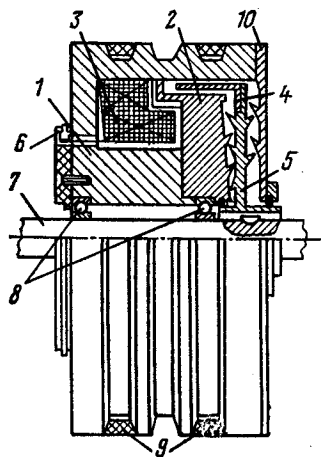


Рис. 17.10. Конструкция малоинерционной порошковой муфты: 1 — корпус муфты; 2 — башмак; 3 — обмотка; 4 — обод ротора; 5 — втулка ротора; 6 — контактные кольца; 7 — ведомый вал; 8 — подшипники; 9 — ремни; 10 — крышка

ниями н. с. и мощности срабатывания (так как воздушный зазор заменен ферромагнитной суспензией) и большим сроком службы в условиях частых переключений, когда поверхности трения фрикционных муфт быстро изнашиваются. Срок службы порошковых муфт без смены суспензии составляет 400—500 ч, после чего наблюдается быстрое падение момента, которое обусловливается интенсивным окислением и разрушением зерен порошка.

§ 17.5. Магнитоуправляемые контакты (герконы) и ферриды

В электромагнитных реле обычного исполнения наиболее ненадежным элементом являются контакты, подвергающиеся воздействиям окружающей среды (пыль, влажность, газы, вызывающие коррозию, и т. п.). Это один из серьезных недостатков реле.

Герметизация контактов в значительной мере повышает надежность работы контактов и реле в целом.

В автоматике находят все большее применение магнитоуправляемые контакты (МК), или герконы (т. е. герметизированные контакты), которые представляют собой (рис. 17.11, а) две пластинки из пермаллоя 1, впаянные в колбочку (стеклянную трубочку) 2. Пластинки выполняют одновременно роль магнитопровода и контактных пружин, а их концы 3 являются

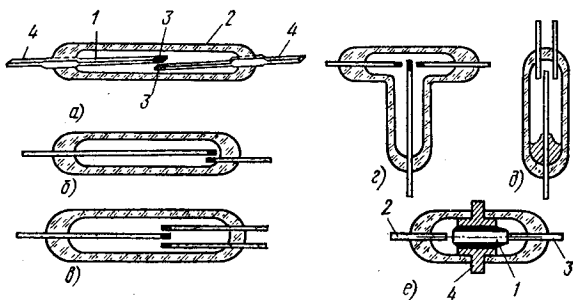


Рис. 17.11. Конструктивные формы магнитоуправляемых контактов

контактами. Пространство внутри колбочки заполнено азотом или инертным газом. К наружным концам 4 пластинок могут припаиваться провода.

Пластинки в колбочке впаяны так, что в нормальном положении контакты разомкнуты. Если геркон поместить в магнитное поле, направленное вдоль пластинок, то в воздушном зазоре между контактами возникнет электромагнитное усилие. Контакты замкнутся, если это усилие больше механических сил упругости пластинок.

Магнитное поле, управляющее контактами, создается током в обмотке, представляющей собой соленоид, внутри которого помещен МК.

Другим недостатком электромагнитных реле являются слишком большое время срабатывания, которое объясняется относительно большой массой якоря. В МК якоря нет, поэтому время срабатывания и отпускания составляет у них доли миллисекунды (в электромагнитных реле — десятки миллисекунд).

Улучшение контакта в МК достигается покрытием концов пермалловых пластин золотом, родием или смачиванием ртутью.

МК, подобно обычным реле, можно выполнить нейтральными и поляризованными, а также замыкающими, размыкающими и переключающими.

Благодаря особенностям конструктивного выполнения МК имеют следующие преимущества:

- 1) высокую надежность коммутации в любой среде;
- 2) длительный срок службы (до 10^8 — 10^9 срабатываний);
- 3) высокое быстродействие;
- 4) удовлетворительные виброустойчивость и радиационную стой-

кость;

5) небольшую стоимость при изготовлении на автоматах.

К недостаткам МК относятся:

1) малое число контактных групп (одна пара контактов в одной колбочке);

2) дребезг при замыкании;

3) в несколько раз большая, чем у обычных электромагнитных реле н. с. срабатывания, так как магнитный поток должен преодолевать несколько воздушных промежутков.

Среди различных конструкций и форм (рис. 17.11) МК наиболее распространены симметричные (а), несимметричные (б) и переключающие (в и г). Поляризованные МК осуществляют путем размещения внутри колбочки тонких пластинчатых постоянных магнитов, обеспечивающих в МК типа, представленного на рис. 17.11, в, притяжение подвижного конца средней пластины к верхнему или нижнему контакту в зависимости от направления тока в обмотке. Из-за сложной технологии поляризованные МК распространения не получили.

Наряду с «сухими» применяют ртутные переключающие МК (рис. 17.11, д). Ртуть, смачивая пластину, поднимается по ней к контактирующим участкам. Частотой переключения до 800 Гц обладают ртутные МК плунжерного типа (рис. 17.11, е). Пермалловый плунжер 1 перемещается под действием электромагнитного усилия к левому 2 или правому 3 неподвижным контактам из пермаллоя в цилиндрической направляющей 4, наполненной ртутью.

Вначале появились «сухие» МК с диаметром колбочки больше 2 мм (первое поколение), затем МК плунжерного типа с внутренним объемом колбочки, не превышающим 2,5 мм³ на контакт (второе поколение). В МК, сравнимых по габаритам с интегральными схемами (третье поколение), используют в качестве контактов пленочные пермалловые покрытия.

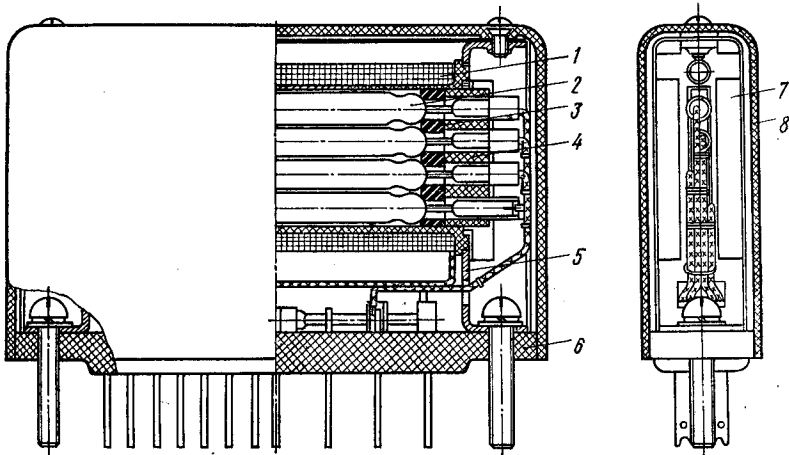


Рис. 17.12. Реле промежуточное на герконах серии РПГ:

1 — обмотки; 2 — герконы; 3 — резиновые втулки; 4 — пластмассовая колодка;
5 — скоба; 6 — основание; 7 — магнитный экран; 8 — кожух

Управление контактами можно производить приближением к концам пластин постоянного магнита, под действием поля которого пластины замыкаются, однако чаще МК управляются обмотками с током. Возможны реле с одним или несколькими МК (рис. 17.12), замыкающимися при токе срабатывания и размыкающимися при токе отпущения.

Процессы срабатывания реле с МК отличаются от процессов обычных электромагнитных реле [4.7]. В обычном реле движение якоря начинается только после того, как будут достигнуты $(I\omega)_{ср\text{аб}}$, при которых электромагнитное усилие превзойдет механическое в точке наибольшего воздушного зазора δ_0 (см. § 16.1).

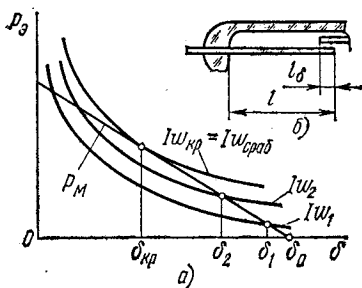


Рис. 17.13. Механическая и тяговые характеристики магнитоуправляемого контакта

В МК движение пластин начинается сразу с появлением тока в обмотке. По мере роста н. с. обмотки воздушный зазор (рис. 17.13, а) проходит положения $\delta_1, \delta_2, \dots$, в которых механическая характеристика контактных пластин пересекается с тяговыми характеристиками, соответствующими н. с. $I\omega_1, I\omega_2, \dots$ При достижении током (н. с.) критического значения, при котором тяговая

характеристика касается механической, а зазор равен $\delta_{кр}$, предварительное сближение пластин заканчивается.

Для зазоров, меньших критического, тяговая характеристика лежит выше механической, а значит, пластины будут энергично сближаться под действием разности сил $P_\delta - P_M$ даже при неизменном токе в обмотке, создающем $I\omega_{кр}$.

Электромагнитное усилие МК, как и любого электромагнитного механизма, определяется формулой

$$P_\delta = - \frac{(I\omega)^2}{2} \frac{dG_M}{d\delta}. \quad (17.27)$$

Здесь G_M — полная проводимость магнитной цепи реле с МК

$$G_M = \frac{G_\delta G_{ст}}{G_\delta + G_{ст}}, \quad (17.28)$$

где G_δ и $G_{ст}$ — магнитные проводимости соответственно зазора между пластинами и остальной части магнитной цепи, включающей пластины, зазоры между пластинами и торцевыми крышками, сами крышки и наружный корпус. Эта суммарная проводимость соединена последовательно с проводимостью зазора G_δ .

Для многоконтактного реле проводимость зазора (если считать поле между пластинами плоскопараллельным)

$$G_\delta \approx n\mu_0 \frac{s_\delta}{\delta} = n\mu_0 \frac{b l_\delta}{\delta}, \quad (17.29)$$

где b — ширина пластин; l_3 — перекрытие пластин (рис. 17.13, б); n — число МК в реле.

Считая $G_{ст} = \text{const}$, согласно (17.28)

$$\frac{dG_M}{d\delta} = \frac{G_{ст}^2}{(G_\delta + G_{ст})^2} \cdot \frac{dG_\delta}{d\delta} \quad (17.30)$$

а продифференцировав (17.29), получим

$$\frac{dG_\delta}{d\delta} = -n\mu_0 \frac{s_\delta}{\delta^2}. \quad (17.31)$$

Подставив (17.30) и (17.31) в выражение усилия, развиваемого каждой парой контактов реле с несколькими МК,

$$P_9 = - \frac{(I\omega)^2}{2n^2} \frac{dG_M}{d\delta},$$

где $I\omega$ — полная н. с. обмотки, получим

$$P_9 = \frac{(I\omega)^2}{2n} \frac{G_{ст}^2}{(G_\delta + G_{ст})^2} \mu_0 \frac{s_\delta}{\delta^2}. \quad (17.32)$$

Для определения н. с. срабатывания получим аналитическое выражение механической характеристики. Если рассматривать контактную пластину как балку, заделанную одним концом, жесткость пластины

$$c = \frac{3EJ}{L^3} = \frac{2Ebh^3}{(2l - l_3)^3}, \quad (17.33)$$

где J — момент инерции сечения пластины, м^4 : $J = bh^3/12$; b и h — ширина и толщина пластины, м; $L = l - l_3/2$ — плечо приложения силы, м; l — длина электрода, м; E — модуль упругости, Н/м^2 .

Перемещение конца пластины

$$f = (\delta_0 - \delta) k_{сим}, \quad (17.34)$$

где δ_0 — длина начального воздушного зазора; м; $k_{сим}$ — коэффициент симметрии, равный 0,5 для симметричной формы МК по рис. 17.11, а и 1,0 для несимметричной формы МК по рис. 17.11, б.

На основании (17.33) и (17.34) имеем

$$P_M = c(\delta_0 - \delta) k_{сим}. \quad (17.35)$$

Так как срабатывание МК происходит при $P_9 = P_M$, то, приравняв (17.32) и (17.35), получим выражение для н. с. срабатывания нейтрального реле с замыкающими МК в А:

$$(I\omega)_{ср\text{аб}} = \delta_{кр} \frac{G_\delta \text{кр} + G_{ст}}{G_{ст}} \times \\ \times \sqrt{\frac{2nc(\delta_0 - \delta_{кр}) k_{сим}}{\mu_0 s_\delta}}, \quad (17.36)$$

Параметры	КЭМ-1	КЭМ-2 миниатюрный	КЭМ-3 переключающий	МК-17 высокочастотный	МКА-52181 измерительный (мощный)	МК-10-3 сверхминиатюрный	МКА-52141 высоковольтный
Длина и диаметр стеклянной колбы, мм	52×5,4	20×3,0	18×4,0	20×3,1	50×5,4	10×2,3	52×5,4
Максимальная коммутируемая мощность, Вт	15	7,5	7,5	5,0	15	0,6	15
Диапазон коммутируемых токов, А	5·10 ⁻³ —0,5	5·10 ⁻³ —0,25	5·10 ⁻² —0,25	5·10 ⁻¹¹ —0,25	10 ⁻¹¹ —0,5	5·10 ⁻⁶ —15·10 ⁻³	10 ⁻⁶ —5·10 ⁻⁸
Диапазон коммутируемых напряжений, В	5·10 ⁻² —220	5·10 ⁻² —180	5·10 ⁻² —180	80	2·10 ⁻² —30	5·10 ⁻² —36	3000
Пробивное напряжение, В (эфф.)	500	250	250	180	500	60—100	6000
Контактное сопротивление, Ом	0,08	0,15	0,15	0,2	0,05	0,3	0,15
Межконтактная емкость, пФ	1,0	0,4	2,5	0,6	1,0	—	3,0
Минимальное сопротивление изоляции, Ом	10 ⁹	10 ⁹	5·10 ⁸	10 ⁸	10 ¹¹	10 ⁸	10 ⁹
Максимальное время срабатывания, мс	3,0	1,0	1,5	1,5	2,0	0,8	3,0
Максимальное время отпущения, мс	0,8	0,3	2,0	0,3	2,0	0,3	2,0
Намагничивающая сила срабатывания, А	55—110	23—64	35—95	30—80	Не более 80	10—40	До 200
Намагничивающая сила отпущения, А	Не менее 25	Не менее 10	Не менее 15	Не менее 25	Не менее 20	Кэффицент возврата	Не менее 50
Срок службы (число срабатываний)	10 ⁷ (при I=0,5 А, U=30 В); 10 ⁹ (при I=5·10 ⁻³ А, U=5·10 ⁻² В)	10 ⁸ (при I=0,25 А, U=30 В); 10 ⁸ (при I=5·10 ⁻³ А, U=5×10 ⁻² В)	10 ⁶ (при I=0,25 А, U=30 В); 10 ⁷ (при I=5·10 ⁻³ А, U=5·10 ⁻² В)	10 ⁷ (при максимальной нагрузке)	5·10 ⁶ (при I=0,5 А, U=30 В)	10 ⁸ (при максимальной нагрузке); 10 ⁸ (без нагрузки)	10 ⁶ (при номинальной нагрузке)
Материалы контактного покрытия	Золото	Золото	Родий	Золото—никель—кобальт	Родий	Золото—родий	Вольфрам

где $\delta_{кр}$ — критическая длина рабочего зазора, м; $G_{кр}$ — магнитная проводимость критического рабочего зазора, Гн.

В табл. 17.3 приведены некоторые параметры МК, а в табл. 17.4 — реле с МК.

В ближайшие годы предельное быстродействие герконов может быть доведено до 100 мкс при минимальных габаритах колбочки: длина 5 мм, диаметр 1,6 мм.

Таблица 17.4

Тип реле	Тип геркона	Сопротивление обмотки, Ом	Число витков в обмотке	Напряжение срабатывания, В	Напряжение отпущения, В	Время срабатывания, мс	Время отпущения, мс	Габаритные размеры, мм
РЭС-42	КЭМ-2	4000	12 000	14,0	3,0	1,0 при $U=27$ В	0,3	30×13×15
РЭС-43	КЭМ-2	7500	14 000	23,0	3,0	1,0 при $U=48$ В	0,3	30×17×15
РЭС-44	КЭМ-2	3800	9 800	22,0	3,0	1,0 при $U=48$ В	0,3	30×20×15
РЭС-45	КЭМ-1	740	9 200	8,0	1,6			61×16×17
РЭС-46	КЭМ-1	490	6 600	7,4	1,5			51×22×17
РЭС-55	КЭМ-3	1880	7 200	16,26	1,8			33×8,4
РЭС-91	МК10-3	480	4 250	2,5	0,6	1,0	0,5	21,5×10×10
РЭС-81	МКА-27101	130	3 700	1,3	0,16			44×16×18
РЭВ-20	МКА-10501	380		3,5	0,6			8×21

Повысятся максимальное коммутируемое напряжение до 25 кВ, максимальная коммутируемая мощность до 100 Вт в габаритах КЭМ-1 и максимальный ток через контакты до 12 А. Минимальное сопротивление контактного перехода, видимо, будет доведено до 0,02 Ом, а минимально коммутируемый ток — до $1 \cdot 10^{-12}$ А.

Для коммутации цепей с малыми напряжениями (от десятков микровольт до десятков милливольт) будут выпускаться герконы с уменьшенным до единиц микровольта уровнем собственных шумов, что будет достигнуто применением для контакт-деталей материала с малой величиной магнитострикции и величиной термо-э. д. с., близкой к термо-э. д. с. меди.

Феррид представляет собой магнитный элемент релейного действия, в конструкции которого (рис. 17.14, а) магнитоуправляемые контакты 1 и 2 объединены с магнитопроводом из ферромагнитного материала 3, обладающего прямоугольной петлей гистерезиса.

В исходном положении контакты разомкнуты. В отличие от МК реле для замыкания МК феррида в обмотку 4 достаточно подать короткий импульс тока, после окончания которого контакты остаются замкнутыми за счет остаточного магнитного потока ферромагнетика. Для отпущения необходимо подать в обмотку импульс тока противоположного направления, чтобы размагнитить магнитную систему.

Величина обратного импульса тока не должна, однако, создавать напряженность, превышающую коэрцитивную силу, так как в противном случае возможно новое срабатывание элемента от магнитного потока противоположного знака.

Намагничивающие силы срабатывания и отпускания можно найти по тяговым и механическим характеристикам. Для определения тяговой характеристики надо рассчитать и построить петлю гистерезиса магнитопровода феррида без учета воздушного зазора между кон-

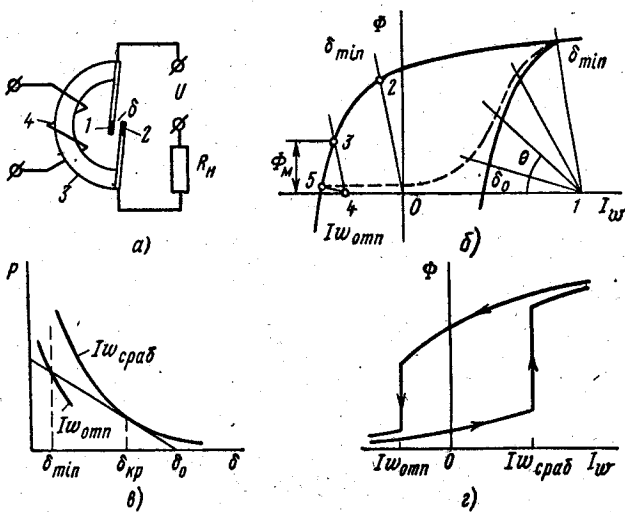


Рис. 17.14. Феррид и его характеристики

тактами (рис. 17.14, б). Рабочая точка, характеризующая состояние феррида, перемещается за полный цикл работы по частному циклу, показанному пунктиром. Для определения тяговой характеристики при некотором значении n с. обмотки надо из точки 1, соответствующей этой n с., провести ряд лучей под углами:

$$\theta = \arctg G_s \frac{m_{I_w}}{m_\Phi},$$

где m_{I_w} и m_Φ — масштабы по соответствующим осям.

В точках пересечения лучей с восходящей ветвью частного цикла определяют величину магнитного потока для каждого из зазоров. Затем по формуле (16.13) рассчитывают электромагнитное усилие и строят тяговую характеристику $P_s = f(\delta)$.

На одном чертеже с тяговой характеристикой (рис. 17.14, в) строят механическую характеристику $P_M = f(\delta)$ по выражению (17.35).

Намагничивающая сила срабатывания определяется выражением (17.36).

После прекращения тока в обмотке электромагнитное усилие определяется точкой 2 (рис. 17.14, б) пересечения нисходящей ветви гисте-

резиса и прямой 0-2, соответствующей зазору $\delta_{\min} \approx 0$ при замкнутых контактах. В таком состоянии феррида контактное усилие

$$P_k = P_s - P_m,$$

где P_m — механическое усилие при зазоре δ_{\min} .

Отложим на рис. 17.14, б величину потока Φ_m , соответствующего усилию P_m . Если из точки 3, соответствующей этому потоку, провести прямую 3—4, параллельную прямой 0-2, точка 4 определит величину н. с. отпущения $(I\omega)_{\text{отп}}$, при которой контактные пружины начнут размыкаться. После размыкания, когда зазор станет равным δ_0 , магнитный поток уменьшится до значения, определяемого точкой 5 пересечения петли гистерезиса с прямой 4-5, соответствующей магнитной проводимости зазора δ_0 . На рис. 17.14, г показан трафик изменения потока феррида в зависимости от н. с. обмотки.



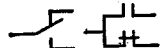
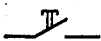


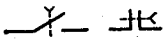
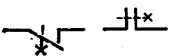


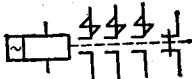

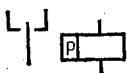
На смену ферридам приходят герконы с так называемой «внутренней памятью», которые сохраняют замкнутое состояние благодаря контакт-деталям, выполненным из магнетополужесткого материала с коэрцитивной силой 20—25 А/см. Такие герконы переключаются импульсным магнитным полем с минимальной длительностью 15—20 мкс.

§ 17.6. Контактные логические элементы. Контакторы. Пускатели

В схемах автоматического и программного управления различными производственными процессами, в устройствах сигнализации и блокировки в качестве элементов дискретного действия с двумя состояниями входа и выхода широко применяют электромагнитные реле, рассмотренные в гл. 16 и 17. В зависимости от сочетания сигналов, поступающих от входных устройств (пусковые кнопки, конечные и проходные выключатели), такие схемы позволяют получать нужную последовательность включения исполнительных устройств (электроприводов, тяговых электромагнитов, электропневматических и электрогидравлических клапанов и т. п.). По существу подобные схемы воплощают логические операции той или иной сложности, состоящие из элементарных логических операций И, ИЛИ, НЕ (см. § 8.1). При этом протекание по обмотке реле тока, достаточного для срабатывания, принимается за 1 на входе реле, отсутствие тока в обмотке или его уменьшение до тока отпущения — за 0 на входе. Замкнутое состояние контактов принимается за 1, разомкнутое — за 0 как на выходе реле, так и на его входе, если обмотка включается контактами предыдущего реле.

Логические операции с помощью реле можно осуществить либо путем комбинации включения нескольких обмоток у многообмоточных реле, либо путем комбинации включения контактов реле.

Первый способ требует наличия у реле столько обмоток, сколько входных величин имеет логическая связь. В этом случае токи и количество витков отдельных обмоток должны быть рассчитаны так, чтобы н. с. срабатывания или отпущения реле достигалась только при нуж-

Условное обозначение	Наименование
	Контакт замыкающий (КЗ)
	Контакт размыкающий (КР)
	Контакт переключающий (КП)
	Кнопка включения
	Кнопка выключения
	Выключатель (ключ)
	КЗ с выдержкой времени при отпускании
	КР с выдержкой времени при срабатывании и отпускании
	Контакт теплового реле с подогревом
	Обмотка реле, контактора и магнитного пускателя
	Контактор переменного тока с тремя замыкающими контактами с гашением дуги и одним размыкающим блок-контактом
	Обмотка реле с замедлением при отпускании
	Трехпозиционное поляризованное реле с одной обмоткой

ной логической комбинации входных сигналов (токов) в отдельных обмотках реле. Наиболее подходящим для этой цели является поляризованное реле с несколькими обмотками.

Например, для осуществления операции И на n входов реле должно иметь n обмоток, каждая из которых должна создавать н. с., равную $1/n$ н. с. срабатывания. В данном случае реле срабатывает только при наличии всех n сигналов на входе. При этом для отпускания реле при отсутствии хотя бы одного сигнала необходимо, чтобы н. с. $n - 1$ обмоток была меньше н. с. отпускания. Отсюда очевиден основной недостаток этого способа, заключающийся в требовании особой стабильности токов в обмотках.

Более удобен и распространен второй способ — выполнение логических операций на однообмоточных реле путем различных включений контактов.

Рассмотрим разные схемные решения с реле, на которых осуществляются некоторые логические операции и которые применяют в устройствах автоматического управления. Для начертания схем используют условные обозначения, часть которых приведена в табл. 17.5. Часто обозначения обмоток и контактов одного и того же реле отнесены на чертеже далеко друг от друга. В подобных случаях удобна следующая цифровая маркировка: обмотку реле обозначают буквой P , а контакты — буквой K с двумя числами, из которых первое число означает номер реле, а второе, отделенное дефисом, — номер обмотки или контакта. Например, $K12-4$ — четвертые контакты двенадцатого реле, $P5-2$ — вторая обмотка пятого реле и т. п. Буквами $KВ$ обозначают концевой, а $КПВ$ — проходной выключатели.

Схему И на n входов выполняют путем последовательного включения замыкающих контактов n реле. На рис. 17.15, а дана такая схема на три входа. Напряжение на выходе схемы появляется только при замыкании всех контактов A, B, C , т. е. при подаче сигналов (токов) в обмотки всех трех реле:

$$P = A \cdot B \cdot C.$$

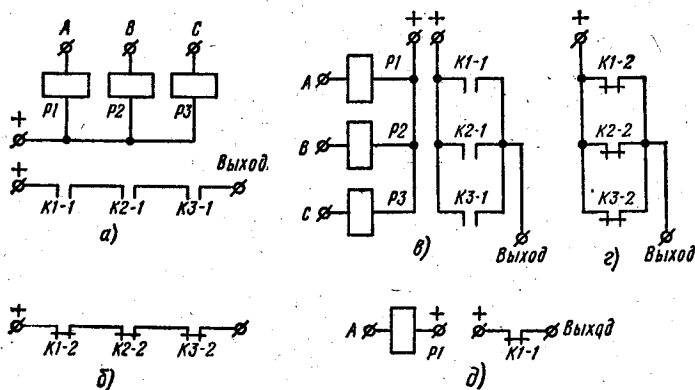


Рис. 17.15. Логические релейные элементы

На размыкающих контактах этих реле, включенных последовательно (рис. 17.15, б), осуществляется операция ИЛИ с отрицанием:

$$P = \overline{A + B + C}.$$

Логическую операцию ИЛИ на n входов выполняют параллельным включением замыкающих контактов n реле. На рис. 17.15, в приведена схема на три входа A , B и C . Напряжение на выходе появится при замыкании любого из контактов, т. е.

$$P = A + B + C.$$

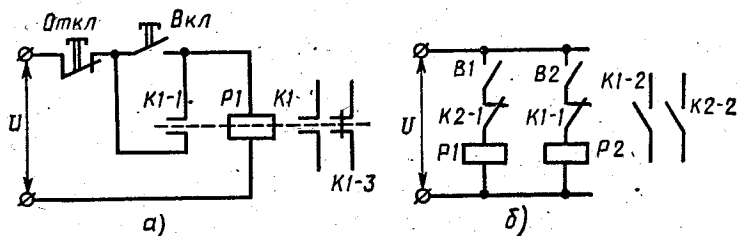


Рис. 17.16. Элементы релейных схем

На размыкающих контактах этих реле может быть осуществлена операция И с отрицанием, если включить эти контакты параллельно (рис. 17.15, г):

$$P = \overline{A} + \overline{B} + \overline{C} = \overline{ABC}.$$

Операцию НЕ производят с помощью размыкающего контакта реле, включенного последовательно с выходом (рис. 17.15, д):

$$P = \overline{A}.$$

При составлении схем простейших логических операций рассмотренным методом минимальное число реле равно числу входных величин и, как правило, не зависит от количества выполняемых операций, так как почти всегда удается подобрать реле, имеющее достаточно большое число замыкающих и размыкающих контактов.

Логическая схема, осуществляющая операцию ПАМЯТЬ, представляет собой реле с самоблокировкой. Ее широко применяют для кнопочного управления каким-либо устройством (рис. 17.16, а). При нажатии кнопки *Вкл* замыкается цепь обмотки реле $P1$ и оно срабатывает, замыкая блок-контакт $K1-1$. После отпущения кнопки *Вкл* цепь обмотки остается замкнутой через $K1-1$ до тех пор, пока она не будет прервана кратковременным нажатием на кнопку *Откл*. При этом реле приходит в нормальное состояние.

Если за входную величину A принять состояние кнопки *Вкл*, а за величину B — кнопки *Откл*, за выходную величину P схемы принять состояние замыкающих контактов $K1-2$ этого реле, то поведение схемы можно описать выражением

$$P = (A + C) \bar{B},$$

где за C принято состояние блок-контакта $K1-1$.

Взаимоблокировку (рис. 17.16, б) применяют для предотвращения срабатывания одного реле, если в этот момент времени уже сработало другое реле. Одновременное срабатывание обоих реле может привести к выходу системы из строя (например, одновременная подача на двигатель напряжений левого и правого вращения). Для осуществления взаимоблокировки размыкающие контакты одного реле, например $K1-1$, включают в цепь обмотки другого реле.

При включении $B1$ срабатывает реле $P1$ и контактами $K1-1$ размыкает цепь реле $P2$, так что при включенном $B1$ замыкание выключателя $B2$ не может привести к срабатыванию реле $P2$. Аналогично действуют контакты $K2-1$ в цепи обмотки реле $P1$.

Контакты — это электромагнитные аппараты для включения и отключения силовых цепей стоком от 10 до нескольких сотен ампер и напряжением до нескольких сотен вольт. Контакты постоянного тока предназначены для коммутации цепей постоянного тока и имеют обмотку, питающуюся, как правило, постоянным током. Контакты переменного тока предназначены для коммутации цепей переменного тока; их обмотка, как правило, питается переменным напряжением. Число цепей, которыми управляют контакторы (число главных контактов), обычно от 1 до 5 в зависимости от вида контактора. Главные контакты бывают как замыкающими, так и размыкающими. Помимо главных контактов контакторы имеют дополнительные маломощные блок-контакты, которые используются для самоблокировки, включения удерживающих обмоток (см. рис. 16.13, а) и коммутации дополнительных цепей. Контактors большой мощности имеют дугогасительные средства (см. § 16.4).

Магнитные пускатели — вид контакторов, применяемых для включения трехфазных асинхронных двигателей. Различают пускатели магнитные неререверсивные (ПМ) и реверсивные (ПМР),

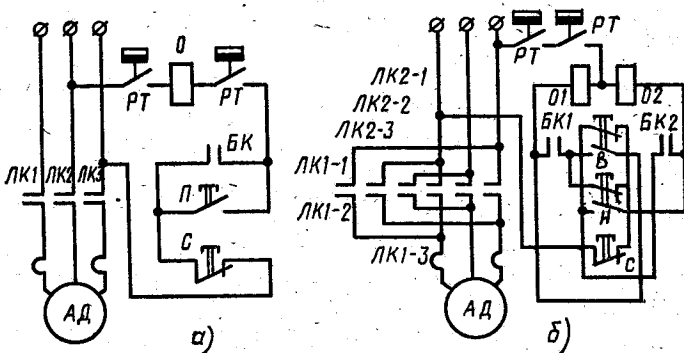


Рис. 17.17. Схемы магнитных пускателей:

а — неререверсивная; б — реверсивная (П — пуск, С — стоп, В — вперед; Н — назад; РТ — контакты теплового реле; БК — блок-контакты; ЛК — линейные контакты; О — обмотка; АД — асинхронный двигатель)

изменяющие направление вращения двигателя. В цепях управления пускателей применяют само- и взаимоблокировку (рис. 17.17). Для защиты двигателей от перегрева в пускателях использованы биметаллические тепловые автоматы защиты, которые допускают протекание кратковременных пусковых токов двигателей, но размыкают цепь при небольших длительных перегрузках. Наличие тепловой защиты в двух фазах обеспечивает надежность защиты при несимметричных режимах работы.

В каталогах контакторы сгруппированы по роду коммутируемого тока. Выбор их производят, исходя из напряжения в цепи главных контактов, необходимого количества и вида главных и блок-контактов, а также величины и длительности прохождения тока нагрузки.

Магнитные пускатели выбирают по мощности двигателя, управляемого пускателем, с учетом напряжения сети (127, 220, 380 или 660 В) и режима работы (длительный или повторно-кратковременный).

Для бесконтактного управления двигателями применяют силовые магнитные усилители [1.21].

§ 17.7. Распределитель импульсов

Шаговые искатели (распределители) применяют в телеизмерительных устройствах и устройствах производственного автоматического контроля и управления, задачей которых является поочередное «опрашивание» ряда цепей или осуществление более сложных переключений. Шаговый искатель создан на основе электромагнита (рис. 17.18).

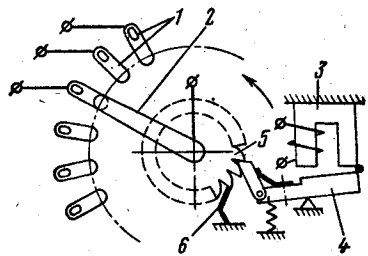


Рис. 17.18. Устройство шагового искателя

По окружности или сектору располагаются один или несколько рядов контактных пластин (ламель) 1, по которым перемещается подвижный контакт (щетка) 2. В электромагнит 3 поступают импульсы тока. При каждом импульсе якорь притягивается и с помощью рычага 4

поворачивает на один зуб храповое колесо 5, что соответствует перемещению щетки, связанной с храповым колесом, на следующую ламель. После прекращения импульса возвратная пружина возвращает якорь и рычаг в исходное положение, а собачка 6 удерживает храповое колесо от обратного вращения.

Кроме вращательных шаговых искателей типа ШИ существуют подъемно-вращательные или так называемые декадно-шаговые искатели ДШИ. Последние имеют два электромагнита: один — для подъема (поступательного движения храповика со щеткой), другой — для вращения. Контактное поле состоит из трех секций, в каждой из которых расположено 10 рядов по 10 ламелей в каждом. Работа такого искателя делится на ряд этапов. Сначала механизм подъема поднимает щетки до требуемого ряда (согласно числу поступающих

импульсов), затем механизм вращения поворачивает щетки до требуемой ламели, после чего действием возвратных пружин храповое колесо возвращается в исходное положение.

Все шаговые искатели рассчитаны на импульсную работу с частотой до 10 срабатываний в секунду. Время перемещения щетки составляет 0,01—0,05 с. Работа искателей гарантируется при температуре окружающего воздуха 15—35°C, нормальном атмосферном давлении и относительной влажности $60 \pm 15\%$. Щетки и ламели рассчитаны на ток 0,2 А. Искатели выпускают на постоянные напряжения сети 24, 48 и 60 В.

В телемеханике нашли также применение бесконтактные распределители импульсов на сердечниках с прямоугольной петлей гистерезиса, в которых использован принцип переключательной магнитно-диодной ячейки (см. рис. 9.1, в). Особенности работы подобных элементов освещены во второй части книги.

Глава 18. Стабилизаторы, преобразователи частоты, генераторы и формирователи импульсов управления

В данной главе рассмотрены магнитные элементы, принцип действия которых основан на нелинейном характере кривой намагничивания, что обеспечивает зависимость параметров электрической цепи, содержащей обмотку с ферромагнитным сердечником (в частности, индуктивности этой обмотки), от величины и частоты напряжения или тока обмотки.

Гистерезисный характер кривой намагничивания для этой группы элементов является вредным, так как предопределяет искажения формы тока и напряжения. Анализ работы таких элементов проведем с использованием средней кривой намагничивания.

§ 18.1. Параметрические феррорезонансные стабилизаторы

Одним из устройств, основанных на нелинейной зависимости параметров магнитных элементов от величины напряжения, является ферромагнитный стабилизатор напряжения.

Поясним принцип работы стабилизатора напряжения на цепочке двух активных сопротивлений (рис. 18.1, а): линейного R_n и нелинейного $R_{нл}$, имеющего участок характеристики с $U_{нл} \approx \text{const}$ (рис. 18.1, б). Такой характеристикой обладают, например, термисторы — нелинейные резисторы, сопротивление которых значительно уменьшается при нагреве про-

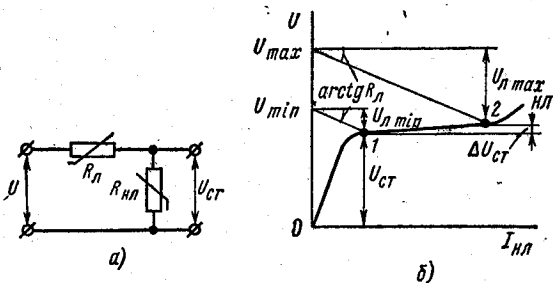


Рис. 18.1. Принцип действия параметрического стабилизатора напряжения

ходящим током. При изменении напряжения питающей сети от U_{\min} до U_{\max} ток, проходящий по сопротивлениям, возрастает от величины, соответствующей точке 1, до значения в точке 2. При этом избыток напряжения сети почти целиком уравнивается возрастанием падения напряжения на линейном сопротивлении с $U_{\text{д}\min}$ до $U_{\text{д}\max}$, а напряжение на нелинейном сопротивлении, являющееся выходным напряжением стабилизатора $U_{\text{ст}}$, возрастает лишь на $\Delta U_{\text{ст}}$. Очевидно, что точность стабилизации целиком определяется горизонтальностью участка 1-2 вольт-амперной характеристики нелинейного элемента и оценивается коэффициентом стабилизации

$$k_U = \frac{U_{\max} - U_{\min}}{U} : \frac{\Delta U_{\text{ст}}}{U_{\text{ст}}},$$

показывающим, во сколько раз относительное изменение стабилизированного напряжения меньше относительного изменения напряжения сети.

Параметрические стабилизаторы на активных сопротивлениях (рис. 18.1) имеют слишком низкий к. п. д. вследствие активных потерь в линейном и нелинейном элементах, поэтому их применяют лишь на небольшие мощности — до нескольких ватт. В цепях переменного тока широко используют параметрические стабилизаторы на реактивных сопротивлениях, которыми служат обмотки с ферромагнитными сердечниками. Сердечники, как правило, изготовляют из электротехнической стали, значительно реже — из пермаллоя. Если амплитуда индукции магнитного потока при работе стабилизатора не достигает индукции насыщения (для стали рекомендуется B_m не выше 0,8—0,9 Тл) и сердечник работает на вертикальном участке кривой намагничивания, то такой элемент является линейным реактивным элементом — *линейным дросселем* $L_{\text{л}}$. Если же амплитуда индукции доведена до насыщения (для стали 1,6—1,8 Тл), то падение напряжения на таком дросселе мало изменяется с изменением тока, элемент имеет вольт-амперную характеристику типа рис. 18.1, б и служит *нелинейным дросселем* $L_{\text{нл}}$.

Последовательно соединенные линейные и нелинейные дроссели образуют простейший ферромагнитный стабилизатор, работающий по схеме рис. 18.1, а. Однако коэффициент мощности такого стабилизатора слишком низок, что является основным его недостатком.

Наибольшее применение получили ферромагнитные стабилизаторы, в которых нелинейный элемент образован насыщенным дросселем с параллельно присоединенным конденсатором (рис. 18.2, а). Такие схемы работают в режиме феррорезонанса. Их работа сопровождается появлением в ветвях и неразветвленной части схемы несинусоидальных токов и напряжений сложной формы, которые, однако, удобно заменить эквивалентными синусоидами с действующими значениями, равными действующим значениям физических токов и напряжений. Это допущение облегчает анализ работы стабилизаторов, позволяет строить векторные диаграммы, а также рассчитывать стабилизаторы [4. 8].

На рис. 18.2, б построены вольт-амперные характеристики нелиней-

ного дросселя $L_{нл}$, конденсатора C и контура $L_{нл}C$. Последняя кривая показывает возможность работы на горизонтальном участке вольт-амперной характеристики контура не только при индуктивном, но и при емкостном характере тока в неразветвленной части цепи, что способствует повышению $\cos\phi$ и стабилизатора в целом. В то же время из этой кривой видно, что вследствие негоризонтальности вольт-ам-

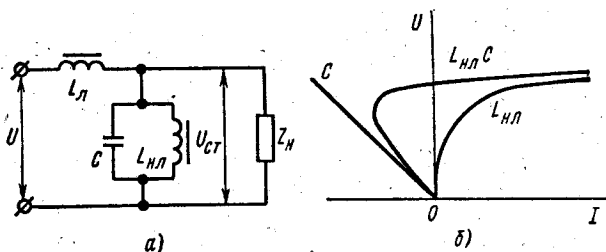


Рис. 18.2. Схема (а) и вольт-амперные характеристики нелинейного элемента (б) феррорезонансного стабилизатора

перной характеристики $L_{нл}C$ невозможно получить высокий коэффициент стабилизации k_U без дополнительных устройств. Поэтому для компенсации небольшого возрастания напряжения на контуре при возрастающем напряжении сети в схему рис. 18.2, а вводят *компенсирующую обмотку* w_K , располагая ее вместе с обмоткой $w_л$ на сердечнике линейного дросселя (рис. 18.3, а). Электродвижущая сила этой обмотки направлена навстречу напряжению контура и компенсирует его возрастание, сохраняя неизменным выходное напряжение стабилизаторов.)

Работу стабилизатора этого вида удобно проследить на векторной диаграмме токов и напряжений (рис. 18.3, в), где буквенные обозна-

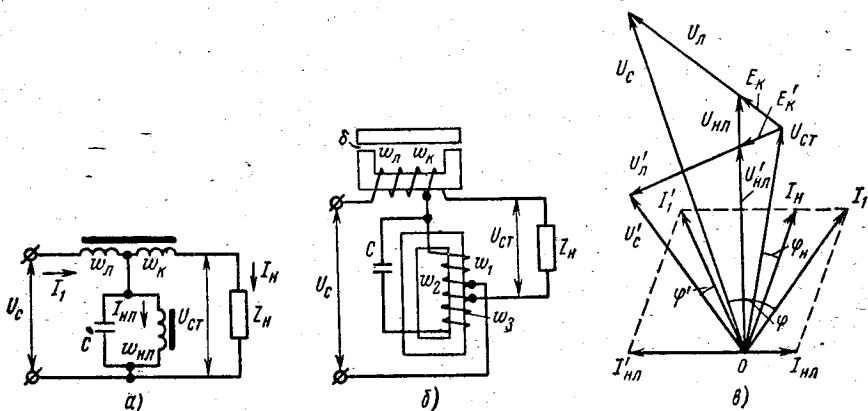


Рис. 18.3. Феррорезонансный стабилизатор с компенсирующим напряжением, пропорциональным напряжению на линейном дросселе

чения со штрихом соответствуют минимальному напряжению сети U'_c , а без штриха — максимальному U_c . Диаграммы построены при нагрузке, имеющей индуктивный характер, определяемый сдвигом фаз φ_n между током нагрузки I_n и напряжением на ней $U_{ст}$. Напряжения на линейном дросселе U_d и э. д. с. компенсационной обмотки E_k приняты перпендикулярными вектору тока I_1 , потребляемого из сети и равного сумме токов нагрузки I_n и нелинейного контура $I_{нл}$, а ток $I_{нл}$ перпендикулярен вектору напряжения на нелинейном контуре $U_{нл}$. Таким образом, диаграмма построена для идеализированного стабилизатора, в котором дроссели приняты за чисто индуктивные сопротивления. Из диаграммы видно, что при низких напряжениях сети ток контура $I'_{нл}$ емкостный и стабилизатор работает с высоким $\cos\varphi$. По мере роста напряжения сети ток $I_{нл}$ контура переходит в индуктивный и $\cos\varphi$ понижается.

На рис. 18.3, б дана конструктивная схема стабилизатора, отличающаяся от схемы рис. 18.3, а тем, что нелинейный дроссель выполнен по схеме повышающего автотрансформатора ω_2/ω_1 . Это сделано с целью получения стабилизированного напряжения, равного номинальному напряжению сети, даже если напряжение сети меньше номинала.

Контур имеет резонансную частоту, близкую к частоте сети

$$f_{сети} \approx f_{рез} = \frac{1}{2\pi \sqrt{CL_{нл}}},$$

которая может быть получена при разных сочетаниях C и $L_{нл}$. Для уменьшения габаритов конденсатора его включают параллельно добавочной обмотке $\omega_2 + \omega_3$, квадрат числа витков которой определяет высокую индуктивность $L_{нл}$.

Регулировку стабилизатора осуществляют подбором количества витков ω_c и ω_n , а также изменением воздушного зазора δ (толщина картонной прокладки), меняющего индуктивность линейного дросселя.

В стабилизаторах повышенной точности нелинейный дроссель рекомендуется выполнять на кольцевом сердечнике из пермаллоя.

Стабилизаторы с отдельной магнитной системой (рис. 18.3, б) имеют простую конструкцию сердечников, большой диапазон и лучшее качество стабилизации, но требуют большого расхода активных материалов.

Для уменьшения массы и габаритов чаще изготавливают стабилизаторы с объединенной магнитной системой. Широко распространены стабилизаторы с магнитным шунтом (рис. 18.4, а), в котором роль линейного дросселя выполняет широкий стержень с обмоткой и магнитным шунтом $MШ$, а нелинейного — суженный стержень с обмотками $\varphi_{нл}$ и ω_3 . При изменении напряжения сети насыщенная часть магнитного потока Φ_s почти не меняется, поэтому изменение э. д. с. обмотки ω_c достигается за счет переменного потока шунта $\Phi_{ш}$.

Особенностью этого вида стабилизатора является обмотка ω_n э. д. с. которой пропорциональна напряжению сети, а не напряжению линейного дросселя (рис. 18.4, б). Векторы E_k и E'_k параллельны и

пропорциональны векторам U_c и U_c' . Остальные построения аналогичны построениям рис. 18.3, в.

Стабилизаторы с объединенной магнитной системой компактны и имеют относительно меньший расход активных материалов, позволяют электрически разделить цепи нагрузки и питания, допуска-

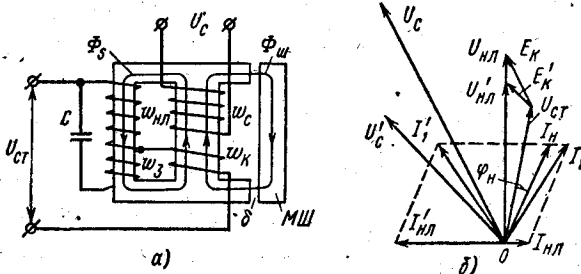


Рис. 18.4. Феррорезонансный стабилизатор с компенсирующим напряжением, пропорциональным напряжению сети

ют простое переключение обмотки w_c на различные номинальные напряжения сети, но обладают меньшим диапазоном стабилизации и имеют сложный магнитопровод, что затрудняет их изготовление.

Промышленность выпускает стабилизаторы нескольких типов мощностью от 100 Вт до 8 кВт для напряжений сети 127, 220, 380 В. Стабилизаторы ЭПА и СНЭ мощностью 100—750 Вт изготовляют по схеме рис. 18.4, а с рабочими областями 185—230 В (при номинальном напряжении 220 В) и 95—120 В (при номинальном напряжении 110 В и коэффициентом стабилизации $k_U = 20$). Их можно применять как самостоятельно, так и для питания выпрямителей.

В табл. 18.1 приведены основные параметры однофазных ферромагнитных стабилизаторов напряжения, широко применяющихся для питания бытовой радиоаппаратуры.

Таблица 18.1

Параметры	Тип стабилизатора			
	УСН-125	СН-125	УСН-200	СН-200
Номинальная мощность, В·А	125	125	200	200
Номинальное входное напряжение, В	127 и 220	220	127 и 220	220
Номинальное выходное напряжение, В			220	
Номинальная частота сети, Гц			50	
Рабочий диапазон входных напряжений по отношению к номинальному в пределах			0,70—1,15	
К. п. д., %, не менее	70			80
Коэффициент мощности, не менее	0,65			0,70

Стабилизаторы мощностью от 1 до 8 кВт изготовляют по схеме рис. 18.4, а, но без магнитного шунта. Роль потока $\Phi_{ш}$ выполняет поток рассеяния первичной обмотки. Это позволяет несколько снизить удельный расход активных материалов на 1 кВт мощности, но сужает рабочую область до 10% номинального напряжения сети при коэффициенте стабилизации $k_U = 5$.

Все виды феррорезонансных стабилизаторов имеют малую инерционность (переходный процесс длится два-три периода), высокую надежность (отсутствуют подвижные части, контакты, электронные лампы и подобные элементы) и длительный срок службы. Однако эти стабилизаторы можно применять лишь в сетях со стабильной частотой, так как использование феррорезонанса обуславливает сильную зависимость выходного напряжения от частоты ($k_f = 0,25-1$, т. е. изменение частоты на 1% меняет $U_{ст}$ на 1—4%). Как увеличение емкости, так и усиление насыщения сердечника нелинейного дросселя, т. е. по существу уход от точки резонанса, уменьшает чувствительность стабилизаторов к изменениям частоты.

Другим недостатком феррорезонансных стабилизаторов является несинусоидальность выходного напряжения, которая зависит как от напряжения сети, так и от величины и характера нагрузки. С помощью дополнительных фильтров удается приблизить кривую выходного напряжения к синусоидальной форме.

Отметим, что существуют стабилизаторы с феррорезонансом напряжений, но из-за низких значений коэффициента $k_f \leq 0,25$ и $\cos\varphi$ они не получили широкого применения.

§ 18.2. Ферромагнитные преобразователи частоты

Для питания устройств автоматики, телемеханики, вычислительной и измерительной техники часто необходим переменный ток с частотой, в целое число раз отличающейся от частоты основного источника энергии. В настоящее время применяют главным образом умножители частоты в 2, 3, 4, 6, 8 и 9 раз. Делители частоты используют ограниченно, так как они имеют большую массу и низкий к.п.д.

Статические преобразователи частоты представляют собой устройства на нелинейных элементах, в качестве которых обычно применяют нелинейные индуктивности с насыщающимися ферромагнитными сердечниками [4.10].

Утроители частоты могут питаться как от трехфазной, так и от однофазной сети. Рассмотрим принцип действия утроителя (рис. 18.5, а), состоящего из трех одинаковых однофазных трансформаторов с ферромагнитными сердечниками. Первичные обмотки трансформаторов соединены звездой, а вторичные — открытым треугольником.

Предположим, что линейные напряжения питающей сети синусоидальны и образуют симметричную трехфазную систему U_A , U_B и U_C . При этом для уравнивания приложенной системы напряжений в первичных обмотках трансформаторов должна создаваться система фазовых э.д.с. только синусоидальной формы *основной гармонике*. Для этого магнитный поток в каждом трансформаторе должен также

иметь синусоидальную форму, но в силу нелинейности основной кривой намагничивания сердечников это возможно лишь при несинусоидальной форме напряженности поля, т. е. несинусоидальном токе в первичной обмотке каждой фазы. Причем ввиду симметрии основной кривой намагничивания относительно начала координат и при отсутствии постоянного подмагничивающего поля в кривой напряженности должны отсутствовать (ср. § 2.2) четные гармоники. Следовательно,

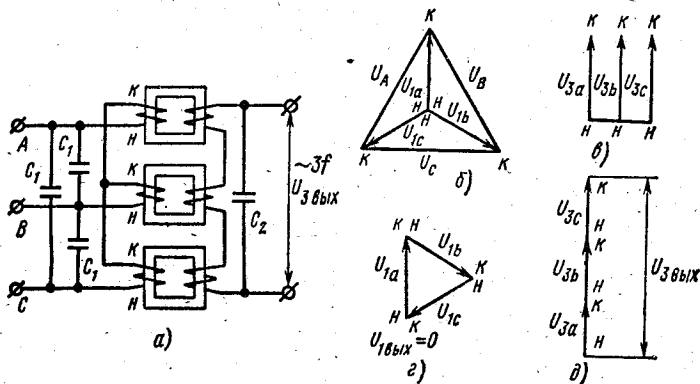


Рис. 18.5. Утроитель частоты с трехфазным питанием

для синусоидального изменения потока напряженность (а значит, и ток первичной обмотки) каждой фазы утроителя должна состоять из основной, третьей и кратных трех гармоник.

Однако, как известно, третьи (и кратные трех) гармоники в трехфазной системе образуют систему нулевой последовательности, т. е. их мгновенные значения одинаковы по величине и направлены в одну и ту же сторону во всех обмотках, например от начала (H) к концу (K) обмоток. Вследствие этого в любых двух первичных обмотках, одноименные концы которых соединены в узел, мгновенные значения третьих гармоник токов направлены навстречу и взаимно компенсируются. Иначе говоря, в первичных обмотках, соединенных в звезду, не могут протекать третьи (и кратные трех) гармоники токов, и, следовательно, форма кривой магнитных потоков в сердечниках трансформаторов не может быть синусоидальной, а будет более плоской, содержащей третьи и кратные трех гармоники. Проходя сквозь первичные и вторичные обмотки, эти потоки создают в обмотках ряд э.д.с., из которых наибольшими будут э.д.с. основной гармоники, составляющие систему прямой последовательности (рис. 18.5, б), и третьей гармоники, составляющие систему нулевой последовательности (рис. 18.5, в). Электродвижущие силы основной гармоники в первичной цепи уравнивают систему линейных напряжений, как показано на рис. 18.5, б, а э.д.с. третьей гармоники взаимно компенсируется подобно рассмотренной компенсации токов. Во вторичной же цепи вследствие соединения открытым треугольником (конец одной обмотки соединен с началом другой) сумма э. д. с. основной гармоники

ки равна нулю (рис. 18.5, е), и на выход поступает арифметическая сумма трех фазовых э.д.с. третьей гармоники (рис. 18.5, д). Электродвижущие силы 9-й, 15-й и других нечетных гармоник, кратных трем, как правило, слабы и мало искажают синусоидальную форму выходного напряжения утроенной частоты. Конденсатор C_2 улучшает форму кривой выходного напряжения.

Описанные физические процессы относятся к случаю отсутствия нагрузки во вторичной цепи. Если к выходу утроителя подключено

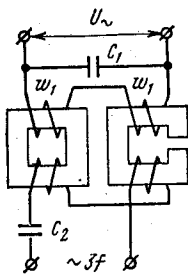


Рис. 18.6. Утроитель частоты с однофазным питанием

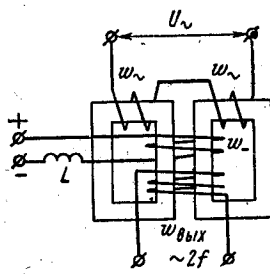


Рис. 18.7. Удвоитель частоты

сопротивление $Z_{н.}$, по нему под действием $U_{\text{вых}}$ протекает ток утроенной частоты $I_{3н.}$. Этот ток, проходя по вторичным обмоткам, создает напряженность третьей гармоники, вследствие чего кривая потока каждого сердечника начинает приближаться к синусоиде; снижается величина э.д.с. третьей гармоники, благодаря чему внешняя характеристика утроителя $U_{\text{вых}} = f(I_{3н.})$ получается мягкой.

Для улучшения $\cos\phi$ утроителей параллельно трансформаторам ставят конденсаторы C_1 .

Рассмотрим работу утроителя с однофазным питанием (рис. 18.6). Он состоит из одного насыщающегося нелинейного трансформатора, в котором образуется поток, содержащий третью гармонику, и одного ненасыщающегося линейного трансформатора (с воздушным зазором). Вторичные обмотки соединяют навстречу друг другу. При холостом ходе одинаковые по величине э.д.с. основной частоты взаимно компенсируются и на выход поступают только э.д.с. третьей и других высших гармоник, наведенные во вторичной обмотке насыщающегося трансформатора. При нагрузке э.д.с. основной частоты полностью компенсируют друг друга, так как угол сдвига фаз между ними отличен от 180° в этом режиме.

Эти утроители следует применять только при отсутствии трехфазного напряжения питания, так как в этом случае невозможно полностью избавиться от э.д.с. основной гармоники в нагрузке.

Удвоители частоты (рис. 18.7) основаны на принципе работы магнитного усилителя в режиме вынужденного намагничивания (ср. § 2.2, рис. 2.4). Режим вынужденного намагничивания обеспечивается обмоткой $w_.$, а нагрузка подключается к обмотке $w_{\text{вых}}$. Вместо обмотки постоянного тока можно применять постоянный магнит.

Умножители частоты в 4, 6, 8 и 9 раз образуются комбинацией из ряда ступеней утроителей и удвоителей частоты, так чтобы последующая ступень питалась от выхода предыдущей.

Исследования показывают [4.10], что в правильно спроектированных умножителях можно добиться достаточно высокого к.п.д. при хорошей форме кривой выходного напряжения. Так, к.п.д. учетверителя мощностью 1,5 кВ·А равен 70%, а $\cos\varphi$ — до 0,85. Увосьмеритель при мощности в нагрузке 0,1 кВ·А имеет к.п.д. около 40% и $\cos\varphi = 0,5$.

§ 18.3. Магнитные и феррорезонансные генераторы и формирователи импульсов

Простейшим генератором импульсов для цепей телемеханики является п у л ь с - п а р а, состоящая из двух реле времени (рис. 18.8).

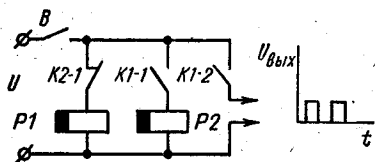


Рис. 18.8. Пульс-пара

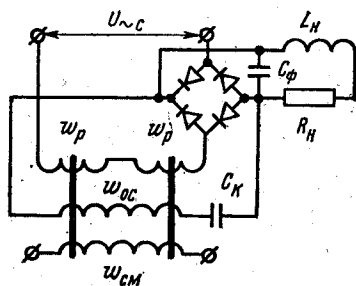


Рис. 18.9. Бесконтактный магнитный генератор импульсов

При замыкании выключателя B срабатывает реле $P1$ и замыкает контакты $K1-2$, посылая на выход импульс. Одновременно замыкаются контакты $K1-1$, включающие обмотку реле $P2$. Когда $P2$ сработает, разомкнутся контакты $K2-1$, реле $P1$ отпустит и импульс на выходе прекратится. Но, придя в нормальное состояние, контакты $K1-1$ разорвут цепь $P2$, что приведет к замыканию контактов $K2-1$ и новому срабатыванию реле $P1$. На выход будет подан второй импульс и т. д. Регулируя время срабатывания и отпускания реле $P1$ и $P2$, можно изменять частоту посылаемых импульсов.

Бесконтактный магнитный генератор импульсов (рис. 18.9) представляет собой магнитный усилитель на двух сердечниках, последовательно с обмоткой обратной связи w_{oc} которого включен конденсатор C_k . Индуктивность обмотки w_{oc} образует с конденсатором C_k контур, в котором за счет энергии сети поддерживаются незатухающие колебания с частотой

$$f_k = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{oc} C_k}}$$

В результате ток рабочих обмоток частоты f_c модулируется частотой f_R , а в цепи нагрузки после выпрямителя протекают импульсы выпрямленного тока, сглаженные фильтрующим конденсатором C_Φ .

Частота f_k импульсов не зависит от частоты питающей сети. Рекомендуется соблюдать условие $f_c \geq 5f_k$.

Амплитуда пульсаций определяется величиной начальной напряженности управления. При напряженностях, близких к нулю или соответствующих режиму короткого замыкания, колебания прекращаются и в нагрузке проходит соответственно либо ток холостого хода, либо ток короткого замыкания.

Для питания систем телеуправления [4.11], работающих от промышленной сети частотой 50 Гц или сети 400 Гц и построенных на ферритовых элементах (сердечники диаметром 7 или 10 мм), применяют феррорезонансный формирователь импульсов (рис. 18.10). Он состоит из последовательно

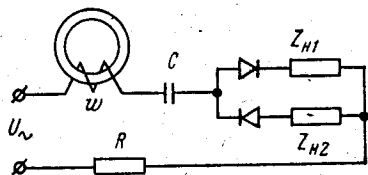


Рис. 18.10. Феррорезонансный формирователь импульсов

на сердечнике с прямоугольной петлей гистерезиса и конденсатора C . Параметры схемы подбирают так, чтобы сердечник доводился до насыщения. Тогда в каждый полупериод в течение какого-то времени сердечник перемагничивается. При этом ток в цепи близок к нулю. При достижении насыщения ток резко возрастает до величины, определяющейся напряжением сети в этот момент времени и сопротивлением R . В зависимости от полупериода напряжения сети этот импульс тока появляется в Z_{n1} или Z_{n2} .

По мере зарядки конденсатора импульс тока спадает до нуля. В следующий полупериод конденсатор заряжается в обратном направлении и импульс тока протекает в другой нагрузке.

Магнитные генераторы и формирователи применяют также для питания цифровых устройств автоматики и вычислительной техники, работающих с частотой в десятки и сотни килогерц. В этом случае получение однополярных тактовых импульсов тока прямоугольной (или близкой к ней) формы и достаточной мощности в условиях одновременного питания значительного количества магнитно-диодных или магнитно-транзисторных ячеек осложняется тем, что индуктивное сопротивление цепи, по которой протекает тактовый импульс, может резко изменяться в зависимости от считываемой информации (соотношение единиц и нулей). В этих условиях целесообразно использовать магнитные формирователи прямоугольных импульсов, построенные на ферромагнитных сердечниках с прямоугольной петлей гистерезиса. Рассмотрим работу одного из них [2.4], показанного на рис. 18.11, а.

Магнитный формирователь импульсов представляет собой простейший магнитный усилитель дроссельного типа, работающий в режиме вынужденного намагничивания. Как указывалось в § 2.2

(см. рис. 2.4), в этом режиме форма тока в нагрузке близка к прямоугольной, если соблюдается условие $I_H \leq 0,844 I_{к.ср.}$.

Схема формирователя отличается от схемы обычного усилителя тем, что постоянный ток, подаваемый через дроссель L в обмотки управления (в схеме формирователя они названы обмотками постоянного тока ω_-), поступает в нагрузку. Дроссель L обеспечивает режим вынужденного намагничивания. Конденсатор C не пропускает по-

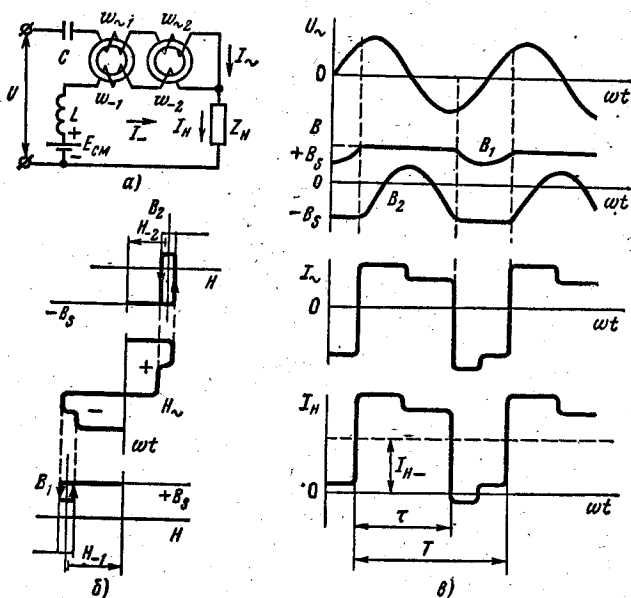


Рис. 18.11. Магнитный формирователь тактовых импульсов

стоянный ток в обмотки ω_- и в источник переменного напряжения. Допустим, что емкостное сопротивление конденсатора C и сопротивление нагрузки Z_H достаточно малы и можно считать, что к обмоткам $\omega_{~1}$ и $\omega_{~2}$ приложено почти целиком синусоидальное напряжение $U_{~}$. При этих допущениях физические процессы в магнитном формирователе характеризуются кривыми, изображенными на рис. 18.11, б и в.

Из основного закона идеального магнитного усилителя [см. формулу (2.3)] очевидно, что величина импульсов переменного тока в нагрузке не зависит от сопротивления нагрузки, а определяется только значением постоянного тока в обмотке постоянного тока и отношением чисел витков обмотки постоянного тока и рабочей обмотки (в схеме формирователя она названа обмоткой переменного тока ω_-):

$$I_{~} = I_- \frac{\omega_-}{\omega_{~}}$$

Если количество витков в обмотках одинаково ($\omega_{~} = \omega_-$), то ам-

плитуда импульса переменного тока будет равна величине постоянного тока и в нагрузке будут протекать однополярные импульсы тока I_n с амплитудой, приблизительно равной удвоенному значению постоянного тока I_{-n} .

Длительность τ импульсов в нагрузке можно изменять в широких пределах при неизменном периоде T переменного тока, питающего схему. Для этого достаточно числа витков обмоток постоянного тока делать различными.

Рис. 18.11 соответствует условиям $\omega_{-2} < \omega_{-1}$ и $\omega_{-1} = \omega_{+1} = \omega_{+2}$.

В этом случае напряженности постоянного поля в сердечниках будут различными, а значит, и напряженности переменного поля в положительный и отрицательный полупериоды *будут различными по амплитуде*, так как закон равенства напряженностей (2.3) должен сохраняться, если к обмоткам ω_{\sim} приложено переменное напряжение, уравнивающее э.д.с. этих обмоток (см. § 2.2 и рис. 2.4).

В то же время, ввиду того что через конденсатор может проходить только переменный ток, должны быть *одинаковы средние значения* напряженности обмоток ω_{+1} и ω_{-2} в положительный и отрицательный полупериоды.

Два указанных условия свидетельствуют о том, что продолжительность положительного импульса H_{\sim} возрастает, а отрицательного — уменьшается, как показано на рис. 18.11, б. В результате длительность импульса тока в нагрузке оказывается больше паузы. Изменение длительности положительного и отрицательного импульсов напряженности H_{\sim} приводит к соответствующему перераспределению времени, в течение которого напряжение U_{\sim} приложено к той или иной обмотке переменного тока. Это вызывает, в свою очередь, различия в величинах э.д.с. обмоток, уравнивающих приложенное напряжение, а значит, различия в величинах изменения индукции в одном и другом сердечниках. Величина изменения индукции B_2 возрастает, а B_1 уменьшается по сравнению с простейшим усилителем.

Если при равенстве $\omega_{-1} = \omega_{+1} = \omega_{+2}$ выполнить условие $\omega_{-2} > \omega_{-1}$, то длительность импульса станет меньше паузы.

Если величина напряженности постоянного поля сравнима с коэрцитивной силой H_c сердечников, необходимо учитывать, что изменения индукции будут протекать по частным гистерезисным циклам (см. утолщенные линии на рис. 18.11, б). Это приведет к ступенчатым вершинам импульсов напряженности H_{\sim} и тока I_{\sim} . Ступенчатость вершины результирующего тока I_n в нагрузке (рис. 18.11, в) незначительна для работы магнитных элементов в процессе считывания информации. «Ступенька» же тока в период паузы может нарушить правильную работу магнитных элементов, так как этот ток, проходя по тактовой шине, создает дополнительные напряженности, вызывающие помехи в процессе записи информации. Уменьшению «ступеньки» способствуют увеличение числа витков ω_{\sim} , снижение длины средней линии сердечника, а также выбор материала с более узкой петлей гистерезиса.

Изложенный процесс работы формирователя соответствует достаточно малому относительному значению Z_n . При возрастании нагрузки уменьшается сдвиг фаз между импульсом I_n и питающим напря-

жением, а время переднего и заднего фронтов возрастает, придавая импульсу трапецеидальную форму.

К генератору переменного напряжения U_{ω} , необходимому для питания формирователя, не предъявляется каких-либо особенных требований. Необходимо лишь, чтобы этот источник давал нужные напряжение, частоту и обеспечивал заданную мощность. Обычно в качестве генератора применяют ламповые или полупроводниковые генераторы переменного напряжения; причем форма кривой напряжения не имеет существенного значения.

В качестве задающего генератора наряду с ламповыми и полупроводниковыми генераторами применяют магнитно-транзисторные мультивибраторы. Простейший из них показан на рис. 18.12. В таких мультивибраторах осуществляется настолько сильная ПОС с помощью обмоток ω_K , что даже небольшое изменение индукции сердечника открывает один из транзисторов. Дальнейшее перемагничивание происходит под действием ПОС до тех пор, пока индукция не достигнет значения B_m на пологой части петли гистерезиса. При этом э.д.с. базовой обмотки открытого транзистора снижается и ток I_K данного транзистора начинает уменьшаться. Вместе с током уменьшается напряженность магнитного поля и рабочая точка сердечника перемещается по петле гистерезиса от B_m к B_r . За счет указанного изменения индукции в базовой обмотке другого транзистора наводится небольшая э.д.с., подобная э.д.с. помехи заднего фронта (ср. рис. 10.1), и происходит лавинообразный процесс отпирания этого транзистора, сопровождающийся перемагничиванием сердечника в противоположном направлении. Затем процесс повторяется. Период переключений зависит от объема сердечника, тока I_{Kmax} и соотношения количества витков обмоток. В небольших пределах частоту можно регулировать, изменяя величину постоянного подмагничивающего поля. Введение ООС с помощью сопротивлений R_s , как на рис. 10.6, а и б, ускоряет выход транзисторов из насыщения и увеличивает частоту переключений.

Мультивибратор особенно удобен в качестве задающего генератора в двухтактных схемах, так как он выдает поочередно через левый и правый транзисторы импульсы первого и второго тактов.

Основным недостатком подобных генераторов тактовых импульсов является заметная зависимость частоты генерации от температуры окружающей среды и от разброса параметров транзисторов и сердечников. Поэтому, если существенна стабильность частоты, вместо них применяют другие типы ламповых и транзисторных генераторов.

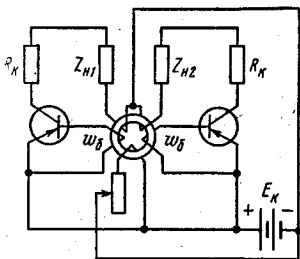


Рис. 18.12. Магнитно-транзисторный задающий генератор для питания двухтактных схем (магнитно-транзисторный мультивибратор)

Масса (г) и сечение (см²) стандартных кольцевых сердечников

D × d, мм	t, см	Высота сердечника h, мм															
		3,5		5,0		7,0		10,0		14,0		20,0		28,0		40,0	
		G, г	s, см ²	G, г	s, см ²	G, г	s, см ²	G, г	s, см ²	G, г	s, см ²	G, г	s, см ²	G, г	s, см ²	G, г	s, см ²
12 × 10	3,45	0,968	0,036														
14 × 12	4,08	1,14	0,036														
17 × 14	4,86	2,04	0,054	2,93	0,077												
20 × 14	5,33	4,50	0,108	6,40	0,154												
20 × 17	5,80	3,60	0,079														
24 × 17	6,43			9,10	0,181	12,8	0,255										
24 × 20	6,90			5,54	0,103	7,75	0,144										
28 × 20	7,53			12,05	0,205	16,9	0,288										
28 × 24	8,16			6,54	0,103	9,15	0,144										
34 × 24	9,10			18,23	0,237	25,5	0,327										
34 × 28	9,72					16,4	0,232	23,4	0,306								
40 × 28	10,6			25,4	0,304	36,0	0,430	51,4	0,621								
40 × 34	11,6					19,5	0,215	27,8	0,307	39,0	0,431						
48 × 28	11,9					67,0	0,722	95,4	1,025								
48 × 34	12,8					50,5	0,505	72,0	0,720	101,0	1,01						
48 × 40	13,8					31,0	0,288	44,2	0,409	62,0	0,575						
56 × 34	14,1					87,0	0,790	124,1	1,125	174,0	1,58						
56 × 40	15,0							96,5	0,824	135,0	1,15	193	1,65				
67 × 40	16,8							181,5	1,385	234	1,94	363	2,77				
67 × 48	18,1							137,1	0,970	192	1,36	274	1,94	722	4,60		
80 × 48	20,1							258,0	1,645	361	2,30	515	3,28	574	3,44		
80 × 56	21,4									287	1,72	410	2,46	1035	5,59		
95 × 56	23,7									518	2,90	570	2,87	800	4,04		
95 × 67	25,4											740	4,00	1080	4,60		
112 × 67	28,1											1012	4,64	1425	6,50		
112 × 80	30,1											722	3,07	1940	7,47		
132 × 80	33,3											1385	5,34	1445	5,20		
132 × 95	35,6													2915	9,34		
160 × 95	40,0													4150	12,45		
160 × 112	42,7															1545	6,57
																2770	10,66
																2060	7,41
																4160	10,33
																5920	17,76

ЛИТЕРАТУРА

Основная

1. Сотсков Б. С. Элементы автоматической и телемеханической аппаратуры. — М.: Госэнергоиздат, 1950.
2. Розенблат М. А. Магнитные элементы автоматики и вычислительной техники. — М.: Наука, 1966.
3. Липман Р. А., Негневицкий И. Б. Быстродействующие магнитные и магнитно-полупроводниковые усилители. — М.: Госэнергоиздат, 1960.
4. Пирогов А. И., Шамаев Ю. М. Магнитные сердечники для устройств автоматики и вычислительной техники. — М.: Энергия, 1973.
5. Крайзмер Л. П. Быстродействующие ферромагнитные запоминающие устройства. — М.: Энергия, 1964.
6. Сотсков Б. С. Основы расчета и проектирования электромеханических элементов автоматических и телемеханических устройств. — М.: Энергия, 1965.
7. Ионов И. П. Магнитные элементы дискретного действия (основы расчета и проектирования). — М.: Высшая школа, 1968.
8. Колосов В. Г. и др. Импульсные магнитные элементы и устройства. — М.: Энергия, 1976.
9. Миловзорова З. И. Электромагнитная техника в задачах, упражнениях и расчетах. — М.: Высшая школа, 1975.
10. Боярченков М. А. и Черкашина А. Г. Магнитные элементы автоматики и вычислительной техники. — М.: Высшая школа, 1976.

Дополнительная

К первой части

- 1.1. Киренский Л. В. Магнетизм. — М.: Наука, 1967.
- 1.2. Яковлев Н. М. Перемагничивание сердечников магнитных усилителей с самонасыщением. — Изв. вузов. Приборостроение, 1969, № 7.
- 1.3. Справочник по электротехническим материалам/Под ред. Ю. В. Коричко и др. — Л.: Энергия, 1976.
- 1.4. Преображенский А. А. Магнитные материалы и элементы. — М.: Высшая школа, 1976.
- 1.5. Розенблат М. А. Магнитные усилители. — М.: Советское радио, 1960.
- 1.6. Васильев Н. П., Седых О. А. и Боярченков М. А. Проектирование магнитных усилителей. — М.: Госэнергоиздат, 1959.
- 1.7. Липман Р. А. и Негневицкий И. Б. Магнитные усилители постоянного тока с самонасыщением. Изд. МЭИ, 1966.
- 1.8. Тищенко Н. М. Стабильность магнитных усилителей. — М.: Энергия, 1964.
- 1.9. Львов Е. Л. Магнитные усилители в технике автоматического регулирования. — М.: Энергия, 1972.
- 1.10. Миловзоров В. П. Суммирующие магнитные усилители. — Тр. РРТИ, т. III, 1958.
- 1.11. Боярченков М. А. и др. Магнитные решающие элементы. — М.: Советское радио, 1971.
- 1.12. Негневицкий И. Б. Операционные магнитные усилители. — М.: Энергия, 1971.

- 1.13. Афанасьев Ю. В. Феррозонды. — Л.: Энергия, 1969.
- 1.14. Миловзоров В. П. и др. Магнитный регулятор напряжения с широким диапазоном регулирования. — Электричество, 1962, № 10.
- 1.15. Миловзоров В. П., Волков Н. И. Трехфазный регулятор напряжения с широким диапазоном регулирования. — Электричество, 1963, № 11.
- 1.16. Бамдас А. М., Шапиро С. В. Трансформаторы, регулируемые подмагничиванием. — М.: Энергия, 1965.
- 1.17. Миловзорова З. И. Методика оптимального расчета магнитных регуляторов. — Тр. РРТИ, вып. 7, 1966.
- 1.18. Королев Г. И., Лашин В. А., Миловзоров В. П., Миловзорова З. И. Стабилизированные магнитные регуляторы напряжения для цепей переменного тока. Передовой научно-технический и производственный опыт. Изд. ГОСИНТИ, 1967.
- 1.19. Королев Г. И., Миловзоров В. П. Передаточные функции магнитного регулятора напряжения при изменении управляющих напряжений. — Тр. РРТИ, вып. 12, 1968.
- 1.20. Тищенко Н. М. Проектирование магнитных и полупроводниковых элементов автоматики. — М.: Энергия, 1979.
- 1.21. Ройзен С. С., Стефанович Т. Х. Магнитные усилители в электроприводе и автоматике. — М.: Энергия, 1970.
- 1.22. Миловзоров В. П., Лашин В. А., Иванов Ю. П. Особенности построения трехфазных магнитно-полупроводниковых схем управления тиристорами. — Тр. РРТИ, вып. 24, 1970.
- 1.23. Миловзоров В. П., Волков Н. И., Лашин В. А. Регулировочные характеристики трехфазных магнитных усилителей, несимметричных по длительности рабочих и управляющих интервалов. — Тр. РРТИ, вып. 48, 1973.
- 1.24. Глузман П. Л. Многофункциональное магнитное импульсно-модуляционное устройство. — Радиотехника, 1980, № 3.
- 1.25. Обрусник В. П. Дискретно-управляемые ферромагнитные элементы для преобразования параметров электроэнергии. — М.: Наука, 1979.

Ко второй части

- 2.1. Бардиж В. В. Магнитные элементы цифровых вычислительных машин. — М.: Энергия, 1974.
- 2.2. Балашов Е. П. Проектирование магнитных элементов и устройств электронных вычислительных машин. — М.: Высшая школа, 1966.
- 2.3. Белявский В. Ф. Проектирование магнитно-полупроводниковых элементов автоматики и вычислительной техники. Изд. МИИТ, 1964.
- 2.4. Авдеенкова Л. М. и Корольков Н. В. Анализ работы и расчет феррит-диодных магнитных элементов. Изд. ВЦ АН СССР, 1962.
- 2.5. Гурвич Е. И. и Щукин Л. Б. Ферротранзисторные элементы и их применение в цифровых автоматических устройствах. — М.: Госэнергоиздат, 1963.
- 2.6. Лисицын Г. Ф., Пашуканис Ф. Е. и др. Ферротранзисторные типовые элементы ЭВМ. — В сб.: Элементы ЭВМ на полупроводниковых приборах. — М.: Советское радио, 1969.
- 2.7. Сычева М. П. и др. Применение ферритов марок ВТ-1 и К-28 в магнитных оперативных запоминающих устройствах. Изд. ИТМ и ВТ АН СССР.
- 2.8. Парфентьев А. И. и Пуссэт Л. А. Физические основы магнитной записи звука. — М.: Гостехиздат, 1957.
- 2.9. Сыпчук П. П. и др. Магнитная запись в вычислительной технике. Изд. ЦНИИКА, 1958.
- 2.10. Макурочкин В. Г. Магнитная запись в вычислительной технике. — М.: Советское радио, 1968.
- 2.11. Бардиж В. В. Состояние и тенденции развития магнитных элементов ЦВМ. Изд. ИТМ и ВТ АН СССР, 1970.
- 2.12. Злобин В. А., Муромкина Т. С., Поспелов П. В. Изделия из ферритов и магнитодиэлектриков: Справочник. — М.: Советское радио, 1972.

2.13. Транзисторы и полупроводниковые диоды: Справочник. — М.: Связьиздат, 1963.

2.14. Справочник по полупроводниковым диодам, транзисторам и интегральным схемам/Под ред. Н. А. Горюнова. — М.: Энергия, 1977.

К третьей части

3.1. Боярченко М. А., Раев В. К., Розенталь Ю. Д. Магнитные элементы на разветвленных сердечниках. — М.: Энергия, 1969.

3.2. Кобелев В. В. Петли гистерезиса одноосных ферромагнитных пленок. Изд. ИТМ и ВТ АН СССР, 1961.

3.3. Праттон М. Тонкие ферромагнитные пленки. — Л.: Судостроение, 1967.

3.4. Корольков Н. В., Марышева Г. И. Логические элементы ЦВМ на тонких ферромагнитных пленках. — М.: Энергия, 1971.

3.5. Рабкин Л. И. и др. Ферриты. — Л.: Энергия, 1968.

3.6. Бобек А. и др. Применение ортоферритов в устройствах с использованием движения доменных стенок (перевод). — Приборы и системы управления, 1971, № 8.

3.7. Вальцов В. В. и Раев В. К. Магнитооптическое считывание в магнитокристаллических устройствах обработки и хранения информации. — Приборы и системы управления, 1971, № 8.

3.8. Григорян Л. А. Запоминающие устройства на цилиндрических магнитных пленках. — М.: Энергия, 1975.

3.9. Андреев А. К. и др. Получение изотропных пермаллоевых пленок для схем управления цилиндрическими магнитными доменами — В сб.: Логические и запоминающие устройства на магнитных кристаллах. — Тр. ИНЭУМ, вып. 21, М., 1973.

3.10. Боярченко М. А. и др. Магнитные доменные логические и запоминающие устройства. — М.: Энергия, 1974.

3.11. Андреев А. К., Ляшенко Е. П., Раев В. К. Высокоскоростная стробоскопическая установка для исследования динамики микронных и субмикронных ЦМД в доменопродвигающих схемах ЗУ на ЦМД в диапазоне частот 0—300 кГц. — В сб.: Физические свойства и технические применения цилиндрических магнитных доменов. — Тр. ИНЭУМ, вып. 78, М., 1979.

3.12. Боярченко М. А., Падуков Л. Н., Раев В. К. Доменное запоминающее устройство на ортоферритах. — В сб.: Логические и запоминающие устройства на магнитных кристаллах. — Тр. ИНЭУМ, вып. 21, М., 1973.

3.13. Раев В. К. Четыре направления в развитии элементной базы доменных запоминающих устройств. — В сб.: Цилиндрические магнитные домены, физические свойства и технические применения. — Тр. ИНЭУМ, вып. 82, М., 1980.

3.14. Миляев Ю. К., Чиркин Г. К. Ионно-имплантированная структура продвижения цилиндрических магнитных доменов. — Зарубежная электроника, 1979, № 12.

3.15. Маркаров Г. И. Запоминающие устройства на основе решетки цилиндрических магнитных доменов. — В сб.: Физические свойства и технические применения цилиндрических магнитных доменов. — Тр. ИНЭУМ, вып. 78, М., 1979.

3.16. Мочалов В. Д. Магнитная микроэлектроника. — М.: Советское радио, 1977.

К четвертой части

4.1. Юревич Е. И. Электромагнитные устройства автоматики. — Л.: Энергия, 1964.

4.2. Аранович Б. И., Шамрай Б. В. Электромагнитные устройства автоматики. — Л.: Энергия, 1965.

4.3. Справочник по элементам автоматики и телемеханики/Под ред. Б. С. Сотскова. Электромагнитные реле. — М.: Госэнергоиздат, вып. 1, 1958; вып. 2., 1959; вып. 3, 1960.

- 4.4. Буль Б. К. и др. Основы теории электрических аппаратов. — М.: Высшая школа, 1970.
- 4.5. Сливинская А. Г. Электромагниты и постоянные магниты. — М.: Энергия, 1972.
- 4.6. Томашевский М. А. Методика расчета цилиндрической магнитной муфты с ферромагнитным наполнителем: Научные доклады высшей школы. — Электромеханика и автоматика, 1959, № 2.
- 4.7. Харазов К. И. Реле с магнитоуправляемыми контактами. — М.: Энергия, 1971.
- 4.8. Богданов Д. И. и Евдокимов Г. К. Феррорезонансные стабилизаторы. — М.: Госэнергоиздат, 1968.
- 4.9. Шляндин В. М. Элементы автоматики и телемеханики. — М.: Оборонгиз, 1952.
- 4.10. Бамдас А. М. и др. Статические электромагнитные преобразователи частоты и числа фаз. — М.: Госэнергоиздат, 1961.
- 4.11. Билик Р. В. и др. Бесконтактные элементы и системы телемеханики. — М.: Наука, 1964.
- 4.12. Любчик М. А. Оптимальное проектирование силовых электромагнитных механизмов. — М.: Энергия, 1974.

ОГЛАВЛЕНИЕ

	<i>Стр.</i>
Предисловие	3
Введение	5
Часть первая	
МАГНИТНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ АНАЛОГОВЫХ (НЕПРЕРЫВНЫХ) УСТРОЙСТВ	
Глава 1. Основные сведения о теории магнетизма и магнитных материалах	9
§ 1.1. Единицы магнитных величин и магнитные свойства веществ	9
§ 1.2. Доменная структура и магнитная анизотропия ферромагнетиков	16
§ 1.3. Кривые намагничивания и петли гистерезиса	20
§ 1.4. Магнитные материалы	29
Глава 2. Простейшие магнитные усилители (дроссели с подмагничиванием)	33
§ 2.1. Принцип действия, конструктивные варианты и обозначения магнитных усилителей	33
§ 2.2. Физические процессы в магнитном усилителе с идеальной кривой намагничивания сердечников в режиме вынужденного намагничивания	37
§ 2.3. Физические процессы в магнитном усилителе с идеальной кривой намагничивания сердечников в режиме свободного намагничивания	41
§ 2.4. Характеристики одновременного намагничивания магнитных материалов переменным и постоянным магнитными полями	44
§ 2.5. Характеристики реальных магнитных усилителей при работе на активную нагрузку	46
Глава 3. Магнитные усилители с внешней обратной связью и с самонасыщением	49
§ 3.1. Способы осуществления обратной связи	49
§ 3.2. Статические характеристики усилителей с внешней обратной связью	51
§ 3.3. Динамические характеристики усилителей с внешней обратной связью	54
§ 3.4. Статические характеристики усилителей с самонасыщением	58
§ 3.5. Динамические характеристики усилителей с самонасыщением	66
§ 3.6. Сравнение усилителей с внешней обратной связью с усилителями с самонасыщением	70
§ 3.7. Основы расчета усилителей	71
Глава 4. Реверсивные, многокаскадные и быстродействующие магнитные усилители	78
§ 4.1. Реверсивные усилители с выходом постоянного тока и их расчет	78
§ 4.2. Реверсивные усилители с выходом переменного тока	82
§ 4.3. Векторная диаграмма и расчет реверсивных усилителей с выходом переменного тока	86
§ 4.4. Многокаскадные усилители	89

§ 4.5. Стабильность, миниатюризация и резервирование магнитных усилителей	90
§ 4.6. Быстродействующие магнитные усилители (БМУ)	94
§ 4.7. Реверсивные и многокаскадные БМУ	97
§ 4.8. Индуктроны	100
Глава 5. Применение магнитных усилителей	103
§ 5.1. Трехфазные усилители	103
§ 5.2. Операционные усилители	106
§ 5.3. Усилители токового типа в измерительной и аналоговой технике обработки информации	109
§ 5.4. Регуляторы напряжения	111
§ 5.5. Усилители в стабилизаторах тока и напряжения	114
§ 5.6. Усилители в схемах управления тиристорами и ионными приборами	121
§ 5.7. Некоторые промышленные виды усилителей	124
Глава 6. Магнитные модуляторы (усилители напряжения) и зонды	127
§ 6.1. Модуляторы с выходом на основной частоте	127
§ 6.2. Модуляторы с выходом на удвоенной частоте	131
§ 6.3. Модуляторы с взаимно перпендикулярными полями	132
§ 6.4. Феррозонды	134
Глава 7. Дискретно-управляемые ферромагнитные элементы	136
§ 7.1. Импульсно-подмагничиваемые элементы	137
§ 7.2. Импульсно-коммутируемые элементы	140
§ 7.3. Ферромагнитные элементы с дискретно-управляемыми обратными связями	145

Часть вторая

ЛОГИЧЕСКИЕ И ЗАПОМИНАЮЩИЕ МАГНИТНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ ЦИФРОВЫХ (ДИСКРЕТНЫХ) УСТРОЙСТВ

Глава 8. Характеристики ферромагнитных материалов и расчет элементарных схем с ферромагнитными сердечниками в импульсном режиме работы	146
§ 8.1. Магнитный сердечник как техническое средство реализации двоичной системы счисления	146
§ 8.2. Динамические характеристики ферромагнитных материалов с прямоугольной петлей гистерезиса при импульсном перемагничивании	148
§ 8.3. Особенности магнитных характеристик микронных сердечников	156
§ 8.4. Нагрев сердечников при перемагничивании и предельная частота работы	157
§ 8.5. Расчет переходных процессов в импульсных цепях с ферромагнитными сердечниками	159
§ 8.6. Расчет переходных режимов по средним значениям величин в импульсных цепях с ферромагнитными сердечниками	160
Глава 9. Магнитно-диодные элементы и основы их расчета	164
§ 9.1. Два основных типа схем магнитно-диодных ячеек	164
§ 9.2. Виды магнитно-диодных элементов трансформаторного типа	166
§ 9.3. Применение магнитно-диодных ячеек в логических схемах	174
§ 9.4. Основы расчета магнитно-диодных элементов трансформаторного типа	176
Глава 10. Магнитно-транзисторные ячейки и основы их расчета	179
§ 10.1. Анализ работы и основы расчета простейшей магнитно-транзисторной ячейки	179

	<i>Стр.</i>
§ 10.2. Магнитно-транзисторные ячейки с повышенной стабильностью и быстродействием	188
§ 10.3. Анализ работы магнитно-транзисторных ячеек с положительной обратной связью	193
§ 10.4. Расчет магнитно-транзисторных ячеек по эквивалентному сопротивлению сердечника	194
§ 10.5. Применение магнитно-транзисторных ячеек в логических и других схемах	199
§ 10.6. Магнитные шифраторы и дешифраторы	201
Глава 11. Элементы магнитных запоминающих устройств	206
§ 11.1. Матричные системы памяти	206
§ 11.2. Выбор сердечников и режима их перемагничивания для МОЗУ, работающих по принципу совпадения токов	210
§ 11.3. Запоминающее устройство типа 2D (с линейным выбором)	214
§ 11.4. МОЗУ типа 2D с координатными трансформаторами и двумя сердечниками на бит	215
§ 11.5. Основы расчета магнитных элементов МОЗУ типа 2D	219
§ 11.6. Направления развития матричных МОЗУ	225
§ 11.7. Матричная система памяти на ферритовых пластинах	228
§ 11.8. Метод считывания поперечным полем. Биакс	230
§ 11.9. Накопительные счетчики и аналоговые запоминающие элементы	232
Глава 12. Запоминающие устройства с подвижным магнитным носителем	236
§ 12.1. Физические основы магнитной записи и воспроизведения информации	236
§ 12.2. Методы записи аналоговой и цифровой информации	241
§ 12.3. Магнитные носители записи и магнитные головки	247
§ 12.4. Запоминающие устройства на магнитной ленте	250
§ 12.5. Запоминающие устройства на магнитных барабанах и дисках	251
§ 12.6. Особенности записи — воспроизведения видеoinформации	254
Часть третья	
ИНТЕГРАЛЬНЫЕ МАГНИТНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ	
Глава 13. Магнитные элементы на разветвленных сердечниках	256
§ 13.1. Особенности перемагничивания разветвленных сердечников	256
§ 13.2. Методы управления процессами перемагничивания разветвленных сердечников с магнитно-связанными контурами	258
§ 13.3. Трансфлюксор — разветвленный сердечник с магнитно-развязанными контурами	261
Глава 14. Тонкопленочные магнитные элементы	266
§ 14.1. Зависимость структуры и свойств магнитного материала от толщины его слоя	266
§ 14.2. Перемагничивание тонких магнитных пленок	269
§ 14.3. Запоминающие устройства на плоских магнитных пленках	278
§ 14.4. Запоминающие устройства на цилиндрических магнитных пленках	280
§ 14.5. Экспериментальное определение оптимальных режимов работы запоминающего элемента на тонких магнитных пленках	285
§ 14.6. Логические элементы на тонких магнитных пленках	287
Глава 15. Интегральные элементы на цилиндрических магнитных доменах (ЦМД)	288
§ 15.1. Магнитные материалы для элементов на цилиндрических доменах	288

§ 15.2.	Устойчивость цилиндрических магнитных доменов	291
§ 15.3.	Способы продвижения цилиндрических магнитных доменов	293
§ 15.4.	Генерация и аннигиляция цилиндрических доменов	301
§ 15.5.	Считывание информации в устройствах на цилиндрических магнитных доменах	304
§ 15.6.	Особенности построения цифровых устройств на цилиндрических магнитных доменах. Структурные элементы	311
§ 15.7.	Переключательные и логические элементы на цилиндрических доменах	314
§ 15.8.	Запоминающие устройства на цилиндрических доменах	318
§ 15.9.	Перспективы развития элементной базы доменных запоминающих устройств	324
§ 15.10.	Ионно-имплантированная структура продвижения цилиндрических магнитных доменов	326
§ 15.11.	Решетки цилиндрических доменов	329
§ 15.12.	Токовые перфорированные схемы	332

Часть четвертая

ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЕ И МАГНИТНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ УСТРОЙСТВ УПРАВЛЕНИЯ И ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

Г л а в а 16.	Электромагнитные реле постоянного тока	334
§ 16.1.	Тяговые и механические характеристики	334
§ 16.2.	Магнитная цепь	339
§ 16.3.	Обмотки	344
§ 16.4.	Контакты. Методы дуго- и искрогашения	346
§ 16.5.	Временные параметры реле и методы их изменения	352
§ 16.6.	Типы реле. Выбор реле по исходным данным	355
Г л а в а 17.	Электромеханические элементы систем управления и другие типы реле	359
§ 17.1.	Тяговые электромагниты	359
§ 17.2.	Особенности реле переменного тока	361
§ 17.3.	Поляризованные реле и электромеханические преобразователи	364
§ 17.4.	Электромагнитные муфты	369
§ 17.5.	Магнитоуправляемые контакты (герконы) и ферриды	373
§ 17.6.	Контактные логические элементы. Контакторы. Пускатели	381
§ 17.7.	Распределители импульсов	386
Г л а в а 18.	Стабилизаторы, преобразователи частоты, генераторы и формирователи импульсов управления	387
§ 18.1.	Параметрические феррорезонансные стабилизаторы	387
§ 18.2.	Ферромагнитные преобразователи частоты	392
§ 18.3.	Магнитные и феррорезонансные генераторы и формирователи импульсов	395
Приложение	400
Литература	401