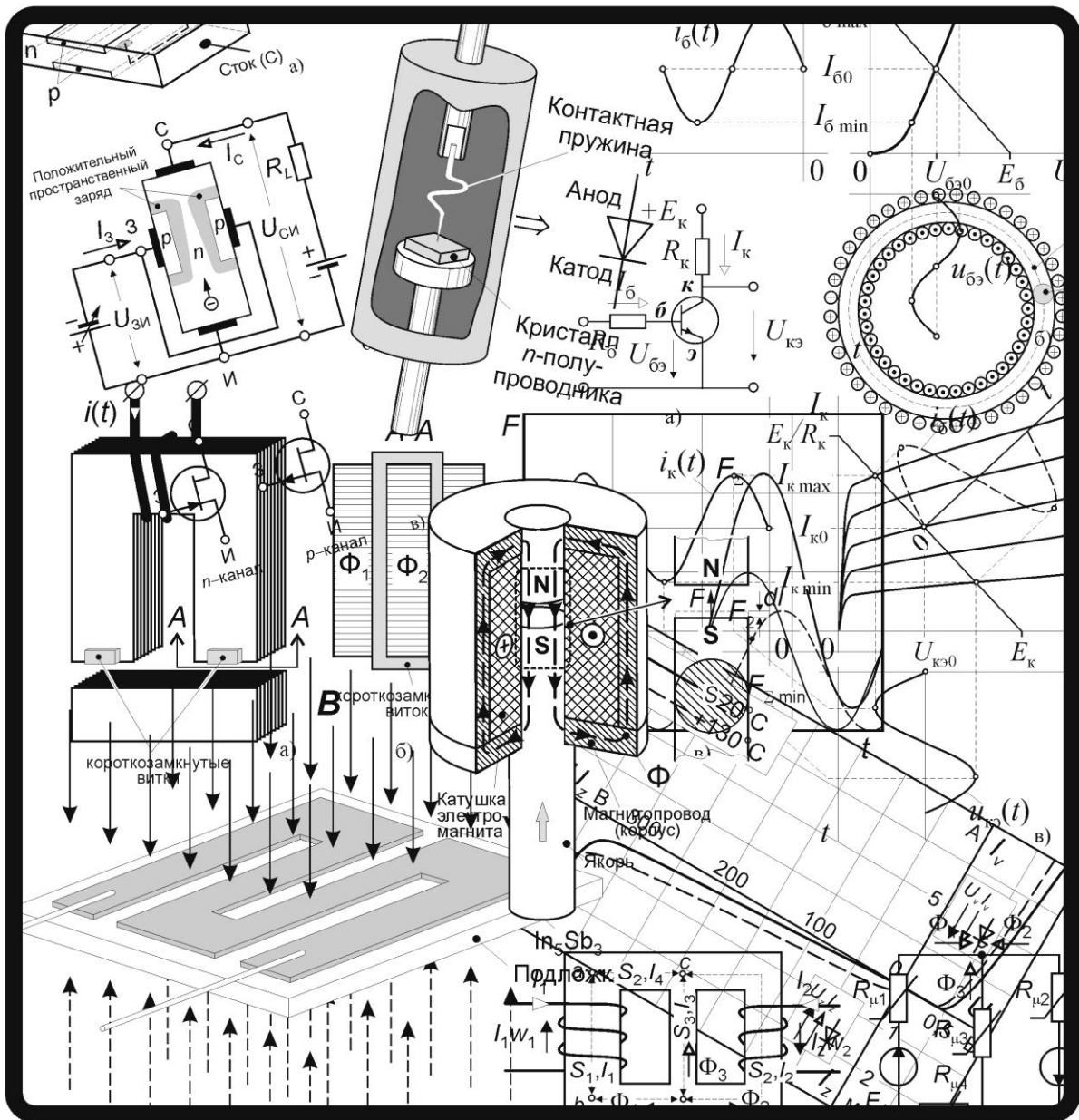


А.А. Усольцев

НЕЛИНЕЙНЫЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ И МАГНИТНЫЕ ЦЕПИ



МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

УНИВЕРСИТЕТ ИТМО

А.А. Усольцев

НЕЛИНЕЙНЫЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ И МАГНИТНЫЕ ЦЕПИ

РЕКОМЕНДОВАНО К ИСПОЛЬЗОВАНИЮ В УНИВЕРСИТЕТЕ ИТМО
по направлениям подготовки: 09.03.01, 10.03.01, 11.03.03, 12.03.01, 12.03.02, 12.03.03,
12.03.05, 12.05.01, 13.03.02, 14.03.01, 15.03.06; 16.03.01; 18.03.02, 19.03.01, 24.03.02, 27.03.04
в качестве учебного пособия для реализации основных профессиональных
образовательных программ высшего образования бакалавриата и специалитета

 **УНИВЕРСИТЕТ ИТМО**

Санкт-Петербург

2018

Усольцев А.А. Нелинейные электрические и магнитные цепи/Учебное пособие. – СПб: Университет ИТМО, 2018, – 114 с.

Рецензент: Лукичёв Дмитрий Вячеславович,
к.т.н., доцент кафедры ЭТ и ПЭМС Университета ИТМО.

В пособии рассмотрены устройство, принцип действия и характеристики нелинейных элементов электрооборудования. Изложены основные положения теории нелинейных электрических и магнитных цепей постоянного и переменного тока. Тематика и материал пособия соответствуют расширенному и углублённому изложению аналогичного раздела курса общей электротехники.

Пособие предназначено для студентов технических направлений подготовки (специальностей) неэлектротехнического профиля.



Университет ИТМО – ведущий вуз России в области информационных и фотонных технологий, один из немногих российских вузов, получивших в 2009 году статус национального исследовательского университета. С 2013 года Университет ИТМО – участник программы повышения конкурентоспособности российских университетов среди ведущих мировых научно-образовательных центров, известной как проект «5 в 100». Цель Университета ИТМО – становление исследовательского университета мирового уровня, предпринимательского по типу, ориентированного на интернационализацию всех направлений деятельности.

© Университет ИТМО, 2018

© А.А. Усольцев, 2018

Введение

Разработка устройств, функционирование которых основано на явлениях, связанных с протеканием электрического тока, невозможна без анализа электромагнитных процессов в отдельных элементах и в целом во всей установке.

Любой элемент электроустановки, по которому протекает электрический ток, формирует в пространстве электрическое и магнитное поле, а также осуществляет преобразование электрической энергии в другие виды (тепловую, механическую, химическую, световую). Эти процессы находят своё отражение в электрических параметрах элементов – сопротивлении, индуктивности и ёмкости. При этом один из параметров является доминирующим в этом наборе, и по нему определяют тип элемента – резистор, дроссель или конденсатор.

Сопротивление, индуктивность и ёмкость могут быть независимыми от напряжения, тока, магнитного потока, температуры и других величин. В этом случае характеристика, определяющая основной параметр элемента (вольт-амперная, вебер-амперная или кулон-вольтная), представляет собой линейную функцию, и такой элемент называется *линейным*. Если же сопротивление, индуктивность или ёмкость изменяются под влиянием напряжения или тока, а также каких-либо иных воздействий, то соответствующая характеристика становится нелинейной функцией, и такой элемент называется *нелинейным*.

Принципиально все элементы электрических цепей в большей или меньшей степени нелинейны, но если нелинейность существенно не влияет на электромагнитные процессы, то ею пренебрегают и считают элемент линейным. В то же время, нелинейность элементов электроустановки позволяет реализовать в ней такие свойства, которые в принципе невозможно обеспечить любой совокупностью линейных элементов. Поэтому применение нелинейных элементов является необходимым условием для получения высокоэффективных технических решений.

Наличие даже одного нелинейного элемента не позволяет использовать для анализа электрической цепи методы, основанные на разделении реакции, такие как метод контурных токов, метод наложения, метод узловых потенциалов, метод гармонического анализа и др. При наличии нелинейности анализ процессов значительно усложняется, поэтому, если это возможно, то характеристики нелинейных элементов линеаризуются или аппроксимируются аналитическими функциями в виде полиномов, экспонент и др.

В современной технике нелинейные элементы находят очень широкое применение. С их помощью преобразуется электрическая энергия, генерируются сигналы с заданными свойствами, преобразуется и сохраняется информация. Они используются в энергетике, автоматике, радиотехнике, вычисли-

тельной технике и других областях, связанных с использованием электрической энергии.

1. Элементы электрооборудования и их характеристики

1.1. Проводники, полупроводники и диэлектрики

1.1.1. Проводники

Основными проводниками, используемыми в технических устройствах, являются металлы. Электрический ток в них формируется главным образом за счёт движения электронов, расположенных на внешней электронной оболочке атомов. Эти электроны могут свободно перемещаться и под воздействием внешнего электрического поля образуют электрический ток. Число таких электронов, называемых свободными, очень велико и приблизительно равно числу атомов, что обеспечивает высокую проводимость металла.

Свободные электроны располагаются в атомах на различных энергетических уровнях, т.е. обладают различной энергией, и вся совокупность этих уровней образует энергетическую зону, называемую *зоной проводимости*.

Остальные электроны, расположенные на более низких энергетических уровнях, связаны с отдельными атомами, и спектр их уровней образует т.н. *валентную зону*.

В металлах зоны проводимости и валентная зона частично перекрываются, поэтому электроны валентной зоны при определённых условиях участвуют в формировании электрического тока в проводнике (рис. 1.1).

При повышении температуры колебания атомов кристаллической решётки возрастают. Это препятствует подвижности электронов и увеличивает электрическое сопротивление проводника. В результате, большая часть проводников обладает положительным *температурным коэффициентом сопротивления*

$$TKR = \frac{\Delta R}{R \cdot \Delta T} > 0, \tag{1.1}$$

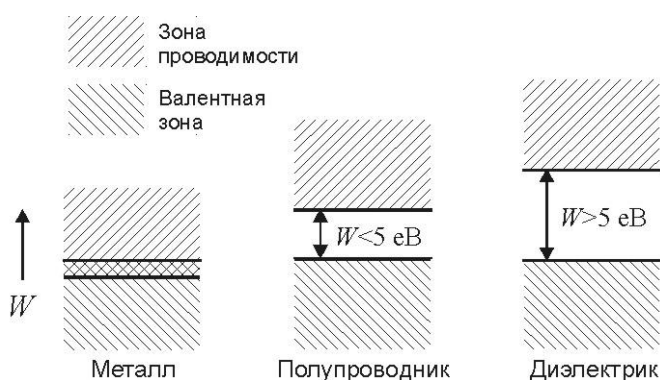


Рис.1.1

где ΔR , R и ΔT – изменение сопротивления, его величина и изменение температуры проводника соответственно.

При температуре близкой к абсолютному нулю ($0^\circ\text{K} = -273,15^\circ\text{C}$) атомные ядра неподвижны, а свободные электроны обладают максималь-

ной подвижностью, обеспечивающей нулевое электрическое сопротивление проводника. Возникает т.н. состояние сверхпроводимости, при котором движение электронов происходит без рассеяния энергии.

Легирование металлов нарушает симметрию кристаллической решётки и уменьшает подвижность свободных электронов, что приводит к увеличению электрического сопротивления.

У металлов, используемых в качестве проводников, свободные электроны не связаны с каким-либо конкретным атомом кристаллической решётки. При отсутствии внешнего электрического поля они распределены в кристалле подобно молекулам газа в закрытом объёме, поэтому их называют также *электронным газом*.

1.1.2. Диэлектрики

У диэлектриков перемещение электронов между атомами в общем случае невозможно. Поэтому температура не оказывает сколько-нибудь существенного влияния на их проводимость. Электроны могут только смещаться относительно атомов или молекул, вызывая их поляризацию. Однако при высоких температурах энергия может оказаться достаточной для преодоления запрещённой зоны между валентной зоной и зоной проводимости ($> 5\text{eV}$ см. рис. 1.1). В этом случае происходит ионизация молекул, и возникает ионная проводимость по типу электролита.

1.1.3. Полупроводники

1.1.3.1. Собственная проводимость

В качестве основы полупроводников используют в основном кристаллы

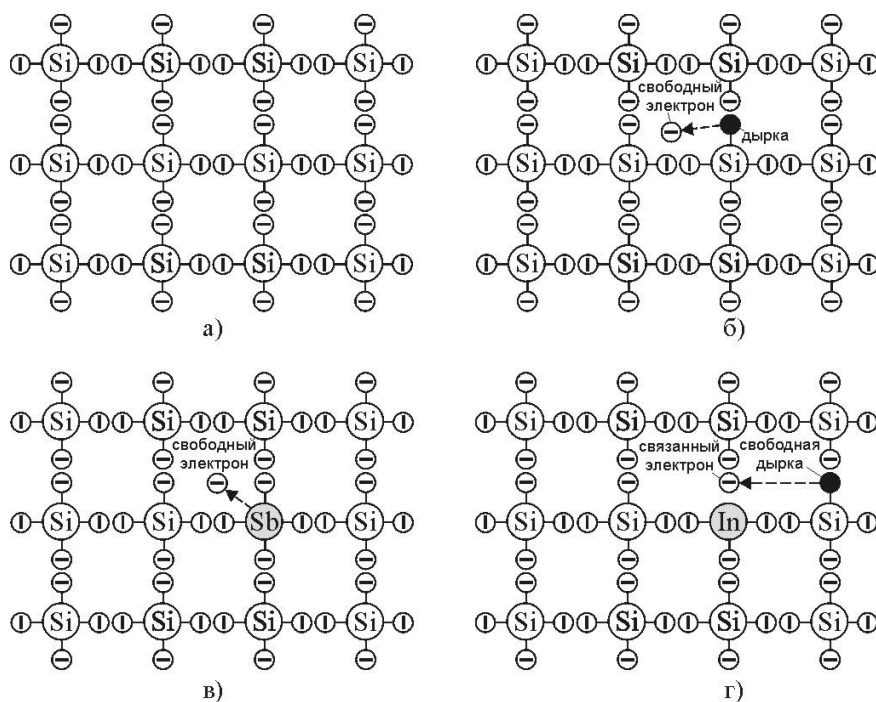


Рис. 1.2

кремния (Si) и германия (Ge). У этих элементов все четыре электрона внешней оболочки атома создают ковалентные связи. Если кристалл абсолютно чистый, то при температуре около абсолютного нуля все электроны находятся в валентной зоне, свободные электроны полностью отсутствуют, и кристалл являет-

ся диэлектриком (рис. 1.2, а).

При нормальных температурах (-20°C — $+50^{\circ}\text{C}$) некоторые связи в кристалле за счёт тепловой энергии разрушаются. Чем выше температура, тем больше электронов преодолевает запретную зону и переходит в зону проводимости. Этот процесс называется *термогенерацией*. Помимо тепла разрушение связей электронов с атомом может происходить за счёт энергии светового потока.

Каждый освободившийся электрон оставляет на своём месте дефект связей, называемый *дыркой* (рис. 1.2, б). Этот дефект можно рассматривать как положительный заряд, величина которого равна заряду электрона.

Свободное место может занять другой свободный электрон, а на его месте возникнет другая дырка. Процесс замещения дырки электроном называется *рекомбинацией*.

В результате рекомбинации дырка будет перемещаться в кристалле аналогично положительному заряду в сторону, противоположную движению свободного электрона.

Таким образом, в полупроводнике всегда одновременно существуют пары свободных зарядов – электрон-дырка, и каждый элемент этой пары образует свою проводимость – электронную и дырочную, в точности равные друг другу.

Если кристалл полупроводника включить в электрическую цепь, то в ней будет

протекать ток, половина которого будет создаваться за счёт движения электронов, а вторая половина – за счёт движения дырок (рис. 1.3). Увеличение температуры кристалла приведёт к увеличению термогенерации электронно-дырочных пар, проводимость кристалла увеличится, и при том же приложенном напряжении ток в цепи возрастёт (рис. 1.3, б). Это означает, что температурный коэффициент полупроводников, в отличие от металлов, отрицательный ($\text{TKR} < 0$).

Проводимость полупроводника, обусловленная термогенерацией парных носителей заряда, называется *собственной проводимостью*.

1.1.3.2. Примесная проводимость

Равенство положительных и отрицательных зарядов, создаваемых термогенерацией, можно нарушить путём создания дефектов кристалла полупроводника за счёт введения в него примеси атомов с другим числом валентных электронов. С их помощью можно целенаправленно создавать полупроводники с заранее заданными свойствами.

Если, например, некоторое количество атомов кремния в кристалле заменить атомами пятивалентной сурьмы (Sb), то после создания четырёх ко-

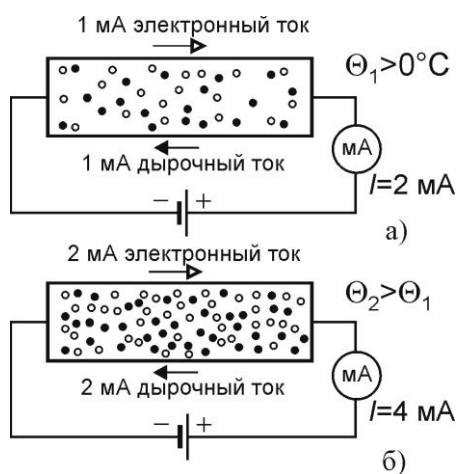


Рис. 1.3

валентных связей остаётся один слабо связанный с ядром электрон, который легко переходит в зону проводимости и становится свободным (рис. 1.2, в). В результате в кристалле появляются лишние свободные электроны, число которых в точности равно числу примесных атомов. Количество электронов становится больше количества дырок в полупроводнике, и его проводимость становится преимущественно электронной. Такой полупроводник называется электронным или *полупроводником типа n*, а примеси, создающие электронную проводимость – *донорными примесями* (отдающими электрон).

Очевидно, что примесная проводимость, в отличие от собственной, не зависит от теплового или светового воздействия на полупроводник, т.к. число избыточных электронов определяется только числом примесных атомов.

В кубическом сантиметре полупроводника содержится примерно 10^{23} атомов. Пусть в результате термогенерации при комнатной температуре в см^3 образуются 10^{13} электронов и дырок, и пусть в него внесён один атом донорной примеси на каждые 10^7 основных атомов. Тогда в см^3 будет содержаться $10^{(23-7)}=10^{16}$ атомов примеси. В результате электронная проводимость будет в 1000 раз больше собственной ($10^{16}/10^{13}=1000$).

Если в качестве примеси использовать трёхвалентный индий (In), то в структуре полупроводника образуются дырки. Это связано с тем, что для ковалентной связи атомов индия с четырьмя соседними атомами кремния необходима устойчивая восьмиэлектронная оболочка. Недостающий электрон отбирается из основной кристаллической решётки и превращает атом индия в неподвижный отрицательный ион, а на месте отбора электрона образуется дырка (рис. 1.2, г). Число образовавшихся дырок в точности равно числу атомов примеси. Такие полупроводники с преимущественно дырочной проводимостью называются дырочными или *типа p*, а соответствующие примеси – *акцепторными* (принимающими электрон).

Очевидно, что соотношение дырочной и собственной проводимости у *p*-полупроводника при таком же соотношении атомов как в рассмотренном выше примере для *n*-полупроводника будет аналогичным, т.е. дырочная проводимость будет больше собственной в 1000 раз.

Таким образом, несмотря на наличие в полупроводниках обоих видов зарядов, количество свободных зарядов примеси на несколько порядков превышает количество зарядов противоположного знака, образуемых термогенерацией. Поэтому равновесие смещается в сторону примесных зарядов, и они называются *основными*. Для *n*-полупроводника основными зарядами являются электроны, а для *p*-полупроводника – дырки.

1.1.3.3. Влияние температуры на проводимость

Так как число дефектов кристалла, создаваемых примесями, не зависит от температуры, то практически не зависит от неё и примесная проводимость. Незначительное влияние температуры на примесную проводимость существует только за счёт изменения подвижности атомов кристаллической

решетки. Однако при нормальных температурах этим влиянием можно пренебречь.

С повышением температуры собственная проводимость растёт и, в конечном счёте, может превысить примесную. Тогда свойства полупроводника будут определяться условиями термогенерации. Для исключения такой возможности необходимо ограничивать температуру кристалла. В этом отношении кремний предпочтительнее германия, т.к. для него максимальная температура составляет около 150°C, тогда как для германия она вдвое меньше.

Для снижения влияния температуры на полупроводник его всегда легируют так, чтобы примесная проводимость во много раз превышала собственную. Однако при увеличении концентрации примеси расстояние между примесными атомами уменьшается, и их энергетические уровни превращаются в зону, которая в конечном счете, сливается с ближайшей зоной кристалла. В результате получается близкая к металлу структура, называемая *вырожденным полупроводником* или *полуметаллом*. Для сохранения свойств полупроводника содержание примеси должно лежать в пределах 10⁻⁶–10⁻⁴%.

Рисунок 1.4 иллюстрирует влияние примеси на термостабильность полупроводника. На рисунке показана структура тока, протекающего через *n*-полупроводник с примесной проводимостью, превышающей собственную в 500 и в 1000 раз (*а, в* и *б, г*), при низкой (*а* и *б*) и повышенной температуре (*в* и *г*), увеличивающей собственную проводимость в 100 раз. Здесь видно, что увеличение вдвое концентрации примеси позволяет примерно во столько же раз уменьшить влияние температуры на проводимость полупроводника:

$$\frac{\Delta I_1}{I_1} = \frac{(1200 - 1002) \cdot 2}{1200 + 1002} = 0,18; \quad \frac{\Delta I_2}{I_2} = \frac{(2200 - 2002) \cdot 2}{2200 + 2002} = 0,094.$$

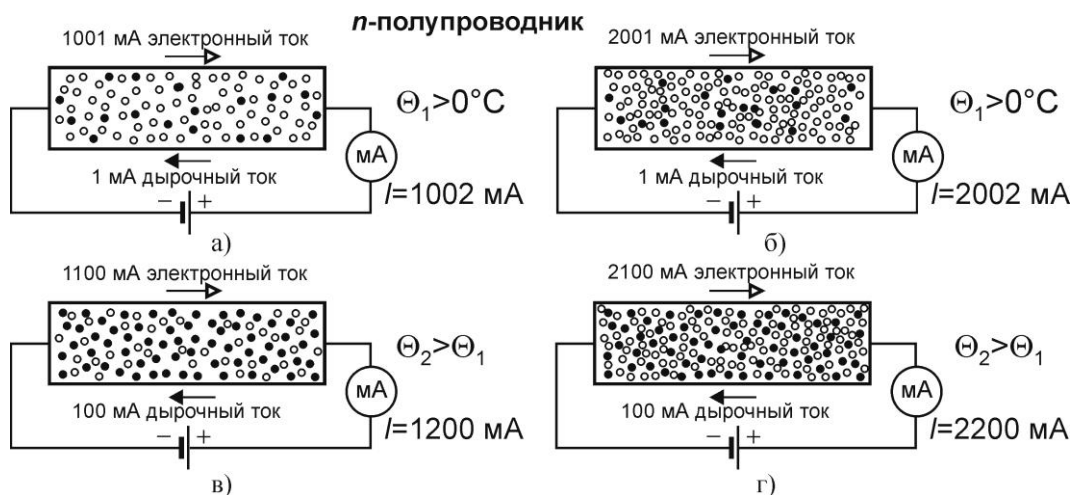


Рис. 1.4

Очевидно, что для *p*-полупроводника картина будет аналогичной с той лишь разницей, что значения электронного и дырочного тока изменятся на противоположные.

Вопросы для самопроверки

1. Чем объясняется высокая проводимость металлов?
2. Почему металлы обладают положительным температурным коэффициентом сопротивления?
3. Как располагается зона проводимости по отношению к валентной зоне у металлов (диэлектриков, полупроводников)?
4. Что такое собственная проводимость полупроводников?
5. Какие носители зарядов, и в каком соотношении создают собственную проводимость полупроводников?
6. Как влияет температура на собственную проводимость полупроводников?
7. Какой тип полупроводников получается в результате легирования кремния пентавалентными (трёхвалентными) металлами?
8. Что такое примесная проводимость полупроводников?
9. Чем объясняется слабое влияние температуры на примесную проводимость полупроводников?
10. Как соотносятся между собой собственная и примесная проводимость полупроводников и почему?

1.2. Физические явления на границе двух сред

При соединении двух веществ с различными физико-химическими свойствами на границе образуется контактный слой, в котором возникают особые физические явления. Эти явления сильно выражены и влияют практически на все процессы в электротехнике.

1.2.1. Металл–металл

При сближении одинаковых металлов на расстояние менее $2 \cdot 10^{-7}$ мм электроны переходят из одного металла в другой. Однако поверхность контакта всегда неровная, и переход происходит не по всей поверхности, а только по некоторым контактными мостикам. У металлов сопротивление этих мостиков очень мало, но оно всё же больше сопротивления, соответствующего всем точкам поверхности. Поэтому существует понятие *переходного сопротивления*, возникающего при контакте металлов друг с другом. На рис. 1.5, а показана потенциальная диаграмма медного контакта при протекании по нему тока. Здесь видно, что в зоне контакта происходит резкое падение напряжения, обусловленное изменением площади проводника.

Если металлы контактной пары различны, то при нагреве контакта происходит переход электронов из одного металла в другой, и на свободных холодных концах соединения возникает разность потенциалов, называемая *термоЭДС*, а сама пара называется *термоэлементом* или *термопарой* (рис. 1.5, б).

Аналогичный эффект возникает в контактном слое и в случае облучения его светом с достаточной энергией фотонов.

Внутреннее сопротивление источника термоЭДС очень мало. Обычно его используют для измерения температуры, а также в качестве *термопреобразователя* для измерения действующего значения высокочастотных и несинусоидальных токов. Для этого место спайки металлов нагревают проводником, по которому протекает измеряемый ток (рис. 1.5, в)

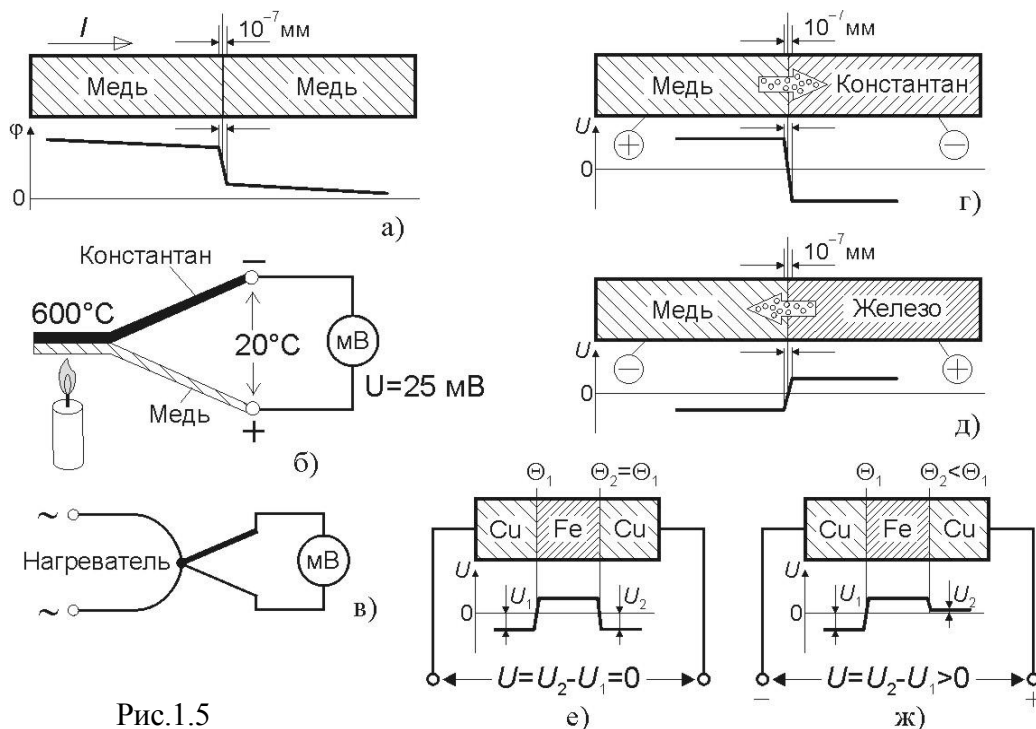


Рис.1.5

Для металлов существует ряд значений термоЭДС, соответствующий их контакту в паре с другим металлом, например, с платиной. Из него легко можно получить значение ЭДС для любой произвольной пары в виде разности значений ряда. Например, показания милливольтметра на рис. 1.5, б получаются как разность

$$U = E_{Cu} - E_{CuNi} \Theta = 7,5 - (-33,5) \cdot 600 \cdot 1000 = 25 \text{ мВ.}$$

Следует заметить, что при протекании через термоэлемент постоянного тока определённого направления место спайки охлаждается. Это явление называется *эффектом Пельтье* и используется в технике, например, для стабилизации теплового режима полупроводников.

Рассмотрим граничный эффект в разнородных металлах несколько подробнее. Вследствие различия энергий свободных электронов некоторое их количество переходит в соседний металл. Этот процесс называется *диффузией*. Например, в контакте медь–константан в результате диффу-

ТермоЭДС металлов

Металл	ТермоЭДС [мкВ/°С]
Висмут	-74,0
Константан	-33,5
Никель	-14,5
Платина	0
Алюминий	+4,0
Манганин	+6,0
Цинк	+7,0
Медь	+7,5
Серебро	+7,0
Железо	+18,0

зии электронов из меди, она приобретает положительный заряд, а константан – отрицательный (рис. 1.5, *з*). Возникает потенциальный барьер, возвращающий диффундировавшие электроны обратно. В конечном счете, в граничном слое устанавливается равновесие между энергией, вызывающей диффузию электронов, и разностью потенциалов, препятствующей этому процессу.

Величина установившегося потенциального барьера и его полярность определяется разностью термоЭДС контактирующих металлов. Металл с большим значением термоЭДС является донором электронов. Поэтому если пару с медью вместо константана образует железо, то уже оно будет донором электронов и получит положительный заряд (рис. 1.5, *д*). При этом разность потенциалов в контактном слое будет меньше, т.к. $|E_{\text{Cu}} - E_{\text{Fe}}| = |7,5 - 18,0| = 10,5 < |E_{\text{Cu}} - E_{\text{CuNi}}| = |7,5 - (-33,5)| = 41$ [мкВ/°С].

Если в контуре электрической цепи имеются участки с проводниками из разнородных металлов, то при одинаковой температуре контактов потенциальные барьеры во внешней цепи никак не проявляются, т.к. они взаимно компенсируют друг друга вследствие того, что имеют одинаковую величину и противоположную полярность (рис. 1.5, *е*). При разных температурах контактов потенциальные барьеры будут разными, и во внешней цепи появится разность потенциалов. Например, в цепи с соединением Cu–Fe–Cu (Рис. 1.5, *жс*) при охлаждении второго контактного слоя, его потенциальный барьер уменьшится, и на концах участка появится напряжение соответствующей полярности. Очевидно, что величина напряжения определяется материалами и абсолютным значением разности температур контактов, а полярность – знаком разности температур.

1.2.2. Металл–газ (вакуум)

Все эффекты, возникающие на границе металл–газ или металл–вакуум, связаны с выходом свободных электронов из металла, т.е. с электронной эмиссией. Такая эмиссия может происходить в результате передачи электронам энергии, достаточной для выхода (*энергия выхода*). Источником энергии может быть нагрев металла, облучение его электромагнитными волнами или воздействие электрического поля высокой напряжённости. Выход свободных электронов в результате нагрева называется *термоэмиссией*, а под воздействием облучения – *фотоэмиссией*.

Существует также понятие *вторичной эмиссии*, когда электроны вырываются из металла в результате бомбардировки его быстро разогнанными электронами, эмитированными другим источником. Энергия вторичных электронов зависит от материала мишени, энергии первичных электронов и угла столкновения. Обычно энергия вторичных электронов невелика, т.к. значительная часть энергии первичных электронов теряется при столкновении в виде тепла, однако у некоторых материалов число вторичных электронов может превышать число первичных (коэффициент вторичной эмиссии больше единицы), достигая в некоторых случаях десятикратного значения.

Вторичная эмиссия используется, например, в т.н. фотоумножителях – электровакуумных приборах, в которых первичный поток электронов создаётся фотоэмиссией, после чего он ускоряется электрическим полем и направляется на последовательный ряд мишеней, каждая из которых эмитирует большее число электронов, усиливая тем самым исходный поток.

Для усиления эмиссии вместо металлов часто используют сложные химические вещества, например, бариево-стронциевый оксид (BaSrO_2), обладающий малой энергией выхода.

1.2.3. Металл–жидкость

Явления на границе металл–жидкость широко используются в гальванике и в химических источниках энергии. В последних в качестве жидкости (электролита) используют кислоты, щёлочи или растворы солей. При погружении в них металла (электрода) в результате химической реакции на поверхности образуются ионы и свободные электроны. При этом между металлом и электролитом возникает разность потенциалов. Если в электролите находятся два электрода из одинаковых металлов, то разность потенциалов между ними отсутствует, т.к. напряжения на границах металл–электролит у них одинаковые и взаимно уравниваются. Для создания ненулевой разности потенциалов между электродами необходимо, чтобы они были изготовлены из разных металлов. Величина разности потенциалов в данном случае определяется т.н. *электрохимическим рядом напряжений* как разность значений этого ряда. Так, например, в широко распространённых угольно-цинковых элементах питания напряжение составляет $U = 0,75 - (-0,77) = 1,5 \text{ В}$.

Следует упомянуть также об электрохимических процессах, называемых *электрохимической коррозией*. Она возникает в контактах разнородных металлов в присутствии влаги, например, в электрических контактах, расположенных на открытом воздухе. Здесь в зоне контакта образуется гальваническая пара, а т.к. электроды этой пары замкнуты накоротко, то протекающий ток разрушает металл с отрицательным потенциалом. Так, например, в паре медь–алюминий в результате электрохимической коррозии будет постепенно разрушаться алюминий.

Электрохимический ряд напряжений

Металл	Напряжение [В]
Кальций	-2,80
Алюминий	-1,70
Цинк	-0,77
Железо	-0,44
Кобальт	-0,29
Никель	-0,25
Водород	0
Медь	+0,32
Углерод	+0,75
Серебро	+0,81

1.2.4. Металл–диэлектрик и диэлектрик–диэлектрик

Явление возникновения разности потенциалов на поверхностях контакта металла с диэлектриком и двух диэлектриков при трении их друг о друга из-

вестно уже более двух с половиной тысячелетий. Собственно вся современная терминология, связанная с электричеством, ведёт своё начало от греческого названия янтаря ($\eta\lambda\epsilon\kappa\tau\rho\nu\sigma$ → электрон), при трении которого о шерсть люди впервые заметили, что после этого к нему притягиваются лёгкие предметы.

При трении возникает перемещение электронов поверхностного слоя между контактирующими веществами. В веществе с более высокой диэлектрической проницаемостью электроны более подвижны. Поэтому они легче отделяются и переносятся на поверхность второго вещества, которое приобретает отрицательный заряд. При этом вещество–донор заряжается положительно.

В процессе разделения заряженных тел может возникать очень высокая разность потенциалов (десятки и сотни киловольт), вызывающая электрический пробой воздушного промежутка между поверхностями в виде искрения. Это явление часто встречается в различных технологических процессах, сопровождающихся трением – сматывании (наматывании) тканей, бумаги, плёнки и т.п.; переливании диэлектрических жидкостей; пересыпании сыпучих материалов. Накопление зарядов может происходить также на теле человека и одежде, что может приводить к очень тяжёлым последствиям, если искрение возникает в присутствии горючих или взрывоопасных веществ. Заряд на одежде опасен также для некоторых электронных приборов. Поэтому при работе с ними необходимо принимать меры по предотвращению накопления статического заряда.

1.2.5. Металл–полупроводник

Физические явления на границе контакта металла с полупроводником играют очень большую роль и широко используются в технике.

В зависимости от работы выхода металл может быть как донором, так и акцептором электронов для n -полупроводника. Если эта работа мала, то сво-

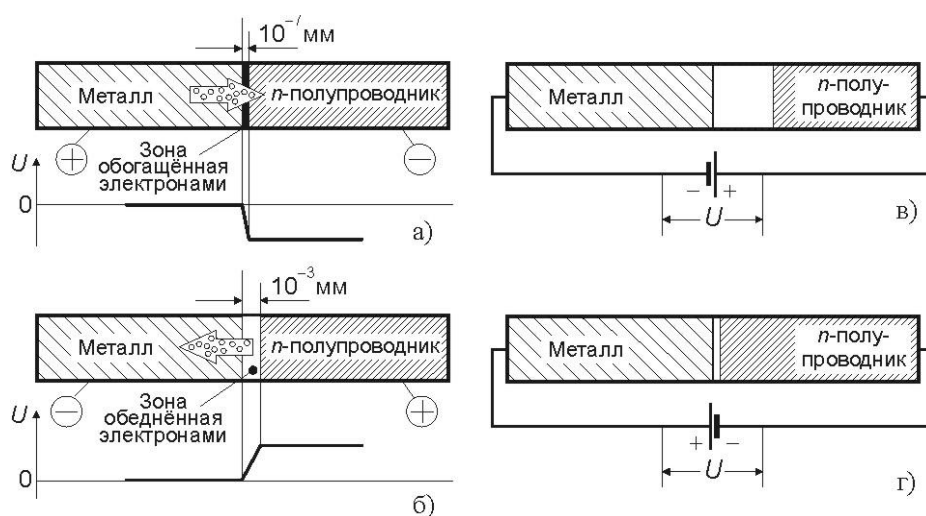


Рис.1.6

бодные электроны диффундируют в полупроводник и создают на границе контакта тонкий слой с высокой концентрацией зарядов и соответствующий потенциальный барьер (рис. 1.6, а). Металл при этом получает положительный заряд, а полупроводник – отрицательный. Если же донором является полупроводник, то вследствие относительно малой концентрации свободных электронов в нём, в результате диффузии в кристалле полупроводника образуется довольно широкая зона с исчезающе малой концентрацией электронов (обеднённая зона на рис. 1.6, б). Следовательно, такая зона обладает высоким сопротивлением.

Если к паре металл–полупроводник с обеднённой зоной приложить внешнее напряжение так, чтобы отрицательный полюс источника оказался подключённым к металлу, то обеднённая электронами зона и, следовательно, сопротивление цепи увеличится (рис. 1.6, в). При противоположной полярности источника картина будет обратной, т.е. сопротивление цепи уменьшится (рис. 1.6, г). Таким образом, сопротивление пары металл–полупроводник меняется в зависимости от полярности приложенного к ней напряжения. Двухполюсники, обладающие таким свойством, получили название *диодов*. Изменение сопротивления при изменении полярности внешнего источника питания составляет примерно $1:10^6$.

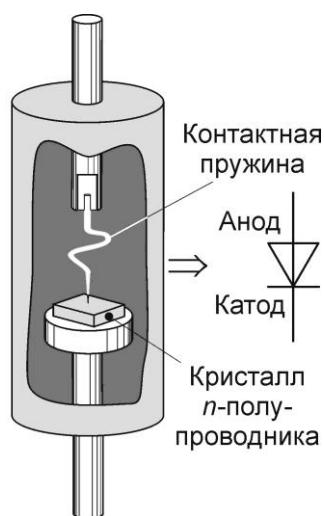


Рис.1.7

Исторически первая конструкция диода, называвшегося детектором, показана на рис. 1.7. Здесь в поверхность кристалла полупроводника упирается острый конец контактной металлической пружины. Схематическое изображение этой конструкции служит условным обозначением всех диодов. Треугольник является символическим изображением острия контактной пружины, а поперечная черта – изображением поверхности кристалла. Такая конструкция называется точечной и используется до настоящего времени. Это объясняется тем, что она обеспечивает очень малую площадь контакта и, как следствие, малую электрическую ёмкость диода, позволяющую работать в широком диапазоне частот (до 800 МГц).

По аналогии с электронной лампой контакт, подключаемый к положительному полюсу источника питания в режиме малого сопротивления перехода металл–полупроводник, называется *анодом*, а второй контакт – *катодом*.

Вопросы для самопроверки

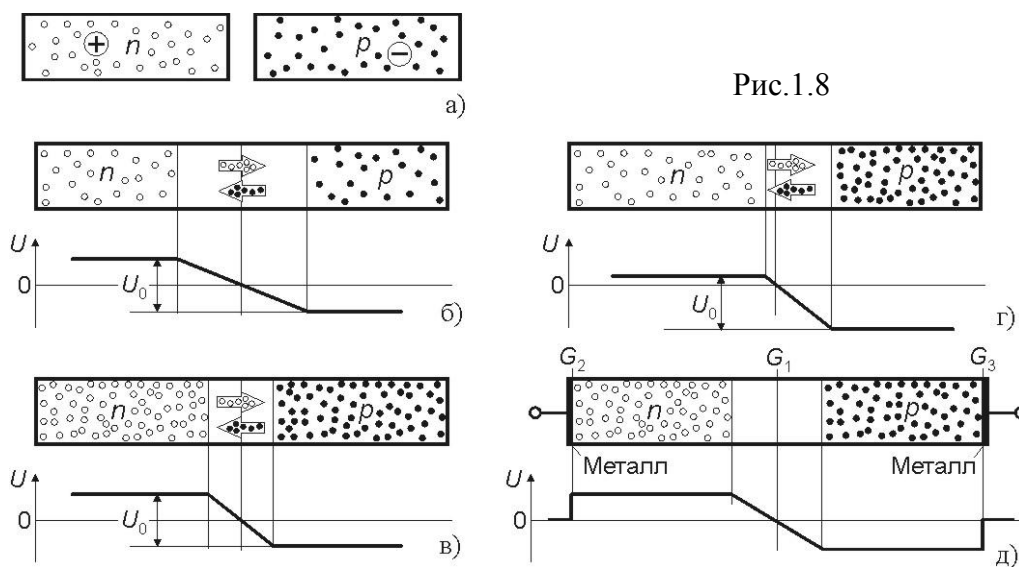
1. Что такое термоЭДС?
2. В чём заключается эффект Пельтье?
3. Чем определяется величина потенциального барьера в контакте двух металлов?

4. Чем объясняется явление электрохимической коррозии металлов?
5. В чём опасность наличия электрических зарядов на поверхности диэлектриков?
6. Каков механизм возникновения потенциального барьера на границе металл-полупроводник?
7. Какими свойствами обладает потенциальный барьер на границе металл-полупроводник?
8. Что символизирует условное обозначение диода?

1.2.6. Полупроводник–полупроводник

1.2.6.1. *p-n* переход

На рис. 1.8, *а* показаны отдельные кристаллы *n*- и *p*-полупроводников. Оба кристалла электрически нейтральны совершенно аналогично металлическому проводнику. У *n*-полупроводника за счёт дополнительного электрона атомные ядра доноров ионизированы и имеют положительный заряд, а у *p*-полупроводника – отрицательный, т.к. они являются акцепторами электронов.



При соединении кристаллов* с одинаковой концентрацией примесей происходит диффузия электронов из *n*-полупроводника в *p*-полупроводник и дырок из *p*-полупроводника в *n*-полупроводник (рис. 1.8, *б*). В отличие от контакта металл–полупроводник здесь диффузия идёт *в двух направлениях*. На границе контакта электроны и дырки рекомбинируют. По мере рекомбинации в *p-n* переходе увеличивается число ионизированных атомов примесей. Они создают разность потенциалов (потенциальный барьер), препятст-

* Под соединением кристаллов следует понимать не механический контакт, с помощью которого невозможно создать структуру вещества с требуемыми свойствами, а создание *n*- и *p*-слоёв в кристалле исходного (базового) полупроводника путём сплавления его с кристаллом примесного вещества или с помощью диффузии паров примеси в исходный кристалл.

вующую диффузии. При некоторой величине этой разности, обусловленной только температурой и физическими константами вещества полупроводников (U_0 на рис. 1.8), диффузия прекращается и образуется область, в которой отсутствуют свободные заряды, т.е. образуется слой диэлектрика с «бесконечно» большим электрическим сопротивлением, называемый запирающим слоем или $p-n$ переходом.

Так как для образования потенциального барьера требуется определённое количество ионов примесей, то при увеличении их концентрации в кристалле ширина $p-n$ перехода уменьшается (рис. 1.8, в).

По соотношению концентраций основных носителей в n - и p -слоях переходы делятся на симметричные и несимметричные. В симметричных переходах

$$p_p \approx n_n,$$

где p_p и n_n – концентрации n - и p -носителей в n - и p -слоях. Такие переходы на практике встречаются крайне редко. Обычно используют несимметричные переходы, в которых

$$p_p \ll n_n \text{ или } n_n \ll p_p,$$

и различие в концентрациях составляет 100–1000.

На рис. 1.8, г показан несимметричный переход, где $p_p > n_n$. Так как количество дырок велико, то в p -слой диффундирует большое число электронов, а в n -слой малое число дырок. В результате потенциальный барьер смещается в область с высокой концентрацией основных носителей.

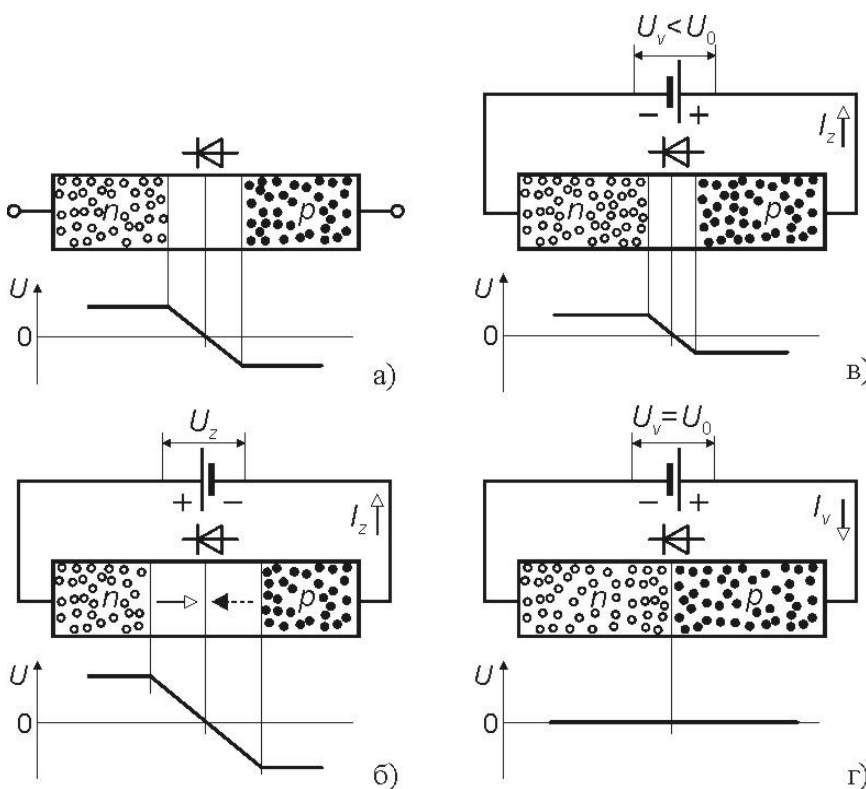


Рис.1.9

Для присоединения к внешней электрической цепи на кристалл необходимо нанести слои металла. Они образуют два дополнительных перехода металл - полупроводник и два потенциальных барьера (G_2 и G_3 на рис. 1.8, д). Суммарная разность потенциалов на клеммах этого соединения будет равна нулю.

В разделе 1.2.1.5 для пары ме-

талл – полупроводник было введено понятие диода. Аналогичными свойствами обладает и $p-n$ переход. Анодом для него является p -слой, а катодом n -слой (рис. 1.9, а).

При подключении положительного полюса внешнего источника напряжения к катоду диода, а отрицательного к аноду, основные носители заряда под действием приложенной разности потенциалов смещаются к краям кристалла. В результате ширина $p-n$ перехода увеличивается, и увеличивается также величина потенциального барьера (рис. 1.9, б). При этом ток, создаваемый основными носителями, отсутствует, и это состояние называется *закрытым или запертым состоянием* диода.

Однако неосновные носители под действием приложенной разности потенциалов источника могут свободно перемещаться и создают *обратный ток диода*. Его величина очень мала, т.к. мало количество неосновных носителей. При этом величина обратного тока сильно зависит от температуры, т.к. неосновные носители порождаются термогенерацией.

Если изменить полярность подключения источника питания на обратную (плюс на аноде, минус на катоде диода), то по мере увеличения напряжения потенциальный барьер будет постепенно уменьшаться (рис. 1.9, в) и, наконец, полностью исчезнет (рис. 1.9, г). Это состояние называется *открытым состоянием* диода. Его сопротивление при этом очень мало и составляет в зависимости от типа диода от единиц до нескольких сотен Ом, в то время как в закрытом состоянии диод обладает сопротивлением от 100 кОм до нескольких МОм.

1.2.6.2. Вольт–амперная характеристика диода

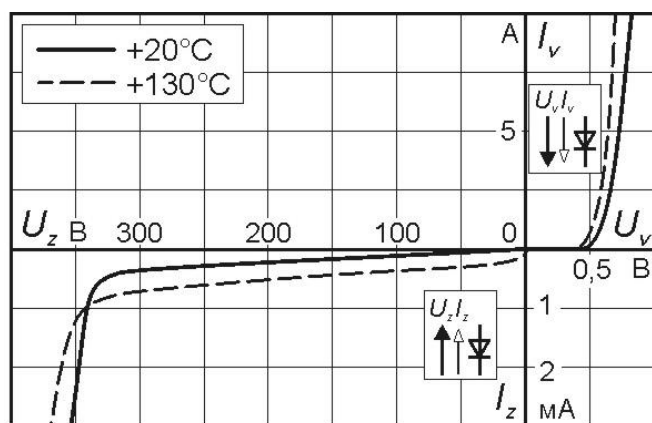


Рис.1.10

Типичная ВАХ диода показана на рис. 1.10. Она количественно описывает состояния диода, соответствующие рис. 1.9. При положительной полярности источника питания U_v (плюс на аноде диода, минус на катоде) через диод протекает прямой ток I_v . Начальный участок ВАХ соответствует состоянию, показанному на рис. 1.9, в ($U_v < U_0 \approx 0,5$ В). Очень малый ток I_v на этом участке создают неосновные носители. После компенсации потенциального барьера ($U_v > U_0 \approx 0,5$ В) ток I_v создаётся уже основными носителями заряда. При этом он резко возрастает и становится пропорциональным прямому падению напряжения U_v .

При обратной полярности источника питания состояние диода на начальном участке соответствует рис. 1.9, б. По мере роста обратного напряже-

ния U_z величина потенциального барьера возрастает, что исключает возможность перемещения через него основных носителей. Ток I_z создается движением неосновных носителей, поэтому его величина незначительна и практически линейно зависит от обратного напряжения.

Соотношение токов в открытом и в закрытом состоянии диода соответствует соотношению примесной и собственной проводимости кристалла (см. раздел 1.1.3.2). Поэтому масштабы осей ВАХ для прямого и обратного включения различаются на несколько порядков.

При высоком уровне обратного напряжения ($U_z > 300$ В на рис. 1.10) энергия движущихся зарядов становится достаточной для разрушения связей других электронов с ядром, в результате чего освобождаются новые заряды, увеличивающие величину обратного тока. Возникает т.н. *электрический пробой $p-n$ перехода*. Если энергия зарядов, появившихся в результате электрического пробоя, оказывается достаточной для разрушения других ковалентных связей кристалла, то возникает цепная реакция, приводящая к лавинообразному возрастанию тока. Это явление называется *лавинным пробоем $p-n$ перехода*.

Возрастание обратного тока вызывает разогревание $p-n$ перехода, что приводит к увеличению термогенерации зарядов, к ещё большему возрастанию тока и увеличению температуры. В результате возникает разрушение $p-n$ перехода, называемое *тепловым пробоем*.

В отличие от теплового пробоя, электрический и лавинный пробой являются обратимыми, т.е. при уменьшении напряжения обратный ток уменьшается, и свойства $p-n$ перехода восстанавливаются.

Повышение температуры диода приводит к существенному росту проводимости за счёт термоэмиссии зарядов, что необходимо учитывать при разработке электронной аппаратуры.

Вопросы для самопроверки

1. Почему $p-n$ переход называется запирающим слоем?
2. Какой слой полупроводника является анодом (катодом) диода?
3. При какой полярности источника питания диод открыт (закрыт)?
4. Чем объясняется протекание тока через диод в закрытом состоянии?
5. Чем объясняется различие величины прямого тока на начальном и на рабочем участке ВАХ?
6. Чем объясняется различие масштабов ВАХ для прямого и обратного включения диода?
7. Что такое пробой $p-n$ перехода, и какие виды пробоя существуют?
8. Чем объясняется резкое увеличение тока при пробое диода?

1.3. Резисторы

Резистор является токоведущим конструктивным элементом электрооборудования, основным параметром которого является электрическое со-

противление R . Два других параметра резистора – индуктивность и ёмкость являются нежелательными (паразитными) и минимизируются при разработке конструкции и технологии изготовления.

Активным материалом большей части резисторов являются твёрдотельные вещества. Они могут иметь форму проволоки, плёнки на поверхности диэлектрика или какого-либо тела, в котором преобразование энергии происходит во всём объёме.

Величина электрического сопротивления резистора может быть постоянной или переменной. При этом изменение сопротивления может происходить путём изменения размеров токоведущей части резистора или путём воздействия на материал резистора светом, теплом, электрическим или магнитным полем, а также механическим усилием, в результате чего изменяются его физические свойства (рис. 1.11).

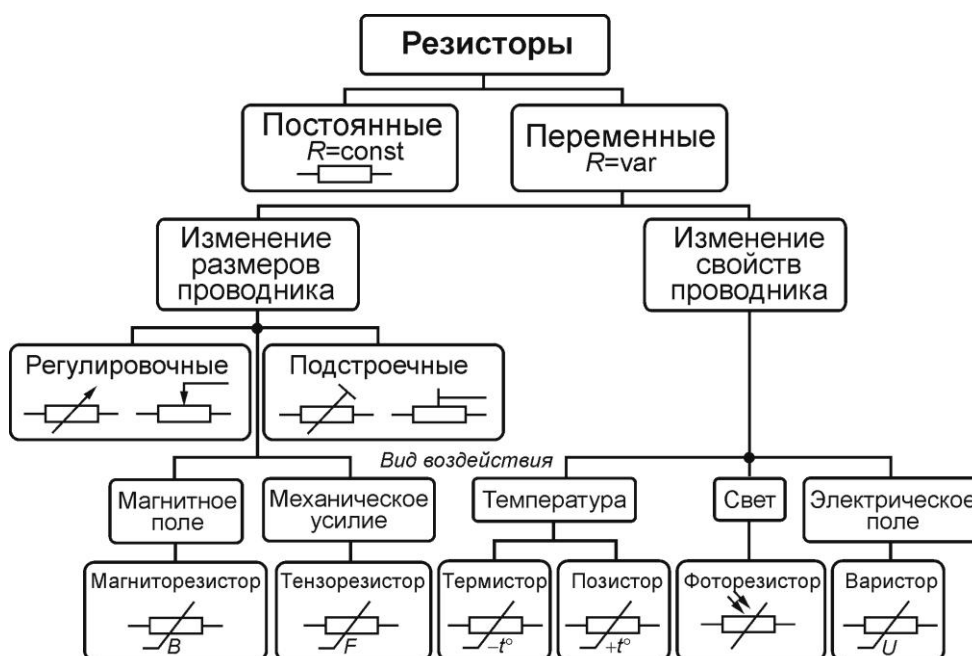


Рис.1.11

Постоянные резисторы и большая часть переменных с механической регулировкой относятся к проволочным и плёночным резисторам. Конструктивно постоянные резисторы представляют собой керамическую основу в форме трубки, на поверхности которой намотана проволока или нанесена проводящая плёнка (рис. 1.12). Для защиты от повреждения и для электрической изоляции поверхность проволоки или плёнки снаружи покрывается лаком или глазурью. Регулировочные и подстроечные резисторы имеют скользящий контакт, перемещаемый по цилиндрической или тороидальной обмотке, если речь идёт о проволоч-

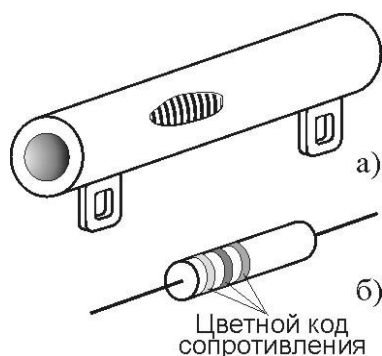


Рис.1.12

ных резисторах, или по электропроводящей плёнке, нанесённой на керамический диск.

Материал проволоки, её длина и диаметр определяют величину сопротивления резистора. Температурный коэффициент сопротивления обычно очень мал ($\approx 0,002\%/^{\circ}\text{C}$), поэтому пренебрежимо мало и изменение сопротивления, вызванное нагревом от протекающего тока. Основным недостатком проволочных резисторов является большая индуктивность, т.к. проволока представляет собой цилиндрическую катушку. Однако этот недостаток можно в значительной мере устранить т.н. бифилярной намоткой проволоки, но это существенно усложняет технологию изготовления и удорожает изделие. Кроме того, невозможно изготовить проволочные резисторы, обладающие высоким сопротивлением.

От недостатков проволочных резисторов практически свободны плёночные. При этом их конструкция существенно проще и технологичнее. На наружную поверхность керамической трубки наносится слой углерода, металла или оксида металла, который затем покрывается защитным лаком (рис. 1.12, б). Величина сопротивления определяется длиной и диаметром трубки, а также толщиной и материалом плёнки.

Постоянные резисторы, а также механически регулируемые переменные имеют линейную вольт-амперную характеристику (ВАХ). Она проходит через начало координат и угол её наклона соответствует величине сопротивления:

$$R = \frac{U_A}{I_A} = \frac{m_U}{m_I} \operatorname{ctg} \alpha = \operatorname{const}$$

где m_U, m_I – масштабы осей координат ВАХ (рис. 1.13).

Резисторы, сопротивление которых зависит от воздействия световых волн, механических усилий, тепловых, электрических и магнитных полей, имеют большей частью нелинейную ВАХ.

1.3.1. Терморезисторы

Терморезисторы – это резисторы с выраженной зависимостью сопротивления от температуры.

Изменение температуры резистора происходит за счёт тепла, передаваемого ему от окружающей среды, а также выделяющегося в самом резисторе в результате протекания электрического тока. Передача тепла из внешней среды может осуществляться конвекцией или теплопередачей через контакт резистора с нагретым телом. Обычно терморезисторы, рассчитанные на внешний нагрев, работают при малых токах так, что энергия, связанная с их протеканием, пренебрежимо мала. В этом случае терморезистор используется в

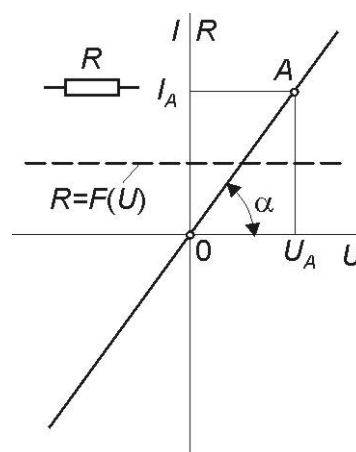


Рис.1.13

качестве датчика температуры внешней среды в различных измерительных устройствах и устройствах автоматики.

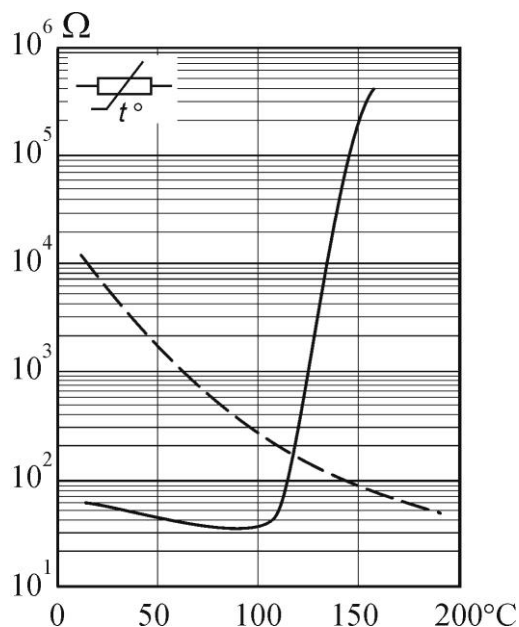


Рис.1.14

На рис. 1.14 показаны типичные зависимости сопротивления от температуры для термистора (штриховая линия) и позистора (сплошная линия). На рабочем участке изменение сопротивления позистора составляет 5–60 %/°C, в то время как у металлов эта величина около 0,4 %/°C. У термисторов реакция на изменение температуры существенно меньше и составляет 2–6 %/°C.

1.3.2. Фоторезисторы

Изменение сопротивления фоторезистора происходит под воздействием света, падающего на полупроводник. Энергия фотонов освобождает в нём дополнительные заряды, увеличивающие проводимость. Это явление, в отличие от внешнего фотоэффекта, при котором свободные заряды выходят наружу из вещества (см. раздел 1.2.1.2), называется *внутренним фотоэффектом*. Физические свойства материала фоторезистора определяют его реакцию на силу света и длину волны. Сопротивление может меняться от 100 МОм в темноте до нескольких Ом при ярком освещении.

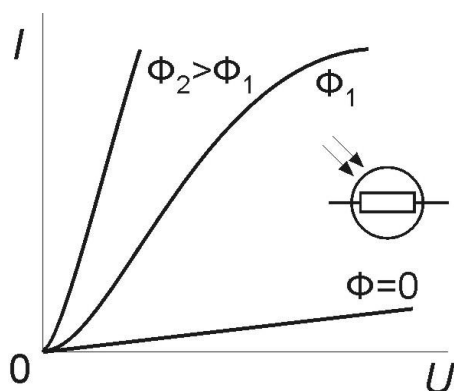


Рис.1.15

В зависимости от длины волны, на которой чувствительность фоторезистора максимальна, их изготавливают из сульфида кадмия CdS, селенида кадмия CdSe, сульфида

* Следует заметить, что в иностранной литературе термисторами называются терморезисторы с положительным ТКР.

свинца PbS и селенида свинца PbSe.

Вольт-амперная характеристика фоторезисторов при отсутствии освещения, а также при большом световом потоке практически линейна. Однако в области средних значений потока она обладает выраженной нелинейностью (рис. 1.15).

Фоторезисторам свойственна заметная инерционность. Они практически не могут работать при частотах более 5–10 кГц.

Температурный коэффициент сопротивления фоторезисторов, как у большинства полупроводников, отрицательный.

Фоторезисторы находят широкое применение в технике в качестве датчиков освещённости, на основе которых строятся различные устройства автоматики.

1.3.3. Варисторы

Резисторы, сопротивление которых зависит от приложенного напряжения, называются *варисторами*.

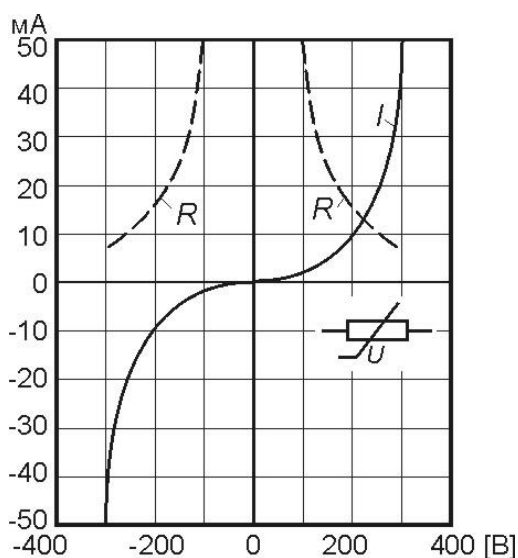


Рис.1.16

Они изготавливаются из мелких зёрен порошка карбида кремния SiC, соединённых керамическим связующим. Зёрна имеют на поверхности тонкую оксидную плёнку. При малом напряжении заряды преодолевают только небольшие промежутки между зёрнами. По мере увеличения напряжения энергия зарядов оказывается достаточной для преодоления больших промежутков, что приводит к увеличению тока, и сопротивление уменьшается. При удвоении напряжения сопротивление уменьшается примерно на 10%.

На рис. 1.16 показана типичная ВАХ варистора и зависимость его сопротивления от напряжения. Вольт-амперная характеристика симметрична*, что позволяет использовать варисторы как в цепях постоянного, так и переменного тока. Характеристика имеет явно выраженный участок насыщения по напряжению, поэтому, например, шунтируя варистором какую-либо цепь, можно исключить в ней перенапряжение.

1.3.4. Магниторезисторы

Магниторезисторы являются полупроводниками, изменяющими своё сопротивление в магнитном поле. Изменение сопротивления связано с воздействием на движущиеся заряды силы Лоренца. Наиболее наглядно этот эф-

* см. раздел 2.1.1

фekt проявляется в проводящем диске с контактами в центре диска и на его окружности (рис. 1.17, *a* и *б*). При отсутствии магнитного поля заряды из центра диска движутся к его краям по радиальным траекториям (рис. 1.17, *a*). В магнитном поле, вектор индукции которого перпендикулярен поверхности диска, траектории зарядов становятся спиральными, их длина увеличивается, и сопротивление возрастает (рис. 1.17, *б*). Изменение направления магнитного потока на противоположное приведёт к искривлению траекторий в противоположном направлении, но с той же длиной. Поэтому магниторезисторы нечувствительны к направлению магнитного потока.

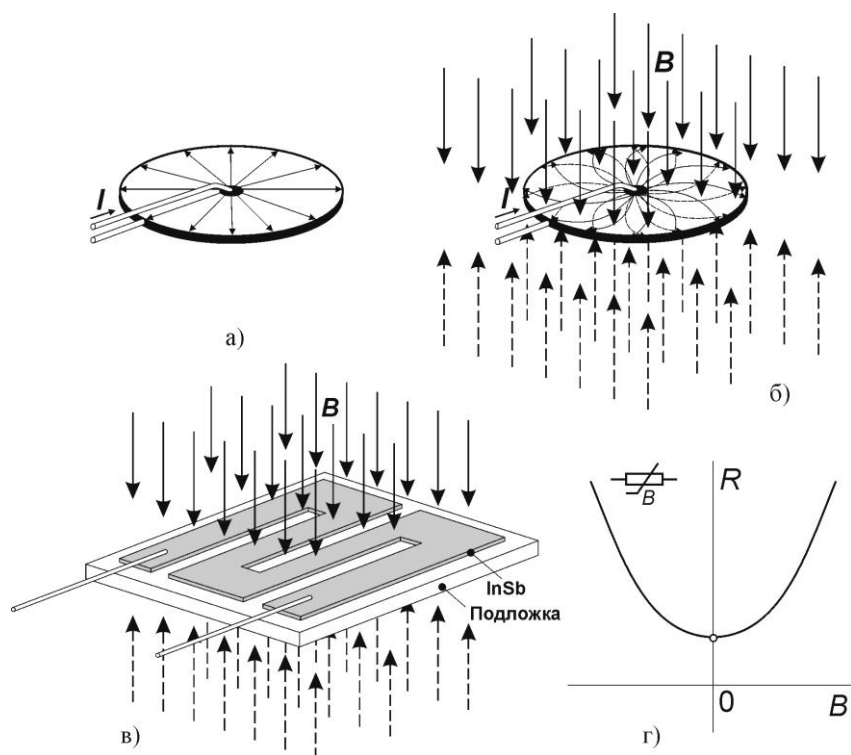


Рис.1.17

Зависимость сопротивления магниторезистора от величины индукции B описывается зависимостью

$$R(B) = R(0) (1 + \alpha B^2),$$

где α – коэффициент, соответствующий материалу полупроводника (рис. 1.17, *г*).

При внесении в магнитное поле сопротивление полупроводника возрастает в зависимости от типа резистора от исходных 50–500 Ом до двадцатикратного значения.

Конструктивно магниторезисторы представляют собой тонкий слой антимонида индия InSb (≈ 20 мкм), нанесённый в виде меандра на подложку (рис. 1.17, *в*).

Кроме магнитного поля на сопротивление магниторезисторов влияет температура. Для исключения влияния температуры на характеристики магниторезисторов необходимо поддерживать её постоянной. Магниторезисторы, как большинство полупроводников, имеют отрицательный ТКР.

1.3.5. Тензорезисторы

Тензорезисторы – это устройства, изменяющие своё электрическое сопротивление в результате деформации, вызванной механическим воздействием.

Основой тензорезисторов могут быть проводники и полупроводники. У проводников тензоэффект возникает в результате изменения геометрических

размеров, а у полупроводников – в результате изменения количества и подвижности носителей зарядов.

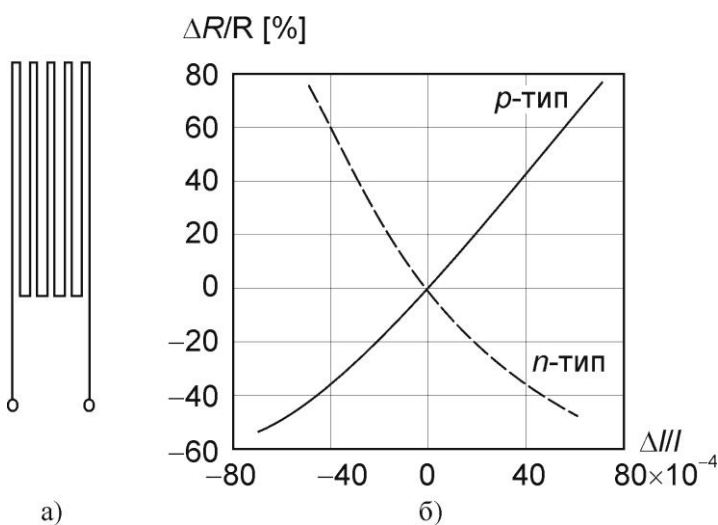


Рис.1.18

Проволочные тензорезисторы представляют собой тонкий проводник ($\varnothing 20-50\mu\text{м}$), зигзагообразно наклеенный на подложку (рис. 1.18, а). Подложка, в свою очередь, наклеивается на исследуемую поверхность, деформация которой вызывает изменение длины и сечения проводника, что приводит к изменению его сопротивления. В качестве чувствительного элемента в тензорезисторах вместо проволо-

ки используют также фольгу толщиной 3–6 мкм.

Основным материалом полупроводниковых тензорезисторов является кремний. Применяются также некоторые соединения металлов, например, арсенид галлия GaAs. Самый распространённый тип полупроводникового тензорезистора – монокристаллический или поликристаллический брусок с подложкой или без неё. Типичная деформационная характеристика кремниевых тензорезисторов показана на рис. 1.18, б. Она представляет собой зависимость относительного изменения сопротивления резистора $\Delta R/R$ от относительной деформации $\varepsilon = \Delta l/l$.

Тензоэффект оценивают коэффициентом тензочувствительности –

$$k = \frac{\Delta R}{R \cdot \varepsilon}.$$

Для различных тензорезисторов этот коэффициент находится в пределах -100—+200.

Тензорезисторы используются в качестве датчиков давления, усилий, напряжений, а также в качестве измерительных преобразователей в акселерометрах.

Вопросы для самопроверки

1. Каков основной недостаток проволочных резисторов?
2. В чём заключается отличие термисторов от позисторов?
3. Что такое внутренний фотоэффект?
4. Что такое варистор и как его можно использовать на практике?
5. На чём основано влияние магнитного поля на электрическое сопротивление вещества?

6. Что такое тензорезистор и как его можно использовать на практике?

1.4. Конденсаторы

Элементы электрооборудования, основным параметром которых является электрическая ёмкость, называются конденсаторами. Два других параметра конденсатора: сопротивление и индуктивность являются паразитными и минимизируются при разработке и изготовлении изделия.

Форма размеры и конструкции конденсаторов отличаются большим разнообразием. Однако основные свойства, присущие всем конденсаторам, наиболее отчётливо прослеживаются на примере т.н. плоского конденсатора, представляющего собой две пластины из проводящего материала, разделённые слоем диэлектрика (изолятора).

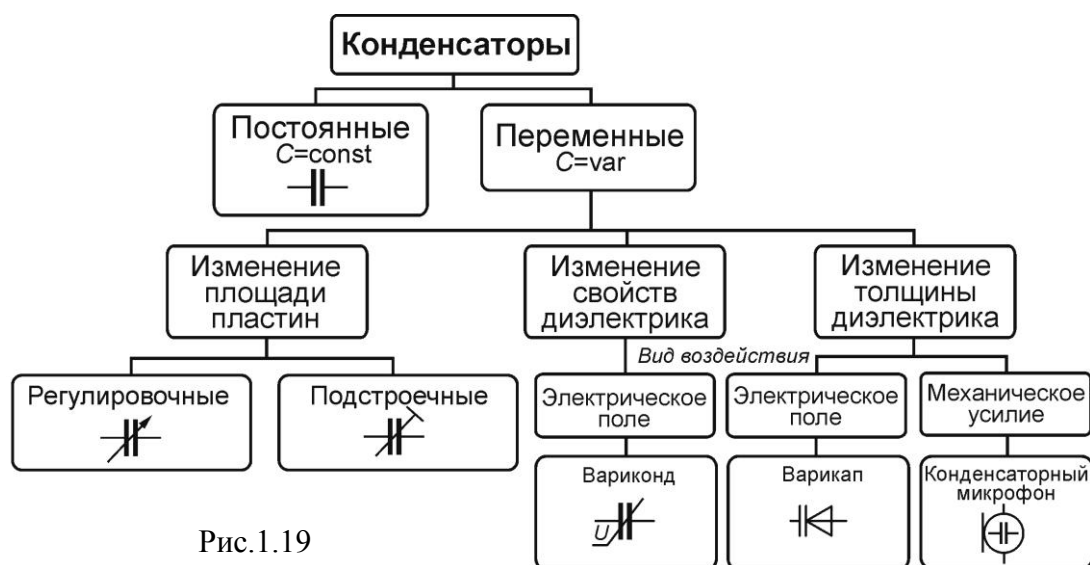


Рис.1.19

Электрическая ёмкость плоского конденсатора равна

$$C = \frac{Q}{U} = \epsilon_a \frac{S}{d} \text{ [Ф]}, \quad (1.2)$$

где: Q – величина заряда в Кл; U – напряжение между пластинами в В; $\epsilon_a = \epsilon_r \epsilon_0$ – абсолютная диэлектрическая проницаемость, равная произведению относительной проницаемости ϵ_r и проницаемости вакуума $\epsilon_0 = 8,86 \cdot 10^{-12} \text{ А}\cdot\text{с}/(\text{В}\cdot\text{м})$; S – площадь пластин в м^2 ; d – расстояние между пластинами в метрах (толщина диэлектрика).

Параметры в правой части выражения (1.2) являются переменными, обеспечивающими основные свойства и характеристики конденсаторов.

Задачей любого разработчика конструкции конденсаторов является получение максимально возможной ёмкости в минимальном объёме, т.е. минимизация массогабаритных показателей изделия. Очевидно, что возможности увеличения площади пластин (обкладок) при этих условиях ограничены. Поэтому внимание в первую очередь направлено на использование диэлектри-

ков с большой относительной проницаемостью ϵ_r и высокой электрической прочностью, позволяющей выдерживать высокое напряжение при минимальной толщине слоя.

Диэлектрическая проницаемость изолятора конденсатора зависит от температуры и может в зависимости от материала изменяться в ту или иную сторону. Для оценки этого явления используют температурный коэффициент ёмкости ТКС, измеряемый в $\text{мкФ}/^\circ\text{С}$

Ёмкость конденсатора может быть постоянной или переменной. При этом изменение ёмкости может происходить в результате механического изменения площади пластин, либо путём воздействия, изменяющего толщину слоя диэлектрика. Таким воздействием может быть электрическое поле или механическое усилие, деформирующее пластины конденсатора (рис. 1.19).

Основной характеристикой конденсаторов является кулон-вольтная характеристика (КВХ). Постоянные конденсаторы, а также механически регулируемые переменные имеют линейную КВХ. Она проходит через начало координат и угол её наклона соответствует величине ёмкости:

$$C = \frac{Q_A}{U_A} = \frac{m_Q}{m_U} \text{ctg}\alpha = \text{const} \tag{1.3}$$

где m_Q, m_U – масштабы осей координат КВХ (рис. 1.20, а).

1.4.1. Вариконды и варикапы

Варикондами называются конденсаторы на основе сегнетодиэлектрика, ёмкость которых изменяется в зависимости от напряжения на обкладках.

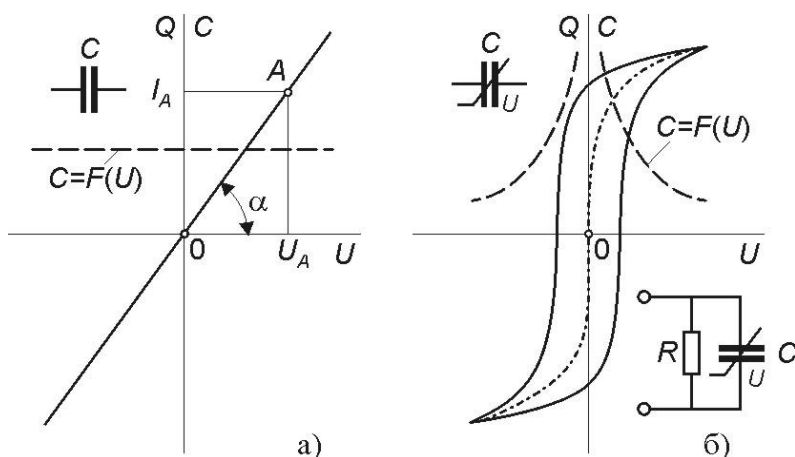


Рис.1.20

Изменение ёмкости вариконда связано со свойством сегнетодиэлектрика изменять свою диэлектрическую проницаемость в зависимости от напряжённости электрического поля, в котором он находится. Название диэлектрика происходит от сегнетовой соли, у которой это явление было обнаружено впер-

вые.

Сегнетодиэлектрики обладают КВХ с гистерезисом (рис. 1.20, б). Подобно гистерезисной петле ферромагнетиков, площадь петли сегнетодиэлектрика в координатах ED (напряжённость электрического поля–смещение) соответствует потерям энергии в единице объёма вещества за один цикл изменения напряжённости.

На схеме замещения вариконд можно представить в виде нелинейного ёмкостного элемента C и резистивного элемента R , соответствующего потерям в диэлектрике на переменном токе (рис. 1.20, б).

При анализе электрических цепей с варикондом потерями обычно пренебрегают и в качестве КВХ используют симметричную относительно начала координат кривую, соответствующую полусумме абсцисс петли гистерезиса (рис. 1.20, б). Для всех точек этой кривой можно вычислить значение ёмкости вариконда в соответствии с выражением (1.3) ($C = F(U)$ на рис. 1.20, б)

В разделе 1.2.6.1 было отмечено, что при обратном смещении p – n переход представляет собой идеальный изолятор, если пренебречь собственной проводимостью полупроводника. Причём этот изолятор расположен между двумя заряженными проводящими областями. Таким образом, запертый p – n переход обладает электрической ёмкостью и может использоваться в качестве конденсатора.

При отсутствии внешнего напряжения ширина перехода определяется концентрацией примесей в p – и n –слоях (рис. 1.9, а). Под воздействием обратного напряжения ширина перехода увеличивается (рис. 1.9, б), что эквивалентно увеличению толщины диэлектрика конденсатора и, следовательно, уменьшению ёмкости p – n перехода. В результате получается нелинейная зависимость $C = F(U)$ по характеру аналогичная вариконду (рис. 1.20, б), но не имеющая ветви, соответствующей прямой полярности напряжения. Полупроводниковый диод, используемый в качестве конденсатора переменной ёмкости, называется *варикап*.

Для получения высокой добротности собственная проводимость полупроводника варикапа должна быть минимально возможной. У кремниевых варикапов ток утечки, обусловленный собственной проводимостью, составляет несколько нА, а у германиевых несколько мкА.

Вариконды и варикапы находят широкое применение в технике. Их используют для частотной модуляции и управления частотой колебательного контура, в качестве умножителей частоты, генераторов импульсов, стабилизаторов переменного напряжения и других целей.

1.4.2. Конденсаторный микрофон

Типичным устройством, работа которого основана на изменении электрической ёмкости под воздействием механического усилия, является конденсаторный микрофон. У конденсаторного микрофона на очень малом расстоянии друг от друга располагаются основная пластина и тонкая алюминиевая мембрана (рис. 1.21, а). Звуковое давление деформирует мембрану и изменяет тем самым ёмкость пары пластина–мембрана.

Для преобразования изменений ёмкости в электрический сигнал обычно используется схема, показанная на рис. 1.21, б. Здесь микрофон включён в цепь источника постоянного тока и высокоомного резистора R . В исходном

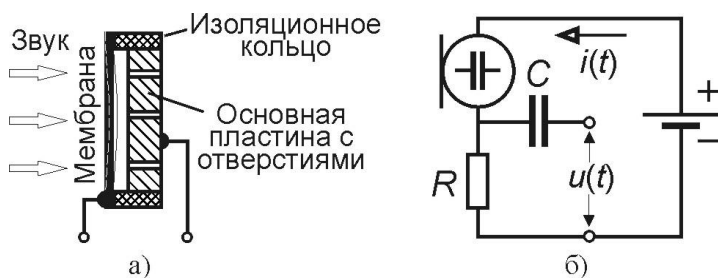


Рис.1.21

ного тока $i(t)$ через резистор R , создающего на нём падение напряжения $u(t)$, пропорциональное деформации мембраны, которое выделяется затем конденсатором C .

Вопросы для самопроверки

1. Какие свойства сегнетовой соли используют для создания варикапов?
2. Каковы физические основы работы варикапа?
3. Как влияет увеличение (уменьшение) напряжения на величину ёмкости варикапа?
4. Как влияет собственная проводимость полупроводника на добротность варикапа?

1.5.Диоды

Как уже отмечалось выше, переход металл–полупроводник и $p-n$ переход обладают резко выраженной нелинейностью и асимметрией ВАХ для противоположных направлений протекания тока, а полупроводниковые приборы с одним таким переходом называются диодами. У большей части диодов собственная ёмкость и индуктивность исчезающе малы, и они представляют собой нелинейные резистивные элементы.

Нелинейность и асимметрия ВАХ диода позволяют решать с его помощью различные технические задачи.

1.5.1. Стабисторы и стабилитроны

Прямая ветвь ВАХ диода имеет практически линейный участок с очень малым дифференциальным сопротивлением* (рис. 1.22, а). Эту особенность используют для создания устройств стабилизации напряжения на некотором участке электрической цепи.

На рис. 1.22, б показана схема электрической цепи, в которой диод VD подключён в прямом направлении параллельно резистору нагрузки R_L , а последовательно с этим соединением включён балластный резистор R_b .

При изменении сопротивления нагрузки R_L входной ток I_1 будет перераспределяться по параллельным ветвям. При этом напряжение на диоде и на нагрузке вследствие большой крутизны ВАХ будет практически постоянным

* см. раздел 2.1.1

$U_2 = U_{VD} \approx \text{const}$. Напряжение на нагрузке будет сохраняться также при изменении входного напряжения U_1 .

Степень стабильности напряжения можно оценить, если учесть, что для максимального и минимального входного напряжения справедливо

$$U_{1\max} = R_b I_{1\max} + U_{VD\max}; U_{1\min} = R_b I_{1\min} + U_{VD\min};$$

$$I_{1\max} = I_{VD\max} + \frac{U_{VD\max}}{R_L}; I_{1\min} = I_{VD\min} + \frac{U_{VD\min}}{R_L}.$$

Отсюда после несложных преобразований можно найти коэффициент стабилизации

$$K_U = \frac{\Delta U_1}{\Delta U_2} \cdot \frac{U_2}{U_1} = \left[R_b \left(\frac{R_L + r_{VD}}{R_L r_{VD}} \right) + 1 \right] \frac{U_2}{U_1} \xrightarrow{R_L \gg r_{VD}} \left(\frac{R_b}{r_{VD}} + 1 \right) \frac{U_2}{U_1},$$

где: $\Delta U_1 = U_{1\max} - U_{1\min}$ и $\Delta U_2 = \Delta U_{VD} = U_{VD\max} - U_{VD\min}$ – изменение напряжения на входе цепи и на нагрузке;
 $r_{VD} = \Delta U_{VD} / \Delta I_{VD} = U_{VD\max} - U_{VD\min} / I_{VD\max} - I_{VD\min}$ – дифференциальное сопротивление диода на рабочем участке.

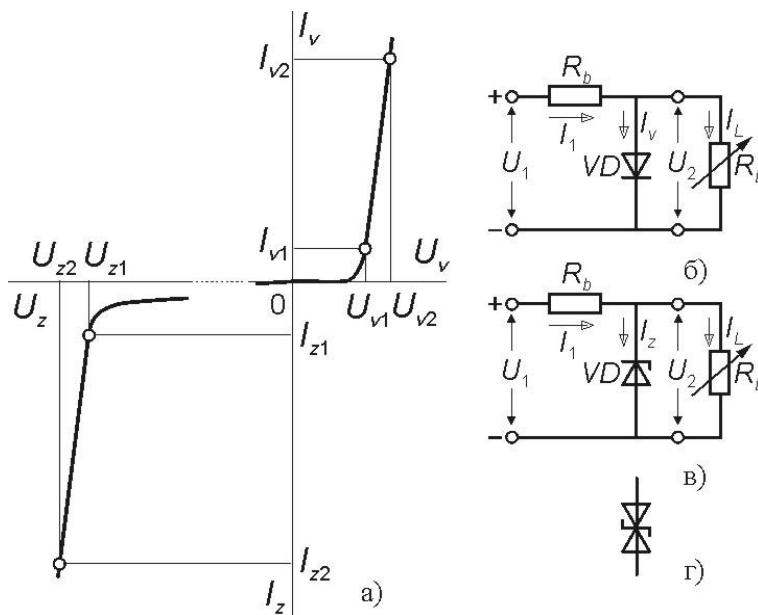


Рис.1.22

Балластное сопротивление R_b необходимо для ограничения тока через диод. Максимальный ток диода соответствует отключённой нагрузке. Отсюда можно определить балластное сопротивление как

$$R_b = \frac{U_{1\max}}{I_{VD\max}} - R_{VD},$$

где: $R_{VD} = U_{VD\max} / I_{VD\max}$ – статическое сопротивление диода при максимально допустимом токе.

Функцию стабилизации напряжения может выполнять практически любой диод в прямом включении. В этом случае кремниевые диоды обеспечивают напряжение в нагрузке порядка 0,6–0,8 В, а германиевые 0,4–0,6 В. При необходимости получения более высокого напряжения несколько диодов можно соединить последовательно. Однако существуют специально разработанные диоды с рабочими напряжениями до 4 В, называемые *стабисторами*.

В разделе 1.2.6.2 отмечалось, что при обратной полярности напряжения в кристалле полупроводника возникает электрический пробой p – n перехода и

на обратной ветви ВАХ образуется почти вертикальный участок (рис. 1.22, *a*), позволяющий использовать такой диод для стабилизации напряжения аналогично рассмотренному выше стабистору. В соответствии с функциональным назначением он называется *стабилитроном или опорным диодом**.

Режим пробоя в принципе происходит при напряжении, значительно превышающем уровень потенциального барьера диода. Поэтому и рабочее напряжение стабилитрона существенно выше напряжения стабистора. Оно составляет в зависимости от типа прибора от 4 до 200 В.

Схема включения стабилитрона показана на рис. 1.22, *в*. Она отличается от схемы со стабистором только обратной полярностью подключения диода.

У низковольтных стабилитронов пробой происходит без развития лавинообразного процесса, и температурный коэффициент рабочего напряжения TKU у них отрицательный, т.е. рабочий участок ВАХ с увеличением температуры смещается к более низким значениям. У высоковольтных диодов пробой носит лавинный характер, и $TKU > 0$. Границей между зонами с положительным и отрицательным TKU является рабочее напряжение $\approx 5,5$ В.

Если с двух сторон кристалла создать одинаковые $p-n$ переходы, то получится стабилитрон с симметричной ВАХ, для которого полярность подключения не имеет значения (рис. 1.22, *г*).

1.5.2. Фотодиоды, фотоэлементы и светодиоды

В разделе 1.1.3.1 отмечалось, что эмиссия электронов в полупроводнике может происходить не только под воздействием тепловой энергии, но также и под воздействием светового потока, т.е. энергии фотонов. Это явление называется *внутренним фотоэффектом*.

Если полупроводниковый диод сконструировать таким образом, что свет сможет попадать на кристалл через отверстие в корпусе, то с увеличением силы света ток собственной проводимости будет возрастать за счёт фотоэмиссии электронов.

Ток собственной проводимости кристалла определяет режим работы диода при запертом $p-n$ переходе. Поэтому фотодиоды работают при обратном включении (рис. 1.23, *a*).

Обратный ток фотодиода зависит от силы света, температуры и приложенного напряжения. При постоянной температуре и напряжении он возрастает практически пропорционально освещённости.

Чувствительность фотодиодов обычно составляет десятки миллиампер на люмен и имеет максимум при некоторой длине волны, различной для разных полупроводников.

Фотодиод может работать также в качестве *фотоэлемента*, т.е. создавать ток во внешней цепи. Потенциальный барьер фотодиода несимметричен, поэтому на выводах существует некоторая разность потенциалов, которая у

* В иностранной литературе стабилитрон называется диодом Зенера.

кремниевых диодов составляет около 0,5 В, а у германиевых 0,1–0,2 В. Эта разность потенциалов в значительной степени зависит от условий диффузии зарядов. Фотоэмиссия изменяет количество зарядов и, соответственно, внутреннее сопротивление диода, поэтому ток короткого замыкания приблизительно пропорционален силе света.

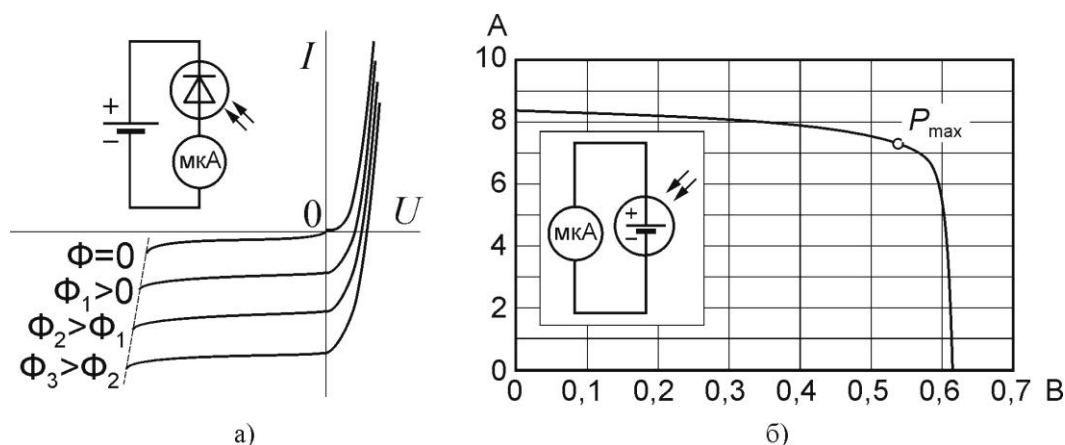


Рис.1.23

Увеличение поверхности кристалла позволяет использовать фотодиод в качестве источника электропитания. На рис. 1.23, б показана ВАХ кремниевого фотоэлемента с поверхностью 236 см^2 при облучении его световым потоком 1000 Вт/м^2 . Максимальная мощность такого фотоэлемента составляет 3,87 Вт при КПД 16,4 %. Для получения необходимых для промышленного применения напряжений и токов фотоэлементы соединяют последовательно и параллельно в т.н. солнечные батареи.

Кроме кремниевых элементов для источников питания применяют элементы в виде плёнок меди (Cu), индия (In) и селена (Se) толщиной в несколько мкм, нанесённых на поверхность стекла. Эти CIS–элементы существенно дешевле, но имеют КПД $\approx 13\%$.

Помимо кремния и германия в качестве полупроводников используются также соединения галлия (Ga). На их основе изготавливают особый вид диодов – *светодиоды*, отличающийся тем, что при рекомбинации зарядов вместо обычного тепла в них выделяется свет.

Они работают в прямом включении и имеют ВАХ, соответствующую прямой ветви ВАХ полупроводникового диода. Особенностью светодиодов как источников излучения является очень малая длительность нарастания и спада светового потока ($< 1 \text{ мкс}$), позволяющая формировать импульсы света с частотой до 1 МГц.

1.5.3. Туннельные диоды

Туннельные диоды отличаются от большинства других диодов высокой концентрацией примеси. Если у обычных диодов количество примесных атомов составляет около 10^{16} см^{-3} , то у туннельных диодов эта величина со-

ставляет $\approx 10^{19} \text{ см}^{-3}$. В этом случае ширина запирающего слоя составляет всего около 10 нм и носители зарядов имеют возможность переходить в смежный слой ниже потенциального барьера, как бы минуя его по «туннелю». Отсюда название диода, который по имени его создателя называется также диодом Есаки.

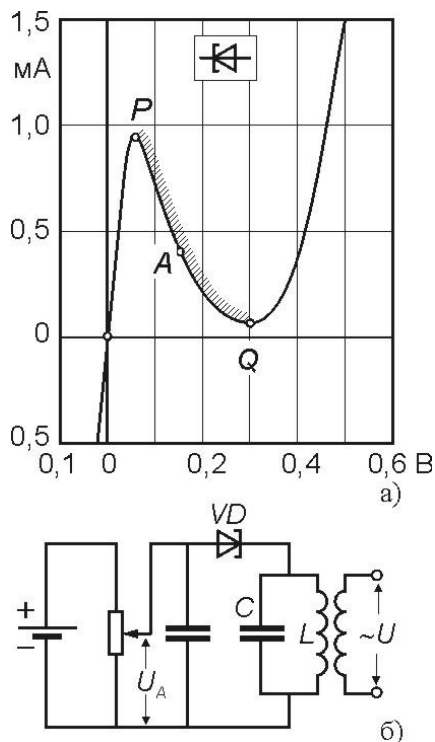


Рис.1.24

Режим обратного включения для туннельного диода не имеет значения, т.к. вследствие чрезвычайно малой ширины запирающего слоя не обеспечивается запираение $p-n$ перехода. В этой области ВАХ туннельного диода имеет линейный характер аналогичный резистору (рис. 1.24, а).

Характерной особенностью ВАХ туннельного диода является наличие участка с отрицательным дифференциальным сопротивлением (участок PQ на рис. 1.24, а). Эта особенность позволяет туннельному диоду выполнять все функции, свойственные активным элементам электронных схем. Поэтому вопросы практического применения туннельных диодов составляют отдельную область прикладной электроники.

В качестве примера на рис. 1.24, б показана схема автогенератора синусоидальных колебаний на основе туннельного диода.

Как известно, в параллельном LC-контуре колебания затухают в результате рассеяния энергии в обычном «положительном» сопротивлении катушки (дросселя). Если эти потери компенсировать, то колебания будут незатухающими. Функцию компенсации может выполнять отрицательное сопротивление туннельного диода, если рабочую точку A расположить в середине участка PQ и ограничить размах колебаний разностью $\Delta U < U_Q - U_P$ (рис. 1.24, а).

1.5.4. Магнитодиоды

Магнитодиод представляет собой полупроводниковый прибор, основой которого является высокоомный полупроводник с проводимостью близкой к собственной и длиной базы d в несколько раз больше диффузионной длины пробега носителей L .

В таких полупроводниках под воздействием внешнего магнитного поля возникает т.н. *магнитоконцентрационный эффект*. Он заключается в уменьшении концентрации носителей зарядов за счёт того, что движущиеся заряды под действием магнитного поля смещаются к поверхности полупроводника, где рекомбинация происходит значительно быстрее, чем в объёме. В результате генерация зарядов в объёме не успевает компенсировать их ре-

комбинацию на поверхности, концентрация уменьшается, а сопротивление увеличивается.

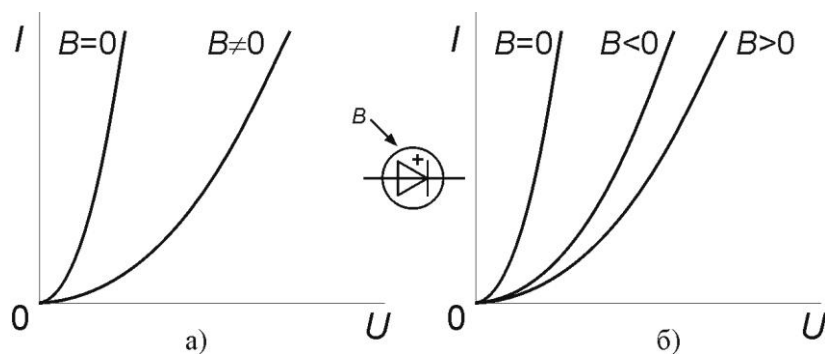


Рис.1.25

Другим эффектом, влияющим на сопротивление магнитодиода, является изменение диффузионной длины L под влиянием магнитного поля. В «длинных» диодах ($d \gg L$) уменьшение L приводит к резкому уменьшению концен-

трации носителей и, как следствие, к увеличению сопротивления. Магнитное поле вызывает «закручивание» траекторий движущихся зарядов. Их подвижность уменьшается, длина траекторий увеличивается, что приводит к сильному изменению L . Это явление получило название *магнитодиодного эффекта*.

В отличие от обычных диодов основное падение напряжения в магнитодиодах происходит не на $p-n$ переходе, а на высокоомной базе. Поэтому прямое падение напряжение составляет 4–20 В.

Магнитодиоды, конструкция которых исключает магнитоконцентрационный эффект, обладают одинаковой чувствительностью к магнитным полям противоположного направления (рис. 1.25, а). В диодах другого типа магнитоконцентрационный эффект целенаправленно усиливают и получают различные ВАХ для противоположных направлений воздействия магнитного поля (рис. 1.25, б), что расширяет возможности использования магнитодиодов.

Высокая магниточувствительность магнитодиодов по сравнению с магниторезисторами и датчиками Холла позволяет использовать их в качестве датчиков положения, угла и скорости вращения; в устройствах считывания информации; в схемах измерения мощности СВЧ излучения; в магнитной дефектоскопии и др.

Вопросы для самопроверки

1. Чем отличаются режимы работы и схемы включения стабилитрона и стабистора?
2. Чем отличаются рабочие напряжения стабилитрона и стабистора?
3. Как влияет величина дифференциального сопротивления стабилитрона на коэффициент стабилизации?
4. Как включается фотодиод в цепь источника питания и почему?
5. За счёт чего создаётся разность потенциалов фотоэлемента?
6. Как включается светодиод в цепь источника питания?

7. Какова особенность светодиода как источника света?
8. Чем отличается ВАХ туннельного диода от ВАХ выпрямительного диода и стабилитрона?
9. Укажите области возможного применения магнитодиодов.

1.6. Транзисторы

1.6.1. Биполярные транзисторы

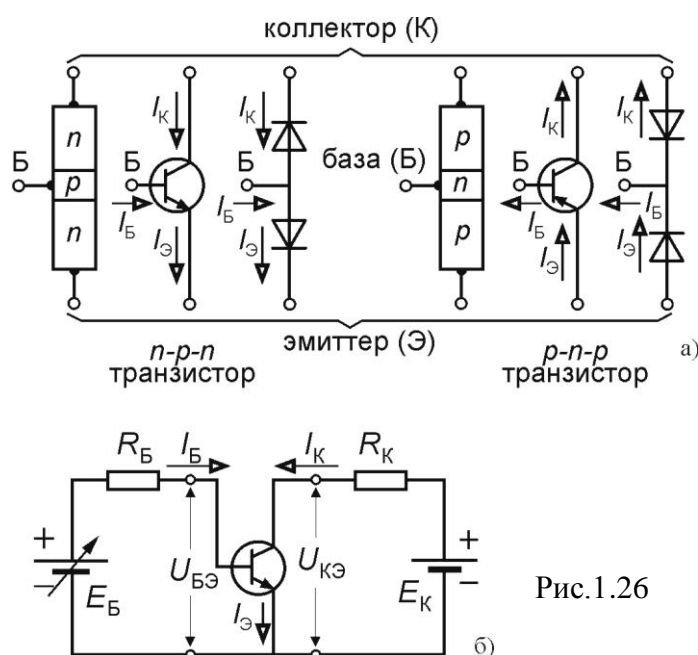


Рис.1.26

Биполярный транзистор это управляемый полупроводниковый прибор с двумя $p-n$ переходами. Транзистор может выполнять как функцию усилителя тока, напряжения и мощности, так и электронного ключа.

В зависимости от типа проводимости слоёв, образующих $p-n$ переходы, различают транзисторы $n-p-n$ и $p-n-p$ типов (рис. 1.26, а). Средний слой структуры транзистора называется базой, а два крайних – эмиттером и коллектором. Названия эти связаны с конструкцией и функциями слоёв.

Базой средний слой называется потому, что конструктивно он является кристаллом–основанием, на котором формируются два крайних слоя. Название *эмиттер* отражает функцию эмиссии (испускания) зарядов и инжекции их (введения, впрыскивания) через $p-n$ переход в соседний слой, где они являются неосновными носителями. *Коллектор* «собирает» носители, прошедшие через базу. Для того чтобы заряды могли пройти через базу и попасть в коллектор, не успев рекомбинировать, базовый слой транзисторов делают очень тонким и обеднённым.

В зависимости от полярности напряжений на $p-n$ переходах транзистора, различают следующие режимы работы: активный или усилительный, насыщения, отсечки и инверсный.

В активном режиме эмиттерный переход смещён в прямом направлении, а коллекторный – в обратном. В режиме насыщения оба перехода смещены в прямом направлении, а в режиме отсечки – в обратном. Инверсный режим соответствует смещению коллекторного перехода в прямом направлении, а эмиттерного – в обратном, т.е. в этом режиме функции эмиттера и коллектора изменяются на противоположные. Инверсный режим можно создать простым переключением выводов коллектора и эмиттера, однако вследствие асимметрии размеров $p-n$ переходов полноценная работа обычного транзи-

стора в инверсном режиме невозможна. Для этого используются т.н. симметричные транзисторы с одинаковыми $p-n$ переходами.

Работа транзистора основана на управлении токами, протекающими через его электроды, с помощью приложенных к ним напряжений.

На рис. 1.26, б показана наиболее распространённая схема включения $n-p-n$ транзистора, т.н. схема с общим эмиттером. В активном режиме источники питания в цепи коллектора и базы смещают коллекторный переход в обратном направлении, а эмиттерный – в прямом направлении.

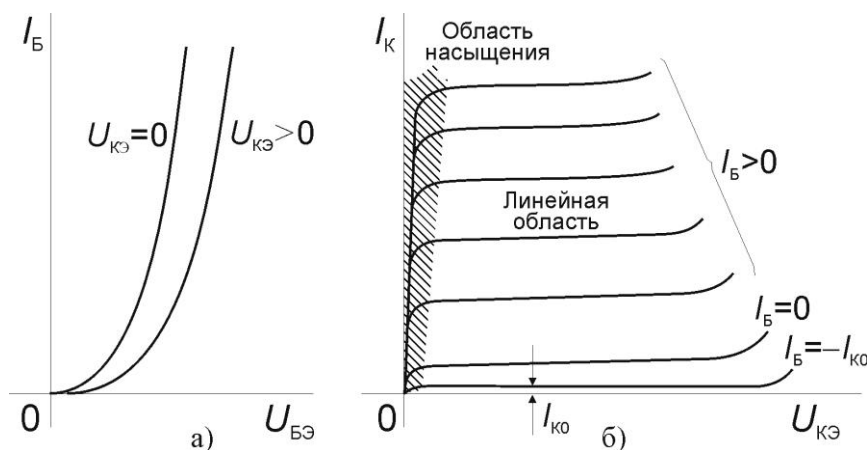


Рис.1.27

На рис. 1.27 показаны входные и выходные ВАХ биполярного транзистора. При отсутствии питания коллекторной цепи ($U_{КЭ} = 0$) входная характеристика представляет собой прямую ветвь $p-n$ перехода (рис. 1.27, а). По мере

увеличения напряжения она смещается вправо.

Для объяснения выходных ВАХ обратимся к рис. 1.26, б. Напряжение на коллекторном переходе равно разности $U_{КБ} = U_{КЭ} - U_{БЭ}$. Поэтому при $U_{КЭ} < U_{БЭ}$ коллекторный переход смещён в прямом направлении. При этом эмиттерный переход также смещён в прямом направлении, и ток в цепи коллектор–эмиттер ограничивается в основном сопротивлением нагрузки, т.к. падение напряжения на транзисторе равно напряжению на двух прямосмещённых (низкоомных) $p-n$ переходах, т.е. составляет 0,2–1,0 В (рис. 1.27, б). Границей области насыщения является условие $U_{КЭ} = U_{БЭ}$, после чего коллекторный переход смещается в обратном направлении, и транзистор переходит в активный или линейный режим.

В этом режиме электроны, инжектированные из эмиттера в базу, частично рекомбинируют в ней, а остальные через коллекторный переход втягиваются в область коллектора, формируя ток нагрузки. Экстракция (вытягивание) электронов из базы создаётся электрически полем объёмных зарядов коллекторного перехода, которое для электронов является ускоряющим. Количество дырок (основных носителей) в базе постоянно, т.к. определяется концентрацией примеси. Поэтому «исчезнувшие» при рекомбинации дырки восстанавливаются за счёт электронов, уходящих из базы в виде тока I_B . В соответствии с законом Кирхгофа

$$I_{\text{Э}} = I_{\text{К}} + I_{\text{Б}}.$$

Обычно $I_{\text{Б}} \ll I_{\text{Э}}$ и $I_{\text{Э}} \approx I_{\text{К}}$.

Количество зарядов, проходящих через коллекторный переход в активном режиме, определяется в основном инжекцией их эмиттером и при постоянном токе базы практически неизменно. Поэтому ток коллектора мало изменяется при изменении напряжения $U_{\text{КЭ}}$ и характеристики идут почти параллельно оси абсцисс (рис. 1.27, б).

Увеличение напряжение на эмиттерном переходе вызывает усиление инжекции зарядов в базу и, следовательно, увеличение тока коллектора и тока базы. Очевидно, что для приращений токов также справедливо

$$\Delta I_{\text{Э}} = \Delta I_{\text{К}} + \Delta I_{\text{Б}}.$$

Поэтому можно считать, что ток базы является управляющим воздействием, а ток коллектора регулируемой величиной. Соотношение между величиной тока коллектора и током базы называется коэффициентом передачи тока базы или, иначе говоря, коэффициентом усиления тока базы. Его величина обычно составляет 20–500 единиц.

Пропорциональная зависимость приращений тока базы и тока коллектора приводит к почти параллельному смещению выходных ВАХ при изменении тока базы (рис. 1.27, б).

Изменение полярности напряжения на эмиттерном переходе создаёт режим отсечки транзистора. В этом режиме оба перехода смещены в обратном направлении и обладают большим сопротивлением.

1.6.2. Полевые транзисторы

Конструктивная схема полевого транзистора показана на рис. 1.28, а. Полевой транзистор представляет собой пластину полупроводника, в данном случае n -типа, называемую каналом, с омическими контактами на торцах. На верхней и нижней грани пластины расположены слои p -типа. Оба p -слоя электрически соединены между собой и образуют единый электрод, называемый затвором. Двумя другими электродами являются омические контакты. Контакт, от которого движутся основные носители (в данном случае электроны) называется истоком, а тот, в направлении которого они движутся – стоком.

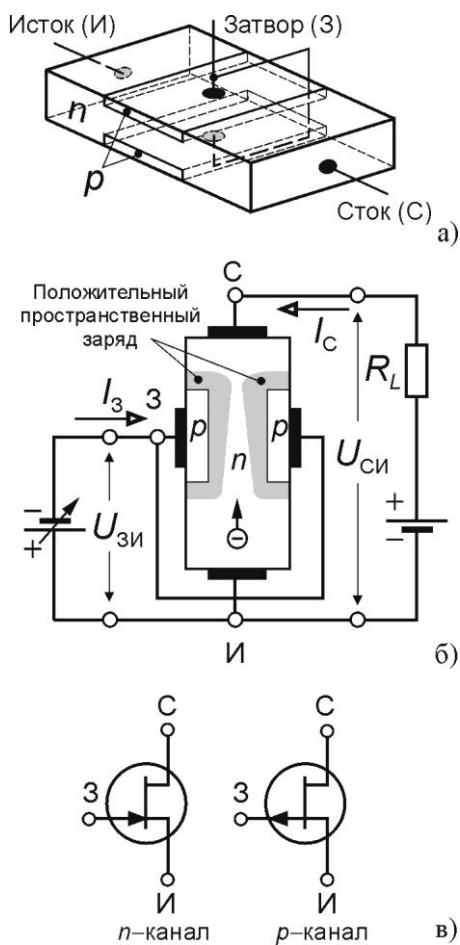


Рис.1.28

Оба $p-n$ перехода затвора всегда смещены в обратном направлении, для этого на затвор подаётся отрицательное напряжение относительно истока (рис. 1.28, б). Вокруг $p-n$ переходов затвора образуется положительный пространственный заряд, область которого сужает сечение канала, что препятствует движению электронов. Размер области $p-n$ переходов зависит от напряжения затвор–исток $U_{зи}$. При $U_{зи} = 0$ сечение канала наибольшее, и его сопротивление минимально. По мере увеличения напряжения области $p-n$ переходов увеличиваются, канал сужается, а его сопротивление возрастает. При некотором напряжении области переходов смыкаются, и ток в цепи стока прерывается. Это напряжение называется *напряжением отсечки*.

Поскольку $p-n$ переходы смещены в обратном направлении, их сопротивление очень велико и входной ток (ток затвора I_3) составляет менее 1 нА.

Если между истоком и стоком включить источник питания и нагрузку R_L , то силой тока в ней можно управлять путём изменения напряжения на затворе (рис. 1.28, б).

Основными характеристиками полевого транзистора являются передаточная характеристика (рис. 1.29, а) и выходная ВАХ (рис. 1.29, б).

Выходные ВАХ имеют чётко выраженный начальный участок, на котором ток резко возрастает, а характеристика проходит через начало координат, а также участок с почти неизменным током. Начальные участки ВАХ образуют область, в которой полевой транзистор соответствует резистивному

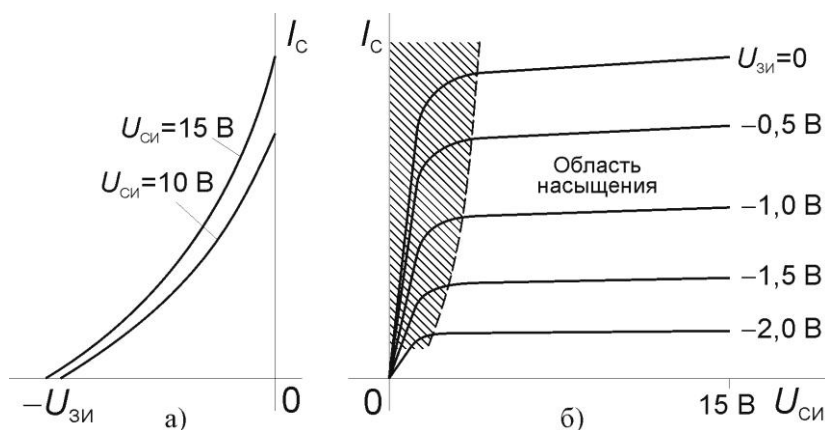


Рис.1.29

элементу, т.н. омическая область (на рис. 1.29, б заштрихована).

Область насыщения ВАХ образуется в результате влияния падения напряжения в канале на области $p-n$ переходов. Распределённое вдоль канала падение напряжения возрастает от истока к стоку и вызывает уве-

личение толщины переходов в этом направлении (см. рис. 1.28, б). При некоторой величине тока области переходов вблизи стока смыкаются и канал закрывается. Однако, в отличие от режима отсечки, это перекрытие канала неполное, т.к. оно создаётся протекающим током и не может существовать при его отсутствии.

Очевидно, что все описанные выше явления можно реализовать, используя для канала вместо полупроводника с n -проводимостью p -полупроводник, а затвор создать с помощью n -полупроводника. Такой по-

левой транзистор в отличие от рассмотренного выше называется транзистором с p -каналом (см. рис. 1.28, в).

1.6.3. Фототранзисторы

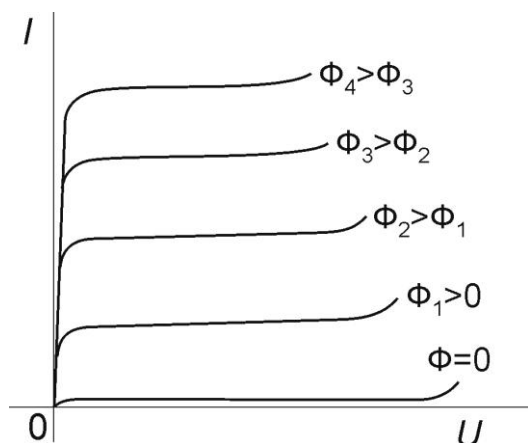


Рис.1.30

Фототранзистор это приёмник излучения, по структуре подобный биполярному или полевому транзистору.

Питание биполярного фототранзистора осуществляется аналогично питанию обычного транзистора, т.е. так, чтобы эмиттерный переход был смещен в прямом направлении, а коллекторный – в обратном.

В корпусе фототранзистора предусмотрено прозрачное окно, через которое световой поток попадает на базу транзистора. В результате в ней образуются

электронно-дырочные пары. Неосновные носители диффундируют из базы в коллектор, увеличивая его ток, а основные понижают потенциальный барьер эмиттерного перехода, вызывая дополнительную инжекцию зарядов и соответствующее увеличение тока коллектора.

Таким образом, фотогенерация создаёт эффект, аналогичный включению источника питания в цепь эмиттер-база, и выходные характеристики фототранзистора получаются аналогичными характеристикам биполярного транзистора в схеме с общим эмиттером, где функцию тока базы выполняет световой поток Φ (рис. 1.30).

Чувствительность фототранзисторов в десятки раз больше, чем у фотодиодов.

Существуют также полевые фототранзисторы, у которых под влиянием облучения канала изменяется его проводимость.

Вопросы для самопроверки

1. Как соотносятся между собой ток базы и ток коллектора биполярного транзистора?
2. Что представляет собой входная ВАХ биполярного транзистора?
3. Как устроен полевой транзистор?
4. Каким образом осуществляется регулирование тока в канале полевого транзистора?
5. Чем объясняется высокое сопротивление между затвором и истоком полевого транзистора?
6. Чем отличается работа полевого транзистора в омической области и в области насыщения?
7. Как устроен и как работает биполярный фототранзистор?

1.7. Тиристоры

Тиристором называется полупроводниковый прибор с двумя устойчивыми состояниями. Другое название этих элементов – переключающий диод. Тиристоры используются в качестве электронных ключевых элементов в устройствах автоматики и в силовой электронике.

Тиристоры могут быть неуправляемыми и управляемыми. В первом случае они называются динисторами, а во втором – тринисторами.

Оба прибора представляют собой четырёхслойную полупроводниковую структуру с тремя p – n переходами.

1.7.1. Динисторы

При подключении положительного полюса источника питания к слою p_1 два крайних p – n перехода (pn_1 и pn_3) оказываются смещёнными в прямом направлении, а один, средний, в обратном (pn_2 на рис. 1.31, а). Таким образом, получается как бы сочетание двух транзисторов противоположной полярности в одном приборе (рис. 1.31, б). Причём ток коллектора транзистора $VT1$ является током базы транзистора $VT2$, и наоборот, ток коллектора $VT2$ является током базы $VT1$.

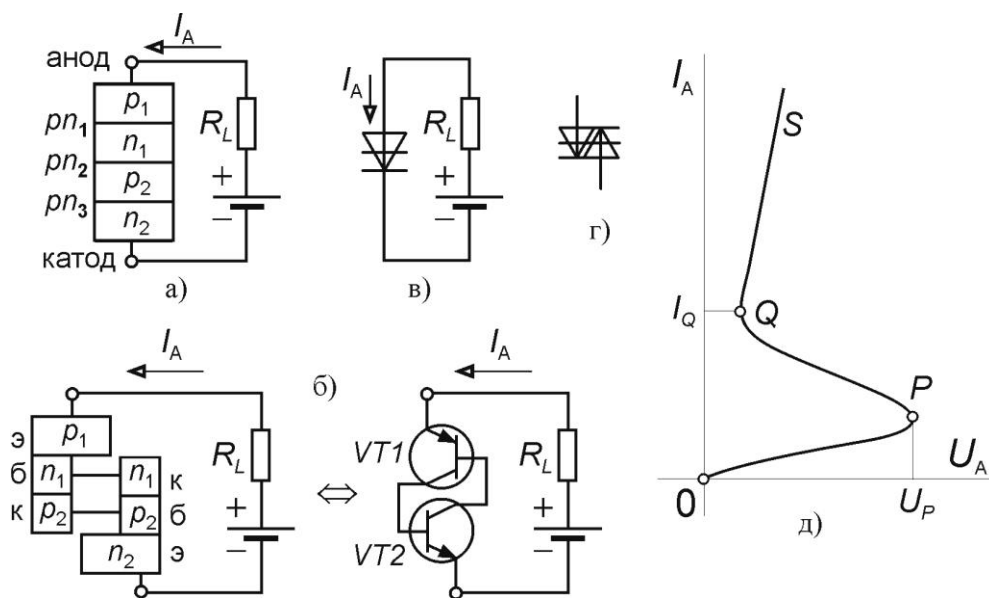


Рис.1.31

При увеличении напряжения источника питания в динисторе развиваются два процесса, противоположно влияющие на состояние среднего запертого p – n перехода. С одной стороны, увеличение напряжения увеличивает длину области обеднённой основными носителями и, следовательно, увеличивает сопротивление коллекторных переходов транзисторов $VT1$ и $VT2$. С другой стороны, основные носители, инжектированные, например, эмиттером $VT1$, пересекают область базы этого транзистора, частично рекомбинируют в ней и подходят к коллекторному переходу $VT1$, увеличивая концентрацию зарядов в нём и снижая сопротивление. Кроме того, эти заряды попадают в базу

V_{T2} и снижают высоту потенциального барьера эмиттерного перехода. Это приводит к увеличению инжекции зарядов эмиттером V_{T2} и уменьшению сопротивления коллекторного перехода этого транзистора. Таким образом, образуется замкнутый цикл снижения сопротивления коллекторных переходов транзисторов, который при отсутствии ограничения, создаваемого расширением области среднего $p-n$ перехода, приводит к лавинообразному процессу открытия динистора.

По мере роста напряжения анод-катод процесс увеличения сопротивления перехода pn_2 замедляется, а процесс уменьшения ускоряется. На рис. 1.31, δ показана ВАХ динистора. На участке OP рост сопротивления перехода pn_2 достаточен для предотвращения развития лавинообразного снижения сопротивления. Этот участок соответствует закрытому (высокоомному) состоянию динистора. В точке P влияние обоих процессов уравнивается и при любом даже ничтожно малом увеличении напряжения развивается процесс открытия динистора. Напряжение, соответствующее этой точке, называется *напряжением включения*.

Процесс включения динистора соответствует участку ВАХ с отрицательным дифференциальным сопротивлением PQ . Открытому (низкоомному) состоянию соответствует участок QS (рис. 1.31, δ).

Для выключения динистора необходимо уменьшить анодный ток до тока, соответствующего точке Q ВАХ, ограничивающей участок с отрицательным дифференциальным сопротивлением. Этот ток называется *током выключения*. Процесс выключения также развивается лавинообразно, однако он существенно медленнее включения, т.к. связан с рекомбинацией носителей. Если время включения динисторов составляет единицы микросекунд, то время выключения доходит до десятков микросекунд.

При обратной полярности источника питания два перехода динистора оказываются смещёнными в обратном направлении (pn_1 и pn_3). Этот режим является нерабочим. Для получения симметричной ВАХ используют пятислойную структуру $n_1-p_1-n_2-p_2-n_3$. Такой прибор называется *диакон*. Его условное обозначение показано на рис. 1.31, ϵ .

1.7.2. Тринисторы

Тринистор отличается от динистора наличием управляющего электрода, представляющего собой вывод от одной из базовых областей (рис. 1.32, a). Подавая через этот вывод прямое напряжение на соответствующий переход можно понижать значение напряжения включения путём увеличения инжекции зарядов эмиттером. На рис. 1.32, b показана схема включения тринистора с выводом от p -области. Такой прибор называют тринистором с управлением по катоду, т.к. сигнал управления подаётся на переход база-катод.

При отсутствии тока управления I_B тринистор функционально ничем не отличается от динистора. Увеличение тока управления I_B приводит к умень-

шению напряжения включения, а также к небольшому уменьшению тока включения (рис. 1.32, з).

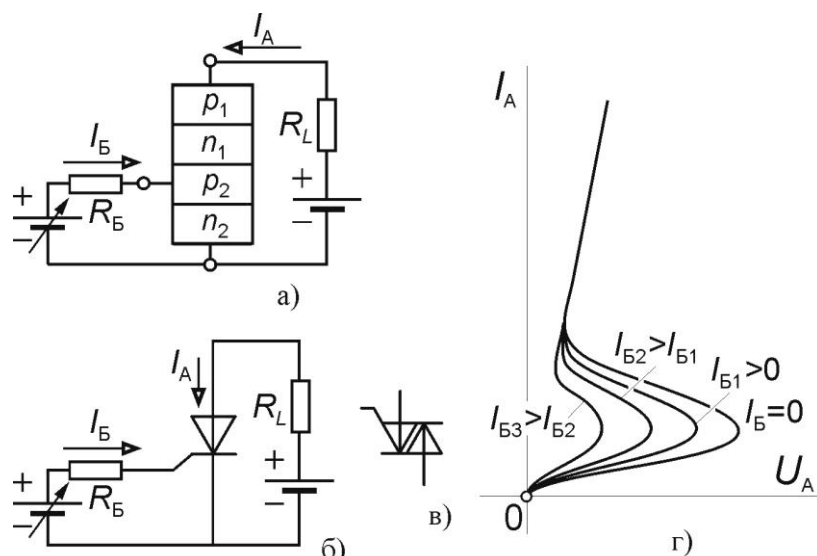


Рис.1.32

Возможность работы тристора при любой полярности напряжения питания, т.е. симметрия ВАХ, обеспечивается, также как у диностора, созданием пятислойной структуры прибора. Такой прибор называется *симистором* или *триаком*. Его условное обозначение с

управлением по аноду показано на рис. 1.32, в.

1.7.3. Фототиристоры

Четырехслойные полупроводниковые приборы могут управляться световым потоком, подобно тому как управляются трёхслойные фототранзисторы.

Механизм воздействия светового потока на состояние полупроводниковой структуры фототиристора аналогичен воздействию посредством тока базы. Под влиянием облучения области базы в ней генерируются электроны и дырки. Неосновные носители диффундируют к коллекторному переходу, уменьшая его сопротивление, а далее процесс развивается по алгоритму, описанному выше для диностора. Если энергия светового потока достаточна для генерации такого количества зарядов, чтобы уменьшение сопротивления коллекторного перехода преобладало над его увеличением за счёт напряжения анод-катод, то в тиристоре развивается лавинообразный процесс нарастания тока, приводящий к его открытию.

Вольт-амперные характеристики фототиристора аналогичны ВАХ триностора на рис. 1.32, з, если в них ток базы I_B заменить на световой поток.

Вопросы для самопроверки

1. Какую структуру полупроводника имеют тиристоры?
2. Какими полупроводниковыми приборами можно создать структуру тиристоров?
3. Чем объясняется наличие участка с отрицательным дифференциальным сопротивлением ВАХ тиристора?
4. В каких точках ВАХ происходит изменение состояния тиристора?
5. Как влияет ток управления триностора на напряжение включения?

6. Как влияет величина светового потока на напряжение включения фототиристора?

1.8. Оптроны

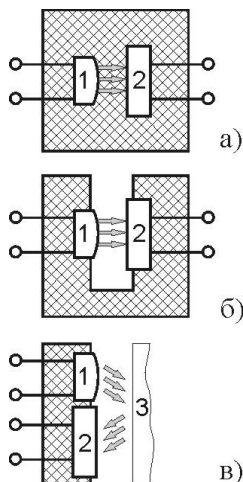


Рис.1.33

Оптоны – это полупроводниковые приборы, в которых объединены источник и приёмник излучения. Источник излучения преобразует электрический сигнал в световой, который воздействует на фотоприёмник, а тот, в свою очередь, осуществляет обратное преобразование светового сигнала в электрический. Если оптрон содержит только один излучатель и один приёмник, то его называют *оптопарой*.
 На входе и выходе оптрона сигналы электрические, а связь между входом и выходом осуществляется посредством светового сигнала.
 Основным достоинством оптронов является отсутствие гальванической связи между цепями входа и выхода. При этом электрическое сопротивление между входом и выходом достигает $10^{12}–10^{14}$ Ом, а электрическая прочность изоляции составляет 200–500 В. Это позволяет разделять с их помощью электрические цепи низкого и высокого напряжения, а также цепи, между которыми не должно быть гальванической связи.

Конструктивно излучатель 1 и приёмник 2 большинства оптронов находятся в закрытом корпусе (рис. 1.33, а), однако существуют также оптопары с открытым оптическим каналом. В этом случае на световой поток и на выходной сигнал можно воздействовать какой-либо светонепроницаемой преградой, например кодовым диском или перфолентой, если излучатель и приёмник располагаются напротив друг друга (рис. 1.33, б). В другом варианте конструкции излучатель и приёмник располагаются в одной плоскости, а оптический сигнал попадает в приёмник, отражаясь от внешнего объекта 3 (рис. 1.33, в).

В качестве излучателя в оптронах в основном используют светодиоды, но существуют также оптопары, в которых излучателем служит сверхминиатюрная лампочка накаливания.

Приёмником в оптопарах могут быть любые полупроводниковые фотоприборы: резисторы, диоды, транзисторы, тиристоры, варикапы (рис. 1.34).

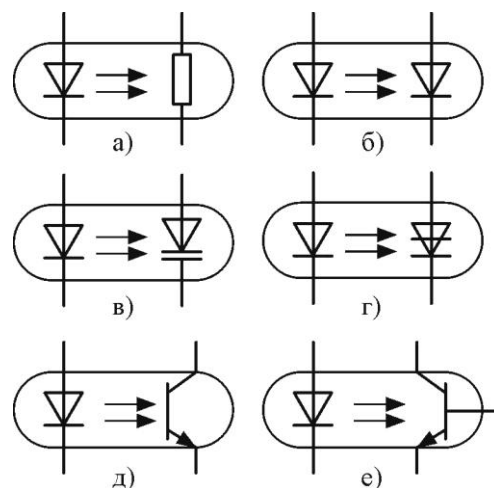


Рис.1.34

Оптопары с приёмниками в виде резисторов, диодов, транзисторов и варикапов могут работать как в непрерывном (аналоговом), так и в импульсном режиме. Тиристорные оптопары используются только в ключевом режиме.

Входные и выходные характеристики оптронов соответствуют используемым в них излучателям и приёмникам.

Вопросы для самопроверки

1. Какие существуют конструкции оптопар?
2. Для каких целей можно использовать оптроны?
3. Какие устройства используют в качестве излучателей (приёмников) в оптопарах?
4. Какие режимы работы возможны для оптопар с различными видами приёмников?

2. Нелинейные электрические цепи постоянного тока

Выше уже отмечалось, что нелинейной цепью является любая электрическая цепь, содержащая хотя бы один нелинейный элемент. В цепях постоянного тока статические режимы определяются характеристиками источников электрической энергии и резистивных элементов. При этом нелинейность внешней характеристики источника связана с нелинейностью его внутреннего сопротивления, т.е. того же резистивного элемента. Таким образом, исследование нелинейных цепей постоянного тока исчерпывается задачами анализа цепей с нелинейными резистивными элементами.

2.1. Нелинейные резистивные элементы

2.1.1. Вольт-амперные характеристики нелинейных резистивных элементов

Нелинейные резистивные элементы (НР) это элементы электрической цепи с нелинейной вольт-амперной характеристикой (ВАХ). Они относятся к числу наиболее распространённых в технике элементов и отличаются боль-

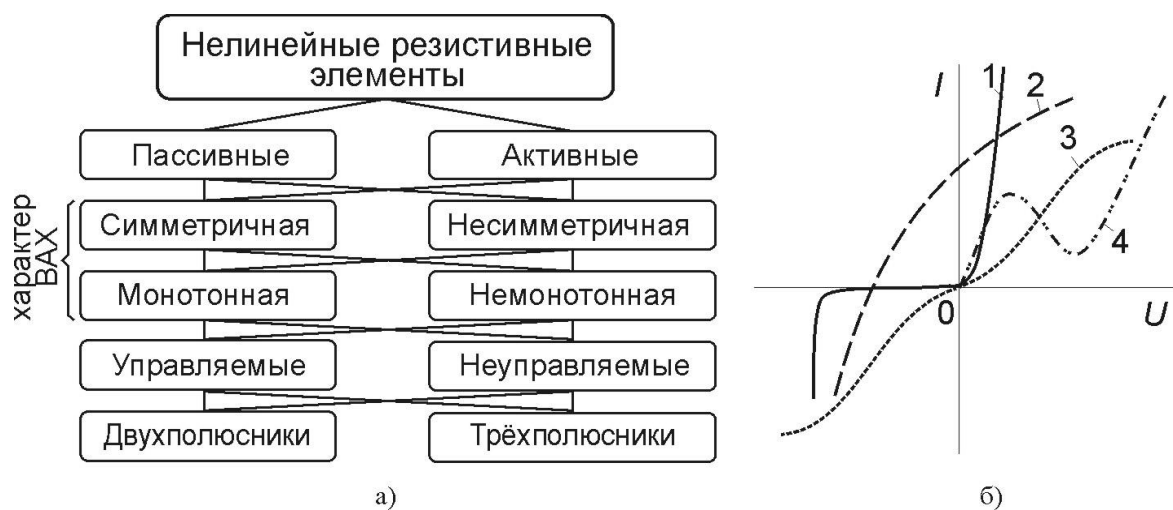


Рис.2.1

шим разнообразием свойств. Все нелинейные элементы, рассмотренные в предыдущем разделе кроме конденсаторов, относятся к НР. Одна из возможных классификаций НР приведена на рис. 2.1, а.

По признаку наличия источника электрической энергии НР делятся на активные и пассивные. Если ВАХ проходит через начало координат, то НР пассивный. В противном случае он относится к активным НР, и его схема замещения содержит источник ЭДС или источник тока (кривая 2 рис. 2.1, б). По отношению к началу координат ВАХ НР могут быть симметричными (кривая 3 рис. 2.1, б) и несимметричными. Условием симметрии ВАХ является равенство $I(U) = -I(-U)$. Знак производной dU/dI в различных точках ВАХ может быть неизменным (монотонная характеристика), но может и изменяться (немонотонная ВАХ кривая 4 рис. 2.1, б).

Всё многообразие ВАХ в общем можно свести к четырём основным типам (рис. 2.2, а):

1. с насыщением по току;
2. с насыщением по напряжению;
3. с неоднозначностью по току (*S*-тип);
4. с неоднозначностью по напряжению (*N*-тип).

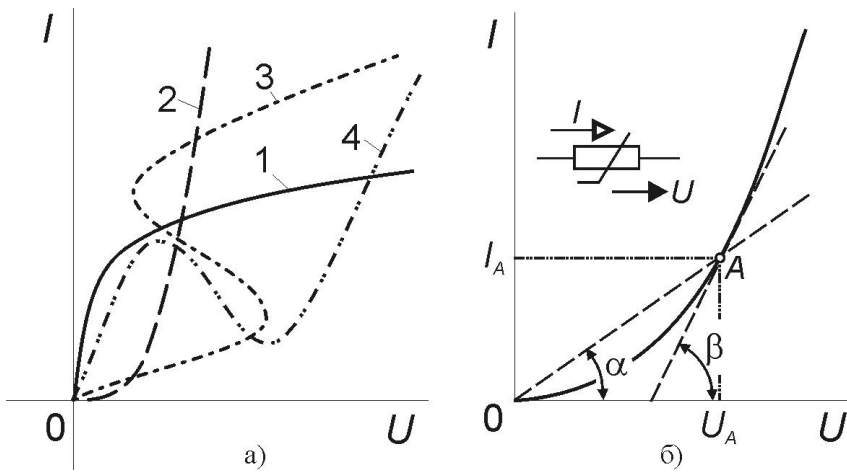


Рис.2.2

В отличие от линейного резистивного элемента каждая точка ВАХ нелинейного элемента определяется двумя параметрами: *статическим сопротивлением* $R = U / I$ и *дифференциальным сопротивлением* $r = dU / dI$. Графически статическое сопротивление в какой-

либо точке ВАХ представляет собой котангенс угла наклона секущей, проведённой из начала координат через эту точку (рис. 2.2, б):

$$R = \frac{m_u}{m_i} \operatorname{ctg} \alpha,$$

а дифференциальное сопротивление – котангенс угла наклона касательной в этой точке (рис. 2.2, б) –

$$r = \frac{m_u}{m_i} \operatorname{ctg} \beta,$$

где m_U, m_I – масштабы осей координат ВАХ.

Статическое сопротивление соответствует сопротивлению НР в цепи постоянного тока, а дифференциальное – сопротивлению НР при малых изменениях тока и напряжения относительно рабочей точки. Для пассивных линейных элементов справедливо равенство $R=r$, а для нелинейных оно может выполняться только для отдельных точек ВАХ.

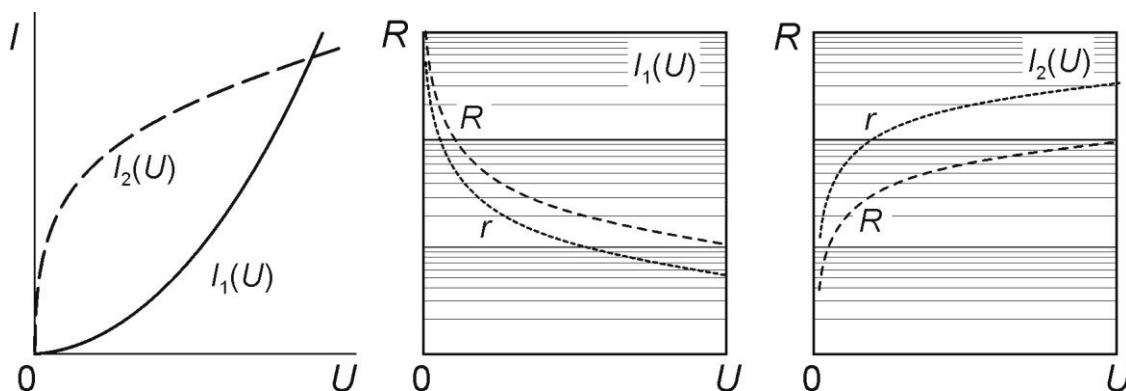


Рис. 2.3

Иногда при анализе нелинейных цепей удобнее пользоваться обратными величинами: статической проводимостью

$$G = \frac{1}{R}$$

и дифференциальной проводимостью

$$g = \frac{1}{r}.$$

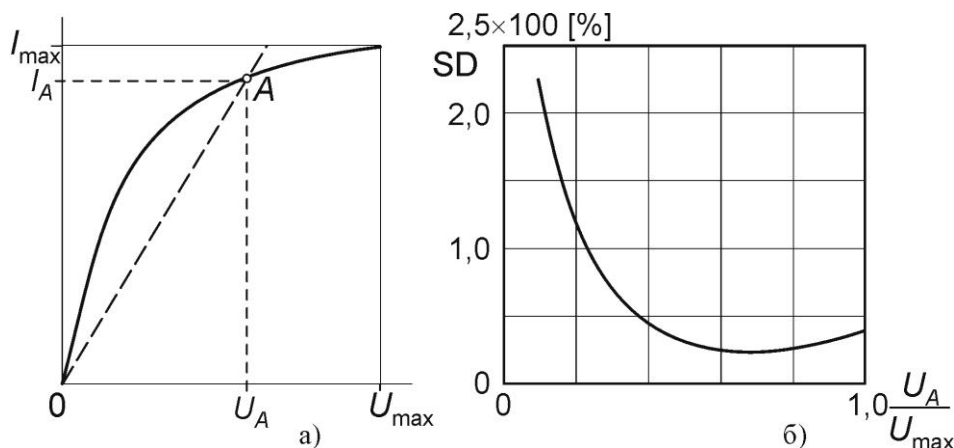


Рис. 2.4

Помимо ВАХ для анализа нелинейных цепей можно использовать зависимости статических и дифференциальных сопротивлений от тока и/или напряжения. Они могут быть получены из ВАХ, и между ними и ВАХ существует взаимно однозначное соответствие. На рис. 2.3 в качестве примера показаны такие зависимости $R(U)$ и $r(U)$ для ВАХ с насыщением по напряжению и по току. Здесь видно, что между статическим и дифференциальным сопротивлением монотонных ВАХ существуют определённые соотношения: $R>r$ для ВАХ типа насыщения

по току и $R < r$ для ВАХ типа насыщения по напряжению. Кроме того, у обеих характеристик $r \xrightarrow{U \rightarrow 0} R$.

2.1.2. Упрощение и линеаризация вольт-амперных характеристик

В некоторых случаях для ограниченного диапазона изменения напряжения или тока нелинейную ВАХ можно представить линейной функцией. Например, можно линеаризировать секущей ВАХ, проходящую через начало координат (рис. 2.4). При этом погрешность линеаризации будет зависеть от выбора координат точки, через которую проходит секущая OA в пределах диапазона линеаризации $0 < I_A < I_{max}; 0 < U_A < U_{max}$. На рис. 2.4, б показана зависимость стандартного отклонения ВАХ от секущей в функции напряжения, соответствующего точке пересечения (U_A). Здесь видно, что существует минимум погрешности линеаризации, приблизительно соответствующий $U_A / U_{max} \approx 0,7$.

Уравнение ВАХ для секущей определяется по координатам выбранной точки A как

$$I = U \frac{I_A}{U_A}. \tag{2.1}$$

Для небольшого диапазона изменения напряжения или тока ВАХ можно аппроксимировать касательной.

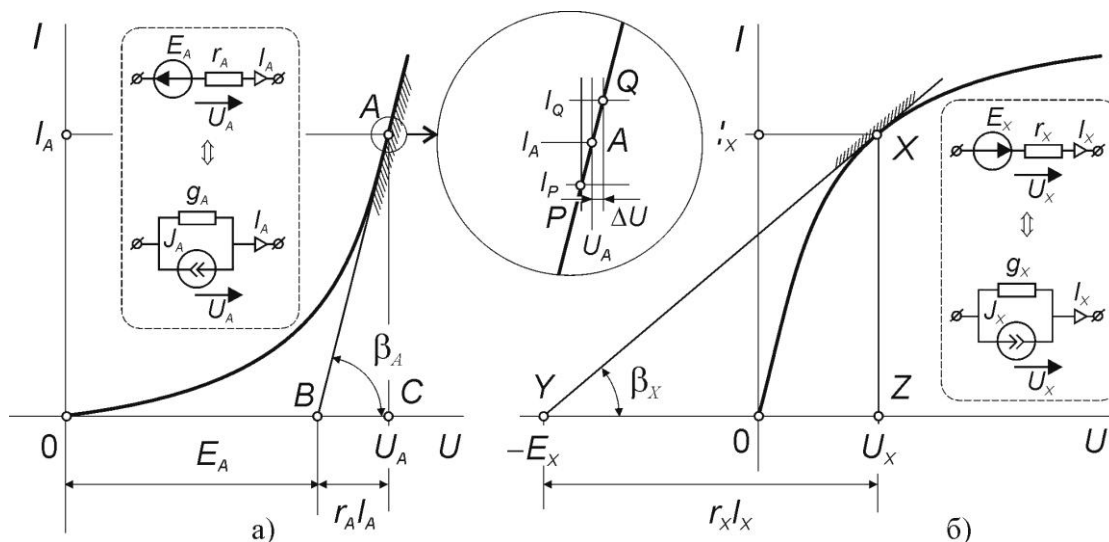


Рис. 2.5

В качестве примера, построим касательную в произвольной точке A ВАХ с насыщением по напряжению. (рис. 2.5, а).

Дифференциальное сопротивление, соответствующее касательной, равно

$$\operatorname{ctg} \beta_A = r_A = \frac{BC \cdot m_U}{AC \cdot m_I} = \frac{U_A - E_A}{I_A}. \tag{2.2}$$

Отсюда величина ЭДС

$$E_A = U_A - r_A I_A, \tag{2.3}$$

а уравнение линеаризованной ВАХ –

$$I = \frac{U - E_A}{r_A}. \quad (2.4)$$

Выражения (2.2)–(2.4) будут справедливы и для ВАХ с насыщением по току, показанной на рис. 2.5, б, если в них индексы A заменить на X .

Дифференциальное сопротивление r_A в уравнении (2.4) можно получить по координатам точек P и Q , расположенных с двух сторон от точки касания A . Выберем произвольно отклонение ΔU (рис. 2.5). Тогда

$$r_A = \frac{2 \cdot \Delta U}{I_Q - I_P} = \frac{2 \cdot \Delta U}{I(U_A + \Delta U) - I(U_A - \Delta U)}. \quad (2.5)$$

Следует иметь в виду, что погрешность уравнения касательной в значительной степени зависит от величины ΔU , которая должна быть тем меньше, чем больше кривизна ВАХ в точке касания. С другой стороны, отклонение должно превышать величину погрешности вычисления или определения координат точек.

Уравнению (2.4) соответствуют последовательные и параллельные схемы замещения, показанные на рис. 2.5. Параметры этих схем связаны известными соотношениями

$$g = 1/r; \quad J = E/r. \quad (2.6)$$

Таким образом, в небольшой области (на рис. 2.5 она отмечена штриховкой) НР можно заменить источником постоянной ЭДС и линейным резистивным элементом, равным дифференциальному сопротивлению в рабочей точке, или источником постоянного тока и линейной проводимостью, равной дифференциальной проводимости в этой точке. При этом исходный пассивный двухполюсник преобразуется к линейному активному двухполюснику, в котором направление ЭДС источника совпадает с направлением протекания тока, если в расчётной точке $r \cdot I > U$, и противоположно направлению протекания тока, если $r \cdot I < U$. Этот метод линеаризации называется *методом компенсации*.

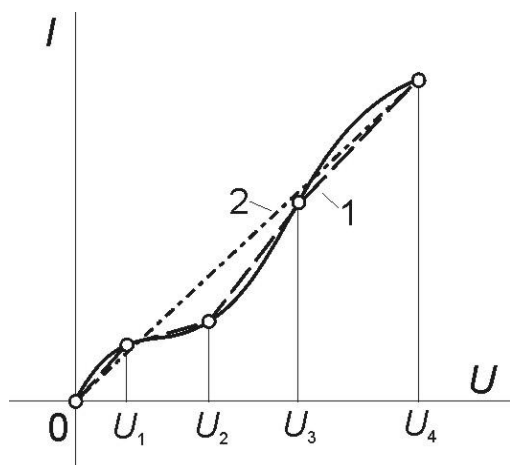


Рис.2.6

Следует, однако, иметь в виду, что дифференциальное сопротивление r и ЭДС E схемы замещения изменяются при изменении режима работы НР, и их значения справедливы только для области, соответствующей допустимой погрешности аппроксимации.

Нелинейную ВАХ в широком диапазоне режимов работы можно аппроксимировать с помощью нескольких отрезков прямых линий. Такой спо-

соб называется *кусочно-линейной аппроксимацией*. Для этого ВАХ делится на участки, в пределах которых реальную кривую можно заменить отрезком прямой с заданной погрешностью. Например, ВАХ, показанную на рис. 2.6 сплошной линией, можно представить отрезками прямых для диапазонов изменения напряжения: 1) $0 \leq U < U_1$; 2) $U_1 \leq U < U_2$; 3) $U_2 \leq U < U_3$ и 4) $U_3 \leq U < U_4$ (линия 1 на рис. 2.6). Очевидно, что погрешность такой аппроксимации существенно меньше, чем с помощью прямой 2, проходящей через начальную и конечную точку. Очевидно также, что погрешность можно сделать меньше любого заранее заданного значения путём увеличения числа узлов аппроксимации. Однако при этом существенно усложняется анализ электромагнитных процессов в цепи, поэтому число узлов не бывает большим, а минимизация погрешности достигается оптимальным выбором положения узлов аналогично рассмотренной выше задаче линеаризации ВАХ с насыщением по току (рис. 2.4).

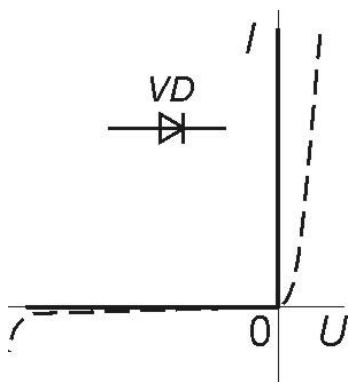


Рис.2.7

В большом классе задач анализа электрических цепей с НР помимо линеаризации можно использовать различные упрощения, не оказывающие существенного влияния на результат. Например, если ЭДС прямой ветви ВАХ диода, составляющая около 1 В, пренебрежимо мала по сравнению с напряжением источника питания нагрузки, включённой в анодную цепь, и дифференциальное сопротивление прямой ветви также мало по сравнению с сопротивлением нагрузки, то эту ветвь ВАХ можно считать положительной полуосью тока. Если при этом дифференциальное сопротивление обратной ветви ВАХ значительно больше сопротивления нагрузки, то эту ветвь можно считать отрицательной полуосью напряжения.

В результате мы получим ВАХ, т.н. *идеального диода*, обладающего нулевым сопротивлением для тока в прямом направлении и бесконечно большим сопротивлением для обратного тока. Эта ВАХ показана на рис. 2.7 сплошной линией. Модель сопротивления идеального диода можно получить, используя функцию знака напряжения

$$\text{signum}(U) = \begin{cases} 1 \equiv U > 0 \\ 0 \equiv U = 0, \text{ в виде} \\ -1 \equiv U < 0 \end{cases}$$

$$R = r = \left| \text{signum}(U) \right| \left| \frac{\text{signum}(U) - 1}{\text{signum}(U) + 1} \right|.$$

Вопросы для самопроверки

1. Какие элементы электрической цепи называются нелинейными?

2. По какому признаку можно определить наличие источника электрической энергии в НР?
3. Дайте определение статическому (дифференциальному) сопротивлению?
4. Как соотносятся между собой статическое и дифференциальное сопротивление линейного резистивного элемента?
5. Укажите основные типы ВАХ.
6. Какой вид в общем случае имеет схема замещения НР при аппроксимации ВАХ касательной?
7. По какому признаку определяется направление ЭДС в схеме замещения НР при аппроксимации ВАХ касательной?
8. Как на практике можно определить дифференциальное сопротивление НР?
9. В каком случае можно использовать ВАХ идеального диода?
10. Каким сопротивлением обладает идеальный диод для тока в прямом и в обратном направлении?

2.2. Анализ цепей с нелинейными двухполюсниками

Задача анализа нелинейной цепи заключается в расчёте токов и напряжений при заданных ВАХ НР, сопротивлениях линейных элементов и ЭДС источников. Современные справочные данные НР включают их математические модели, позволяющие решить эту задачу численными методами с помощью специализированных пакетов программ. Однако графические и графоаналитические методы, в основном используемые для задач подобного типа, не теряют своей актуальности, т.к. они необходимы для оценки достоверности данных полученных в результате численного решения или имитационного моделирования.

2.2.1. Последовательное соединение НР

Для определения состояния нелинейной электрической цепи необходимо располагать её ВАХ.

При последовательном соединении НР эквивалентную ВАХ можно получить на основе закона Кирхгофа

$$U_0(I) = U_1(I) + U_2(I), \quad (2.7)$$

т.е. сложением абсцисс ВАХ отдельных элементов, т.к. в них протекает одинаковый ток I .

На рис. 2.8, в показаны ВАХ $I(U_1)$ и $I(U_2)$ НР R_1 и R_2 , а также ВАХ эквивалентного НР R . Теперь по полученной характеристике $I(U)$ для любого заданного значения напряжения U_0 можно найти входной ток I_0 , а также парциальные падения напряжения U_{10} и U_{20} при этом токе, или по заданному входному току I_0 найти входное и парциальные напряжения.

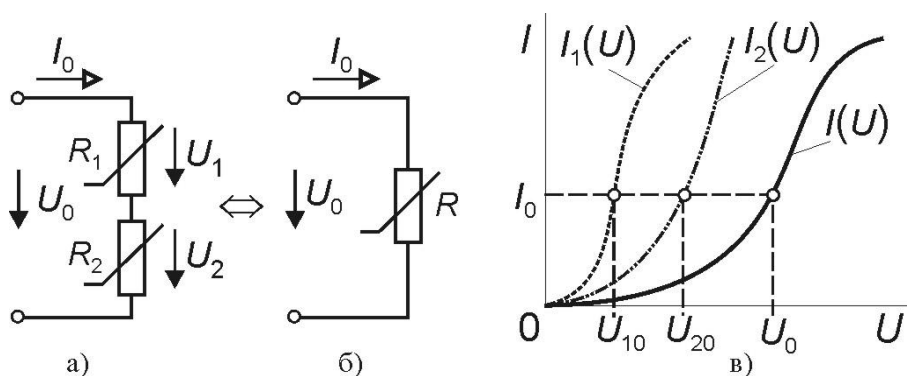


Рис. 2.8

Если по условию задачи требуется определить состояние электрической цепи только для одного значения входного напряжения U_0 , то построение ВАХ эквивалентного НР R не требуется.

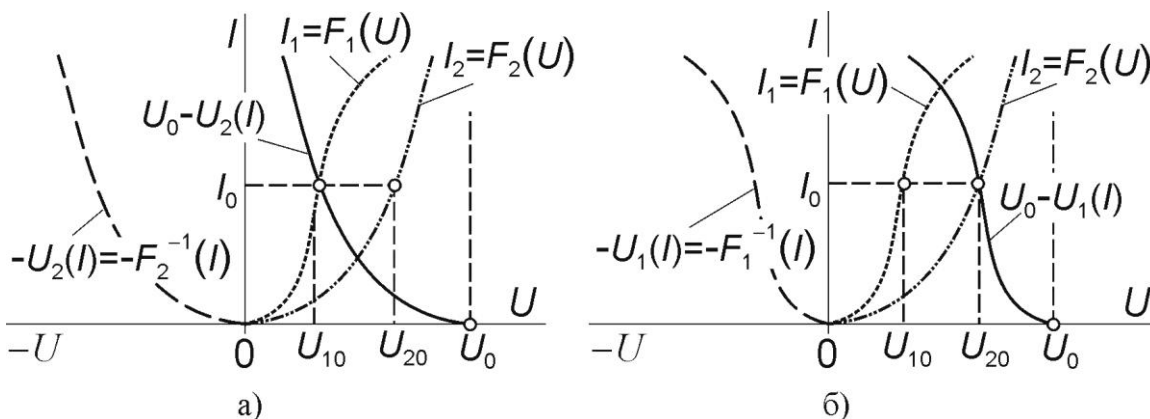


Рис. 2.9

Из выражения (2.7) следует, что напряжение на R_1 при заданном значении U_0 равно $U_1 = U_0 - U_2$. Значит, если построить характеристику, абсциссы которой равны разности $U_0 - U_2(I)$, то координаты точки пересечения этой характеристики с ВАХ R_1 дадут искомое состояние цепи. Графически эта задача решается в два этапа. Вначале строится ВАХ $-U_2(I) = -F_2^{-1}(I)$, представляющая собой зеркально симметричную относительно оси ординат ВАХ $I_2 = F_2(U)$, а затем она смещается по оси абсцисс на величину $+U_0$ (рис. 2.9, а).

Ордината точки пересечения полученной ВАХ с ВАХ R_1 соответствует искомому току.

Этот метод называется *методом пересечения характеристик*.

Очевидно, что для получения рабочей точки этим методом можно использовать преобразования ВАХ любого НР. В рассмотренном примере это была ВАХ R_2 , но точно также можно использовать преобразования ВАХ R_1

и получить искомый ток как ординату точки пересечения характеристики $U_0 - U_1(I) = U_0 - F_1^{-1}(I)$ с ВАХ R_2 (рис. 2.9, б).

2.2.2. Параллельное и смешанное соединение НР

При параллельном соединении НР (рис. 2.10, а) эквивалентная ВАХ участка цепи $I(U)$ строится на основании первого закона Кирхгофа

$$I(U) = I_1(U) + I_2(U),$$

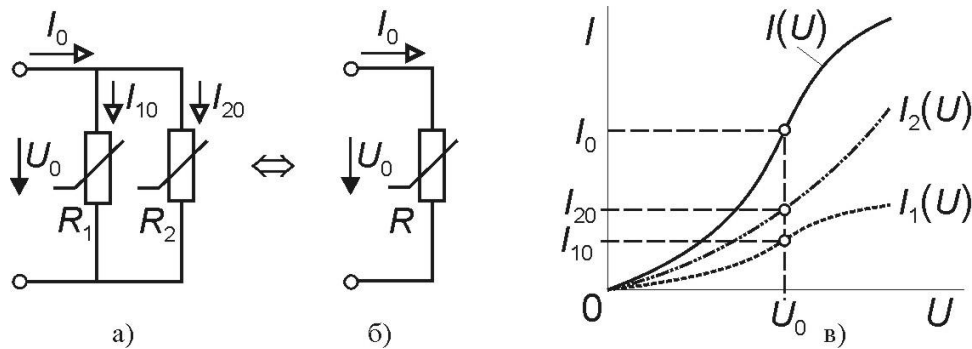


Рис. 2.10

т.е. путём суммирования ординат точек ВАХ резистивных элементов R_1 и R_2 (рис. 2.10, в). После получения ВАХ $I(U)$, соответствующей эквивалентному НР R (рис. 2.10, б), по заданному входному напряжению U_0 можно определить общий ток цепи I_0 , а также парциальные токи НР I_{10} и I_{20} , либо опре-

делить входное напряжение U_0 и парциальные токи по заданному входному току I_0 .

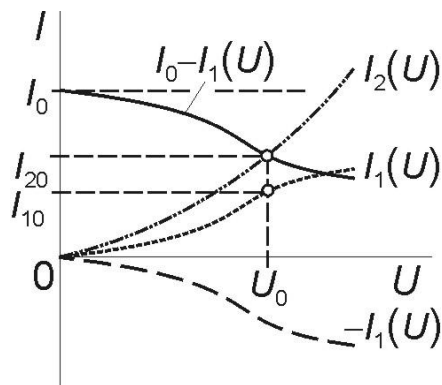


Рис. 2.11

При параллельном соединении также можно использовать метод пересечения характеристик, если требуется определить состояние цепи для заданного значения входного тока I_0 . Для этого, например, нужно построить характеристику $I_2(U) = I_0 - I_1(U)$. Характеристика $-I_1(U)$ представляет собой зеркально симметричную относительно оси абсцисс ВАХ $I_1(U)$ (рис. 2.11). Сместив ха-

рактеристику $-I_1(U)$ на величину I_0 , получим точку пересечения с ВАХ $I_2(U)$, соответствующую состоянию цепи, т.е. напряжению U_0 и распределению токов по ветвям $-I_{10}$ и I_{20} .

Здесь также не имеет значения какую ВАХ выбрать для получения разностной характеристики, т.е. задачу можно было решать поиском точки пересечения характеристики $I_1(U) = I_0 - I_2(U)$ с ВАХ $I_1(U)$.

В случае смешанного соединения сначала нужно преобразовать параллельное соединение в эквивалентный НР аналогично рассмотренному выше (рис. 2.12, б), а затем задача сводится к преобразованию последовательного соединения R_3+R по методике раздела 2.2.1.

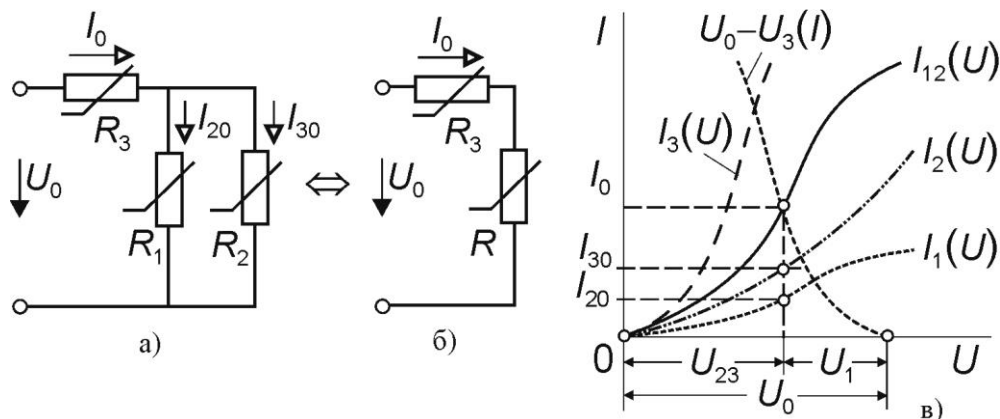


Рис. 2.12

Для конкретного значения входного напряжения U_0 на этом этапе можно воспользоваться методом пересечения характеристик, сместив ВАХ $-U_3(I) = -F_3^{-1}(I)$ на величину $+U_0$ (рис. 2.12, в).

2.2.3. Методы эквивалентного генератора и нагрузочной характеристики

Из теории линейных электрических цепей известно, что по отношению к любому произвольно выделенному элементу вся остальная цепь является источником, ЭДС которого равна напряжению в точках подключения этого

элемента, если его удалить из цепи, и внутренним сопротивлением равным сопротивлению цепи относительно точек подключения. В результате определение тока и напряжения на выделенном элементе сводится к их расчёту по закону Ома. Этот метод носит название *метода эквивалентного генератора*.

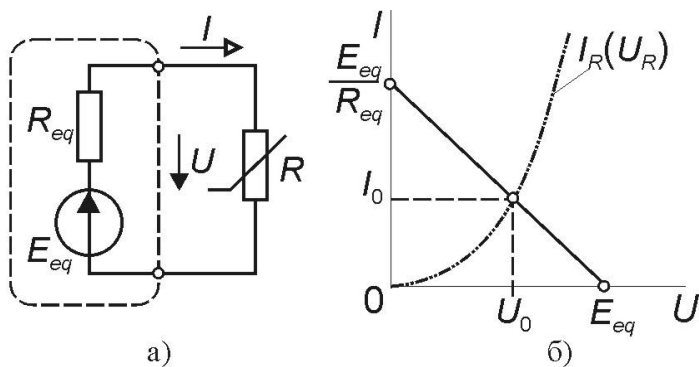


Рис. 2.13

Если бы резистивный элемент R_2 на рис. 2.8, а был линейным, то ВАХ $U_0 - U_2(I)$ представляла бы собой прямую с наклоном, соответствующим значению $-R_2$, и проходящую через точку $+U_0$ на оси абсцисс. Такая ВАХ соответствует источнику постоянного тока с напряжением холостого хода равным U_0 и внутренним сопротивлением R_2 , а координаты точки её пересечения с ВАХ НР R_2 определяют состояние цепи.

Следовательно, метод пересечения характеристик в сочетании с методом эквивалентного генератора можно распространить на любую электрическую цепь, если в ней не более одного НР. Для этого из цепи необходимо выделить НР и определить параметры эквивалентного генератора E_{eq} и R_{eq} по отно-

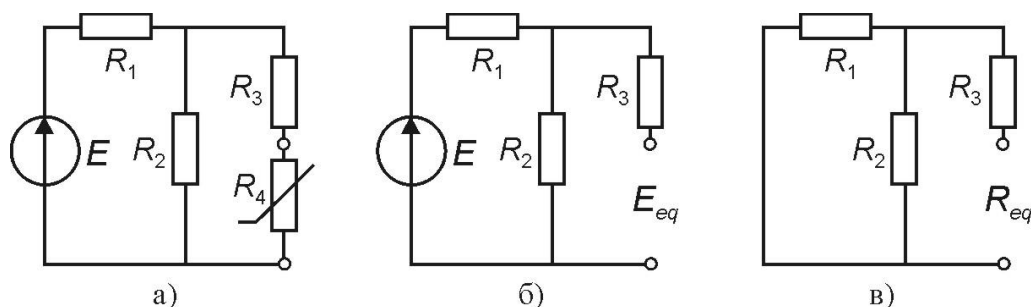


Рис. 2.14

шению к точкам подключения НР (рис.2.14, а). Затем можно построить совместно ВАХ НР и ВАХ генератора и найти координаты точки пересечения. Характеристика генератора в данном случае называется *нагрузочной характеристикой*, а метод – *методом нагрузочной характеристики*. По сути, он представляет собой частный случай метода пересечения характеристик, если один из двух резистивных элементов линейный.

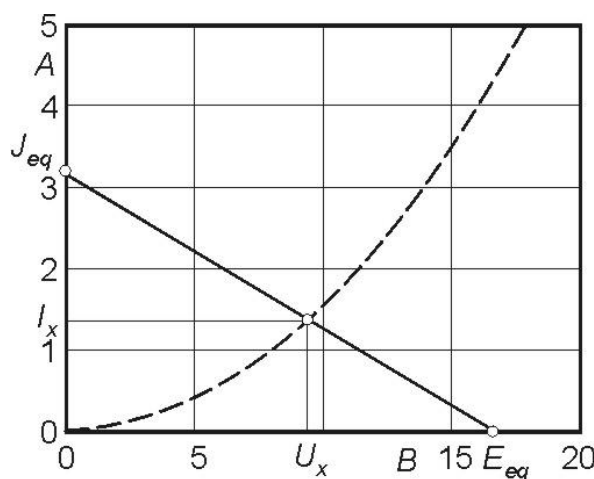


Рис. 2.15

Определим в качестве примера ток и падение напряжения на НР R_4 (рис.2.14, а), ВАХ которого показана на рис. 2.15 штриховой линией, если $E = 50$ В, $R_1 = 10$ Ом, $R_2 = 5$ Ом, $R_3 = 2$ Ом.

Нагрузочную характеристику удобнее строить по точкам холостого хода и короткого замыкания эквивалентного генератора. Ток короткого замыкания $J_{eq} = E_{eq} / R_{eq}$ и ЭДС эквивалентного генератора E_{eq} найдём из схем на рис.2.14, в и г как

$$E_{eq} = \frac{E \cdot R_2}{R_1 + R_2} = 16,6 \text{ В}; R_{eq} = R_3 + \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = 5,3 \text{ Ом}; J_{eq} = \frac{E_{eq}}{R_{eq}} = 3,1 \text{ А}.$$

Построив по этим данным нагрузочную характеристику (рис.2.15), получим ток и падение напряжения на НР $I_x = 1,4$ А; $U_x = 9,4$ В.

Метод нагрузочной характеристики можно использовать и для более сложных задач.

Определим коэффициент стабилизации для цепи рис. 2.16 со стабилизатором VD , обратная ветвь ВАХ которого показана на рис.2.17, а, при условии, что входное напряжение изменяется в пределах от $U=U_1=13$ В до $U=U_2=19$ В, а сопротивления $R_b=250$ Ом и $R_L=1000$ Ом.

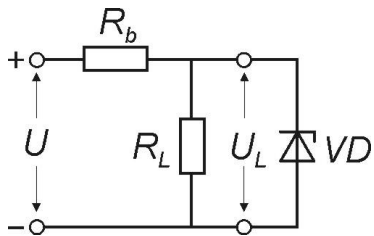
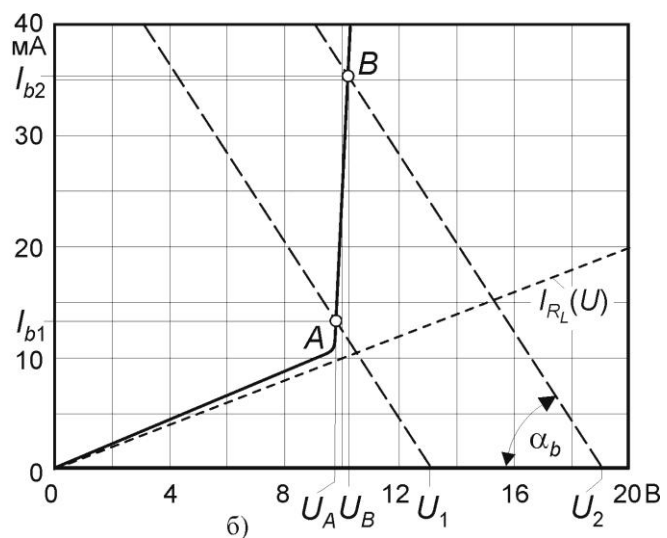
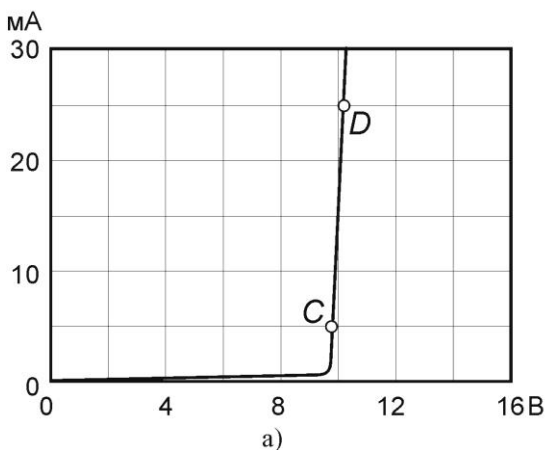


Рис. 2.16

Построим ВАХ параллельного соединения R_L и VD , суммируя ординаты прямой $I_{R_L}(U)$ и обратной ветви ВАХ стабилитрона (сплошная линия на рис. 2.17, б). Затем, построив нагрузочные характеристики с точками холостого хода, соответствующими входным напряжениям, и под углом $\alpha_b \equiv R_b$, получим координаты рабочих точек A [9,8 В; 13,3 мА] и B [10,2 В; 35,4 мА].

Рис. 2.17



Таким образом, при изменении входного напряжения на $\Delta U=U_2-U_1=6$ В напряжение на нагрузке изменяется на $\Delta U_L=U_B-U_A=0,4$ В, что соответствует соотношению вариации напряжений $K_U = \Delta U / \Delta U_L = 15$, т.е. использование стабилитрона снижает изменение напряжения на нагрузке в 15 раз.

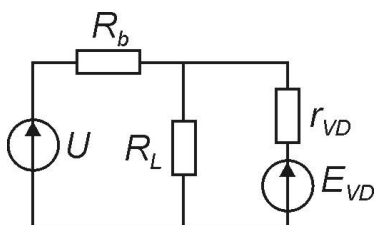


Рис. 2.18

Эту же задачу можно решить аналитически, если представить стабилитрон схемой замещения (рис. 2.18) и по ВАХ определить её параметры E_{VD} и r_{VD} .

Для определения параметров схемы замещения стабилитрона выберем на рабочем участке ВАХ произвольно две точки C [9,8 В; 5,0 мА] и D [10,2 В; 25,0 мА].

Отсюда дифференциальное сопротивление и ЭДС (см. раздел 2.1.2)

$$r_{VD} = \frac{U_D - U_C}{I_D - I_C} 1000 = 20,0 \text{ Ом}; E_{VD} = U_C - \frac{r_{VD} I_C}{1000} = U_D - \frac{r_{VD} I_D}{1000} = 9,7 \text{ В}.$$

Теперь известны все параметры схемы линейной электрической цепи на рис. 2.18, и для определения падения напряжения на нагрузке U_L можно воспользоваться любым методом, известным из теории линейных цепей.

В данном случае наиболее удобным является метод двух узлов, в соответствии с которым

$$U_{L1} = U_A = \frac{U_1/R_b + E_{VD}/r_{VD}}{1/R_b + 1/R_L + 1/r_{VD}} = 9,8 \text{ В}; I_{b1} = \frac{U_1 - U_A}{R_b} = 13,0 \text{ мА};$$

$$U_{L2} = U_B = \frac{U_2/R_b + E_{VD}/r_{VD}}{1/R_b + 1/R_L + 1/r_{VD}} = 10,2 \text{ В}; I_{b2} = \frac{U_2 - U_B}{R_b} = 35,2 \text{ мА}.$$

Таким образом, мы получили рабочие токи и напряжения, незначительно отличающиеся от полученных графическим способом координат точек A и B . Эти различия связаны с погрешностью графических построений. Следует, однако, заметить, что в справочных данных на стабилитроны приводится величина дифференциального сопротивления и соответствующего рабочего тока. Поэтому при наличии этих данных графическую часть расчёта, создающую основную погрешность, можно исключить.

Методом нагрузочной характеристики можно исследовать состояния цепей с НР, обладающими неоднозначными ВАХ.

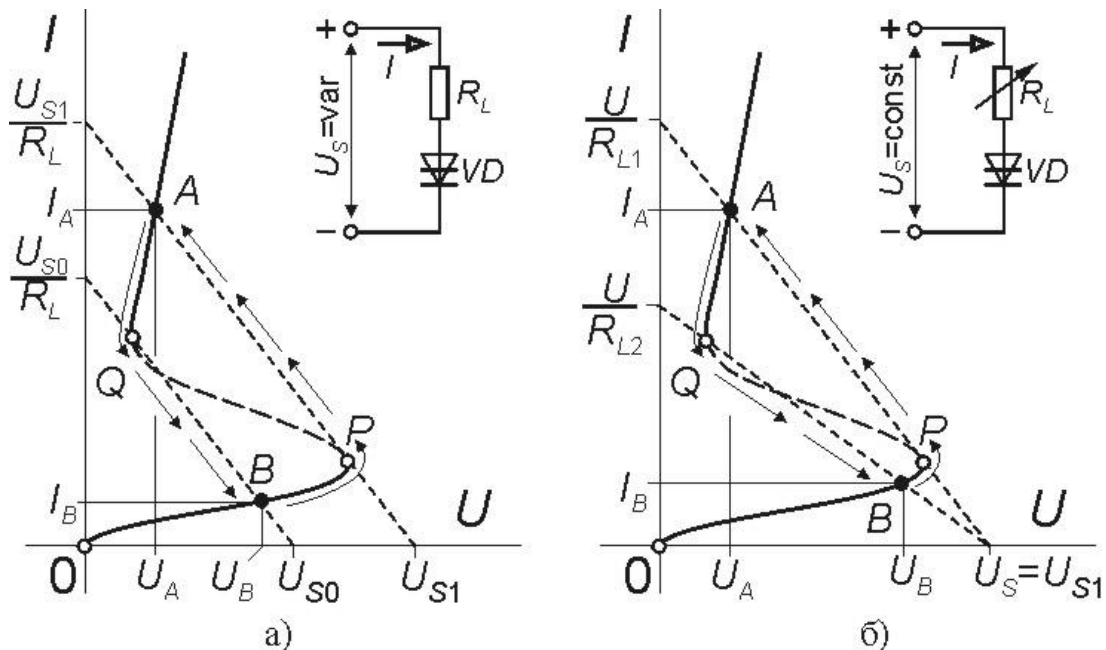


Рис. 2.19

В качестве примера рассмотрим переключения динодистора VD при изменении напряжения источника питания U_S (рис. 2.19, *а*) и при изменении сопротивления нагрузки R_L (рис. 2.19, *б*).

Изменение напряжения источника U_S с сохранением сопротивления нагрузки R_L вызывает смещение точки холостого хода нагрузочной характеристики по оси абсцисс плоскости ВАХ при неизменном угле наклона.

Если увеличивать напряжение U_S , начиная с нуля, то точка пересечения ВАХ динистора и нагрузочной характеристики (рабочая точка) будет перемещаться по участку OP . Сопротивление динистора на этом участке велико, а ток нагрузки мал, т.е. динистор выключен. Любая точка этого участка соответствует устойчивому состоянию, в котором электрическая цепь может находиться сколь угодно долго.

Точка P соответствует нулевому дифференциальному сопротивлению динистора. Здесь любое самое незначительное увеличение напряжения анод–катод вызывает увеличение тока, что приводит к его дальнейшему росту (см. раздел 1.7.1). Начинается лавинообразный и поэтому очень быстрый процесс роста тока и уменьшения напряжения.

В точке A процесс изменения тока и напряжения в цепи заканчивается и динистор оказывается в устойчивом открытом состоянии, т.е. он обладает малым сопротивлением, и ток определяется в основном сопротивлением нагрузки. Таким образом, для включения динистора нам потребовалось увеличение напряжения источника до величины U_{S1} .

Если теперь начать уменьшать напряжение, то до точки Q ток и напряжение анод–катод динистора будут уменьшаться, и состояние цепи на участке AQ будет устойчивым. В точке Q начинается быстрый процесс рекомбинации зарядов и восстановления потенциального барьера, препятствующего движению носителей. В точке B процесс заканчивается и динистор переходит в устойчивое закрытое состояние, соответствующее напряжению выключения U_{S0} .

Так как включение и выключение динистора в рассматриваемой цепи происходит скачкообразно и по разным траекториям (PA и QB), то здесь наблюдается триггерный эффект с гистерезисом.

Переключение динистора возможно также при постоянном напряжении питания цепи U_S и переменном сопротивлении нагрузки R_L . Это показано на рис. 2.19, б. Если сохранить напряжение питания на уровне напряжения включения динистора в предыдущей задаче ($U_S = U_{S1}$) и сопротивление нагрузки при включении оставить прежним, то процесс включения будет аналогичен рассмотренному.

Для выключения динистора нужно увеличить сопротивление $R_{L2} > R_{L1}$ так, чтобы нагрузочная характеристика проходила через точку Q или ниже (рис. 2.19, б). Траектория выключения QB в этом случае будет отличаться от траектории выключения при понижении напряжения. Иными будут и координаты точки B . Ток и падение напряжения на динисторе в закрытом состоянии будут больше, т.е. его свойства как электронного ключа будут несколько хуже.

Анализ цепей с несколькими НР и источниками ЭДС представляет собой более сложную задачу. Рассмотрим её на примере цепи на рис. 2.20, а.

Здесь в трёх параллельных ветвях находятся три НР и три источника ЭДС.

Вольт-амперные характеристики НР показаны на рис. 2.20, б. Ток в каждом НР зависит от разности между падением напряжения между узлами U_{ab} и соответствующей ЭДС

$$I_1(U_1) = I_1(E_1 - U_{ab}); I_2(U_2) = I_2(-E_2 - U_{ab}); I_3(U_3) = I_3(E_3 - U_{ab}),$$

т.е. эти токи являются нелинейными функциями от U_{ab} .

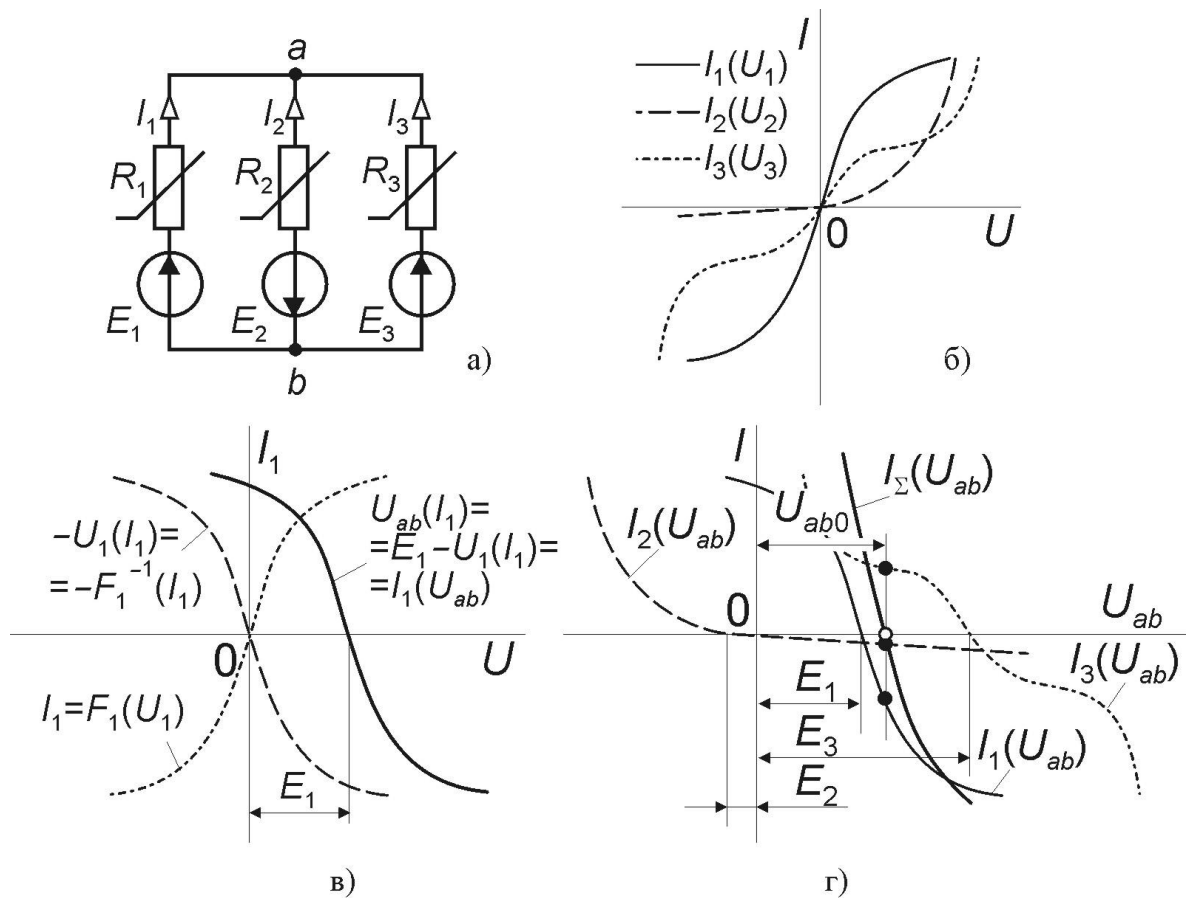


Рис. 2.20

Выберем положительные направления токов в ветвях к узлу a . Тогда в соответствии с первым законом Кирхгофа

$$I_1(U_{ab}) + I_2(U_{ab}) + I_3(U_{ab}) = 0. \quad (2.8)$$

Таким образом, задача сводится к определению значения напряжения U_{ab0} , при котором сумма токов в НР равна нулю.

Кривые $I_1(U_{ab})$, $I_2(U_{ab})$ и $I_3(U_{ab})$ можно получить преобразованием ВАХ НР, если учесть, что

$$U_{ab}(I_1) = E_1 - U_1(I_1); U_{ab}(I_2) = -E_2 - U_2(I_2); U_{ab}(I_3) = E_3 - U_3(I_3).$$

Следовательно, для k -го НР сначала нужно построить кривую $-U_k I_k$, где $k=1, 2, 3$. Она является зеркальным отражением ВАХ НР относительно оси ординат (см. рис. 2.20, в). А затем полученную характеристику сместить по оси абсцисс на величину ЭДС, действующей в соответствующей ветви (рис. 2.20, в).

Суммируя ординаты кривых $I_1(U_{ab})$, $I_2(U_{ab})$ и $I_3(U_{ab})$, можно получить кривую тока в узле $I_{\Sigma}(U_{ab})$ (рис. 2.20, г) и определить напряжение между узлами U_{ab0} , при котором она пересекает ось абсцисс. Токи в ветвях при этом напряжении по величине и знаку соответствуют уравнению (2.8). Они отмечены на рис. 2.20, г заштрихованными точками. Следовательно, в первой и второй ветвях цепи направления токов будут противоположными по отношению к направлениям, выбранным в начале решения.

Вопросы для самопроверки

1. Какие координаты парциальных ВАХ нужно складывать, чтобы получить ВАХ последовательного (параллельного) соединения НР?
2. В каком случае можно использовать метод пересечения характеристик?
3. В каком случае можно использовать метод нагрузочной характеристики?
4. Как с помощью метода нагрузочной характеристики определить напряжения переключения динистора?
5. Как с помощью метода нагрузочной характеристики определить сопротивление выключения динистора?
6. Опишите алгоритм определения состояния цепи с несколькими параллельными ветвями, содержащими НР и источники постоянной ЭДС.

3. Магнитные цепи с постоянной магнитодвижущей силой

Различные устройства, в которых создаётся постоянное магнитное поле, находят широкое применение в электрических машинах, приборах, защитной и коммутационной аппаратуре, во многих областях машиностроения. Практически все они выполняют преобразование электрической энергии в механическую и основаны на взаимодействии магнитных полей с электрическим током в проводниках.

Совокупность технических устройств и объектов, возбуждающих магнитные поля и формирующих их распределение в пространстве называется *магнитной цепью*.

Магнитные поля в технике практически всегда формируются с помощью материалов, имеющих нелинейные характеристики. Поэтому анализ и инженерный расчёт магнитных полей вызывает определённые затруднения.

3.1. Основные понятия и законы магнитных цепей

3.1.1. Магнитное поле

Магнитное поле это область пространства, в которой наблюдаются физические явления в виде: 1) действия силы на проводник, по которому протекает электрический ток, или на тело, обладающее свойствами постоянного магнита; 2) возбуждения ЭДС в проводнике при перемещении его относительно магнитного поля.

Постоянными магнитами называются тела, в окружающем пространстве которых существует магнитное поле при отсутствии внешних источников энергии для его возбуждения.

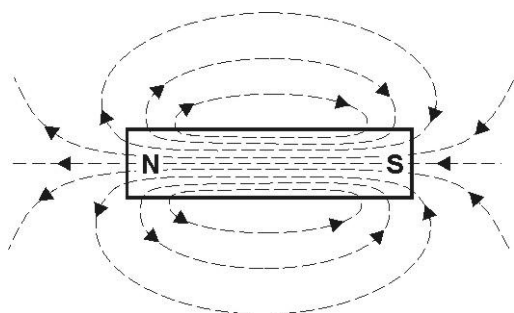


Рис. 3.1

Все магнитные поля возбуждаются движущимися электрическими зарядами. Это может быть электрический ток в проводнике либо, как в случае постоянного магнита, движение электронов вокруг ядер атомов вещества, а также вращение их вокруг собственной оси.

В природе сильные магнитные поля возбуждаются при грозовых разрядах, сила тока в которых достигает сотен килоампер. Слабые поля естественных постоянных магнитов существуют в месторождениях железной руды.

Область пространства, в которой магнитные явления проявляются в наибольшей степени, называется *полюсом*. Так как Земля также является магнитом, у которого полюсы имеют названия, связанные с географическими понятиями, то для всех магнитных полей по аналогии принято использовать названия и обозначения северного и южного полюсов (рис. 3.1).

Между двумя магнитами сила действует так, что одноимённые полюсы отталкиваются друг от друга, а разноимённые притягиваются.

3.1.2. Электромагнитная индукция

Воздействие магнитного поля на электрические заряды количественно можно определить с помощью устройства, показанного на рис. 3.2. Здесь очень длинный прямой проводник расположен между двумя большими параллельными плоскостями полюсов магнита. На любой участок такого проводника длиной L , по которому протекает ток I , действует сила F .

Величина этой силы тем больше, чем больше сила тока в проводнике и его длина, а также чем интенсивнее магнитное поле. Этот эксперимент позволяет определить физическую величину, соответствующую интенсивности поля и называемую *индукцией*:

$$B = \frac{F}{I \cdot L}. \quad (3.1)$$

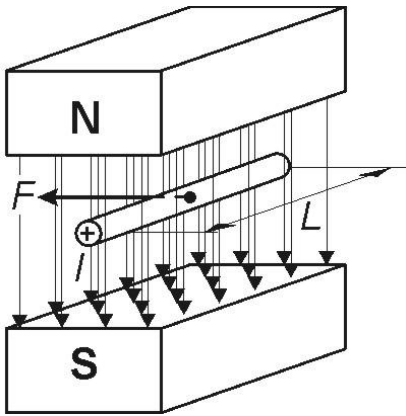


Рис. 3.2

Единицей измерения индукции является: $1 \text{ Н}/(\text{А}\cdot\text{м}) = 1 \text{ В}\cdot\text{с}/\text{м}^2 = 1 \text{ Тесла} = 1 \text{ Тл}$.

Индукция, как и сила, имеет направление, т.е. является векторной величиной. Направление индукции определяется направлениями векторов силы \mathbf{F} и тока \mathbf{I} .

Поток вектора индукции \mathbf{B} через поверхность S называется *магнитным потоком*. Математически это выражается интегралом

$$\Phi = \int_S \mathbf{B} d\mathbf{S} = \int_S B \cos \alpha dS \quad (3.2)$$

где $d\mathbf{S}$ – элементарная площадь поверхности S ,

а α – угол между вектором индукции \mathbf{B} и нормалью к $d\mathbf{S}$.

Единицей измерения магнитного потока является: $1 \text{ Тл}\cdot\text{м}^2 = 1 \text{ В}\cdot\text{с} = 1 \text{ Вебер} = 1 \text{ Вб}$.

Пользуясь понятием магнитного потока, можно определить индукцию как *плотность магнитного потока*.*

Из выражения (3.2) следует, что магнитный поток через перпендикулярную вектору индукции поверхность равен

$$\Phi = \mathbf{B} \cdot \mathbf{S} \quad (3.3)$$

Зрительный образ магнитного поля создают с помощью т.н. *магнитных силовых линий* или *линий индукции*. Эти линии строят так, чтобы касательная в любой точке совпадала по направлению с вектором индукции, а расстояние между соседними линиями соответствовало одинаковому магнитному потоку. Тогда по расстоянию между линиями можно оценить плотность потока, т.е. магнитную индукцию. Чем меньше расстояние между линиями, тем больше величина индукции.

Магнитное поле с одинаковой индукцией во всех точках называется *однородным*. Это соответствует равномерному расположению силовых линий. Почти однородным является поле, например, в непосредственной близости от полюсов полосового магнита.

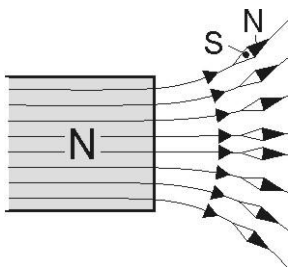


Рис. 3.3

В отличие от силовых линий электрического поля, *линии индукции магнитного поля замкнуты*, т.е. они проходят не только во внешней среде, например, вокруг постоянного магнита, но также и в его теле (рис. 3.1). Математически принцип непрерывности магнитных линий формулируется следующим образом:

$$\Phi = \oint_S \mathbf{B} ds = 0,$$

т.е. магнитный поток, проходящий через любую замк-

* Такое определение магнитной индукции используется в англоязычной литературе (*magnetic flux density*)

нутую поверхность равен нулю

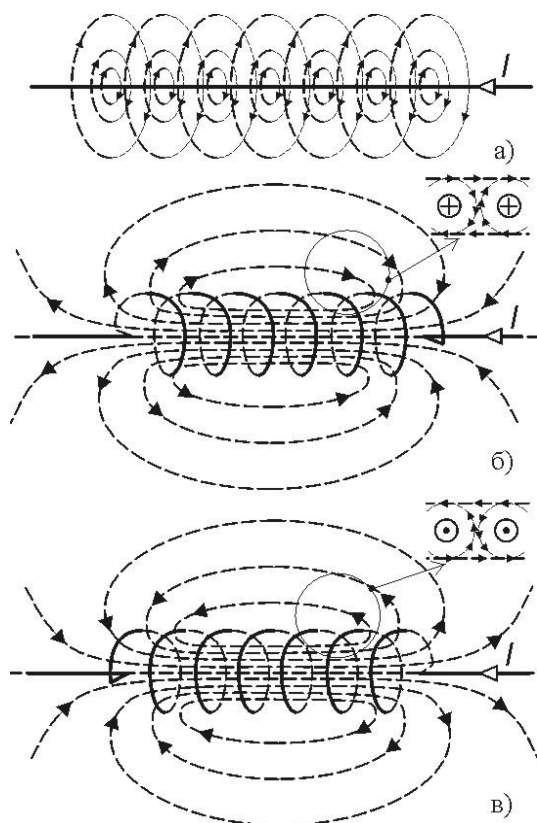


Рис. 3.4

магнитного поля изменится. В межвитковом пространстве направление магнитных линий встречное, и они практически компенсируют друг друга. Снаружи витков направление линий одинаково, поэтому они суммируются, значительно усиливая поле внутри катушки (рис. 3.4, б и в). В результате картина магнитного поля катушки будет аналогичной полю постоянного магнита (рис. 3.1), и такая катушка называется *электромагнитом*.

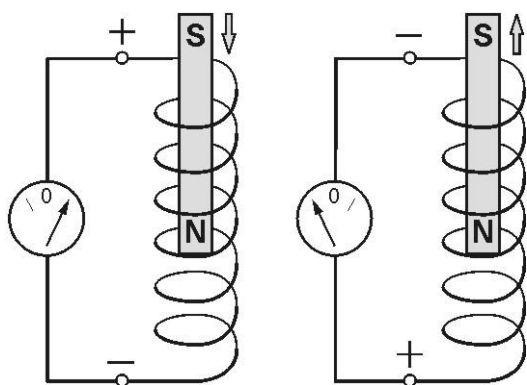


Рис. 3.5

Касательная в любой точке магнитной линии совпадает с вектором индукции по направлению с точностью до знака. Положительным направлением вектора считают направление, на которое указывает северный конец стрелки компаса (рис. 3.3). Следовательно, магнитный поток во внешней среде распространяется от северного полюса магнита к южному (рис. 3.1).

Так как магнитные линии являются изображением направления действия механической силы, то в пространстве, где существует несколько магнитных полей, общую картину можно получить векторным сложением линий отдельных полей в каждой точке.

Магнитные линии вокруг прямого проводника с током представляют собой концентрические окружности (рис. 3.4, а). Если же проводнику придать форму цилиндрической катушки, то картина

Изменение направления катушки витков приведёт к изменению направления магнитных линий и, соответственно, к изменению полярности электромагнита (рис. 3.4, б и в). Очевидно, что изменение полярности произойдёт и в результате изменения направления протекания тока в витках.

Магнитные поля в окружении одиночных проводников слишком слабые для технического применения. Основное применение находят катушки, т.е. проводники, которым придаётся определённая форма, позволяющая создать магнитное поле требуемой конфигурации и напряжённости. Так, например,

поле внутри цилиндрической катушки практически однородно, если её диаметр в несколько раз меньше длины (рис. 3.4, б и в).

Если внутрь катушки поместить постоянный магнит и перемещать его вдоль оси в ту или иную сторону (рис. 3.5), то на её клеммах будет отмечаться появление ЭДС, величина которой зависит от скорости движения магнита и от числа витков катушки w , а полярность – от полярности магнита и направления его движения.

Перемещение магнита вызывает изменение магнитного потока, охватывающего витки катушки. Следовательно, величина ЭДС зависит от скорости изменения магнитного потока, т.е.

$$e = -w \frac{d\Phi}{dt}. \quad (3.4)$$

Отрицательный знак в этом выражении отражает т.н. закон Ленца, в соответствии с которым наводимая ЭДС имеет такую полярность, при которой в замкнутой цепи будет протекать ток, создающий магнитное поле, противодействующее изменению потока, вызвавшего ЭДС.

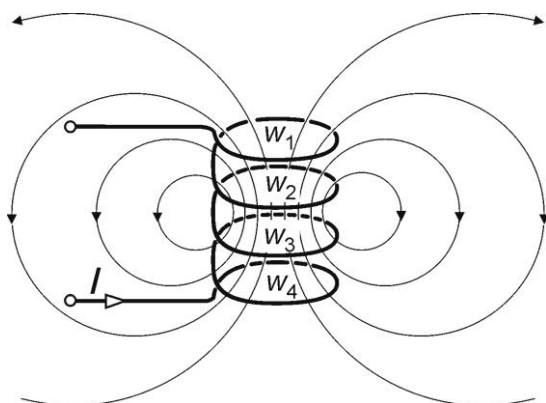


Рис. 3.6

Выражение (3.4) справедливо только в том случае, если магнитный поток Φ охватывает все витки катушки w . Если же различные витки охватываются различными по величине магнитными потоками, то это нужно учесть, суммируя потоки по всем виткам

$$\Psi = \sum_{k=1}^w \Phi_k.$$

Эта величина называется *потокосцеплением* катушки.

В качестве примера вычисления потокосцепления можно обратиться к рис. 3.6. Полагая, что каждая линия соответствует единичному магнитному потоку, потокосцепление внутренних витков катушки будет равно $\Psi_2 = \Psi_3 = 8$ Вб, а внешних $\Psi_1 = \Psi_4 = 4$ Вб. Тогда общее потокосцепление катушки $\Psi = \Psi_1 + \Psi_2 + \Psi_3 + \Psi_4 = 24 \text{ Вб} \neq 4 \cdot 8 = 32 \text{ Вб}$.

В общем случае величина наводимой ЭДС пропорциональна скорости изменения потокосцепления, и выражение (3.4) имеет вид

$$e = - \frac{d\Psi}{dt}. \quad (3.5)$$

Следует заметить, что ЭДС возбуждается при любом изменении потокосцепления, чем бы оно ни было вызвано. Поэтому в эксперименте на рис. 3.5 вместо движения магнита можно перемещать относительно него катушку, а на рис. 3.6 ЭДС будет индуцироваться в катушке при изменении протекающего в ней тока.

3.1.3. Закон полного тока

Индукция магнитного поля в пространстве вокруг линейного проводника пропорциональна силе тока в нём и уменьшается пропорционально расстоянию от его оси r . Неоднородность магнитного поля отражается в увеличивающихся по мере удаления радиусах силовых линий (рис. 3.4, а). Для находящегося в вакууме проводника индукция равна

$$B = \mu_0 \frac{I}{2\pi r}. \quad (3.6)$$

Величина $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м называется *магнитной проницаемостью вакуума* или магнитной постоянной.

Если проводник находится не в вакууме, а в какой-либо среде, то величина индукции будет определяться *абсолютной магнитной проницаемостью* этой среды $\mu_a = \mu \cdot \mu_0$

$$B = \mu_a \frac{I}{2\pi r}, \quad (3.7)$$

где μ – безразмерная величина, называемая *относительной магнитной проницаемостью* и характеризующая отличие магнитных свойств среды от вакуума.

По величине μ все вещества делятся на диамагнетики ($\mu < 1,0 \approx 1,0$), парамагнетики ($\mu > 1,0 \approx 1,0$) и ферромагнетики ($\mu \square 1,0 \approx 500 \dots 800000$). Так как для диа- и парамагнетиков отклонение μ от единицы возникает только в 4-м или в 5-м десятичном знаке, то для них можно считать $\mu_a \approx \mu_0$.

Введём понятием *напряжённости магнитного поля* H как

$$H = \frac{B}{\mu_a}. \quad (3.8)$$

Эта величина не зависит от свойств среды и характеризует источник, возбуждающий магнитное поле.

Для проводника с током из выражения (3.7) следует

$$H = \frac{I}{2\pi r}. \quad (3.9)$$

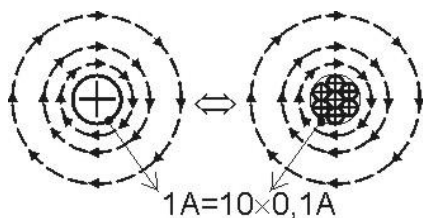


Рис. 3.7

Единицей измерения напряжённости магнитного поля является 1 А/м.

Как уже отмечалось выше, магнитные поля возбуждаются движущимися электрическими зарядами, причём величина электромагнитной силы и индукции зависит от силы тока, т.е. от количества зарядов, проходящих через сечение проводника в единицу времени. Поэтому по отношению к картине магнитного поля совершенно безразлично движутся ли эти заряды по одному проводнику, или по нескольким близко расположен-

ным проводникам (рис. 3.7). Если по w проводникам на рис. 3.7 протекает ток I , то напряжённость магнитного поля будет

$$H = \frac{w \cdot I}{2\pi r}. \quad (3.10)$$

Знаменатель в выражении (3.10) представляет собой длину магнитной силовой линии на расстоянии r от оси проводника, а числитель – силу тока, охватываемую этой линией. В общем случае связь между напряжённостью магнитного поля вдоль замкнутого контура l , охватывающего некоторую совокупность токов, и суммарной величиной этих токов $\sum \pm I$ можно записать в виде

$$\oint_l \mathbf{H} d\mathbf{l} = \sum \pm I. \quad (3.11)$$

Это выражение называется *законом полного тока*. Правая часть его называется *магнитодвижущей силой* (МДС) или *намагничивающей силой* (НС). Она измеряется в единицах измерения тока – амперах.

Закон полного тока устанавливает зависимость между суммарной силой токов, возбуждающих магнитное поле, и его напряжённостью во множестве точек пространства, образующих замкнутый контур вокруг этих токов.

Если контур интегрирования можно разделить на n участков, в пределах которых поле однородно и направление пути $d\mathbf{l}$ на каждом участке выбрать совпадающим с направлением вектора напряжённости \mathbf{H} , то интеграл в (3.11) можно заменить суммой произведений напряжённостей на длину участков:

$$\sum_{k=1}^n H_k l_k = \sum \pm I. \quad (3.12)$$

3.1.4. Магнитная цепь. Законы Ома и Кирхгофа

Произведение напряжённости однородного магнитного поля на длину участка $H_k l_k = U_{\mu k}$ называется *падением магнитного напряжения* или коротко *магнитным напряжением* участка контура. Используя это понятие, можно представить уравнение (3.12) в виде

$$\sum_{k=1}^n U_{\mu k} = \sum_{p=1}^m \pm F_p, \quad (3.13)$$

где F_p – МДС на p -м участке.

Уравнение (3.13) по форме соответствует второму закону Кирхгофа для электрических цепей, т.к. устанавливает равенство магнитных напряжений вдоль замкнутого контура магнитной цепи алгебраической сумме МДС, действующих в контуре.

Из свойства непрерывности магнитных линий следует, что суммарный магнитный поток через любую замкнутую поверхность равен нулю. Если в некоторой замкнутой области пространства существует несколько магнитных

полей, то магнитные потоки каждого из них через поверхность, ограничивающих эту область, будут равны нулю. Следовательно, и сумма всех магнитных потоков через замкнутую поверхность будет равна нулю. Математически это можно представить в виде уравнения

$$\sum_{k=1}^n \Phi_k = 0. \quad (3.14)$$

По форме это уравнение соответствует первому закону Кирхгофа для электрических цепей и устанавливает связь магнитных потоков через любую замкнутую область пространства, называемую *узлом магнитной цепи*.

Выразим напряжённость k -го участка H_k через магнитную индукцию на этом участке – $U_{\mu k} = H_k l_k = B_k l_k / (\mu_k \mu_0)$. Тогда для любой поверхности S_k перпендикулярной направлению l_k справедливо выражение (3.3) и магнитное напряжение приобретает вид:

$$U_{\mu k} = \Phi_k \frac{l_k}{\mu_k \mu_0 S_k} = \Phi_k R_{\mu k}, \quad (3.15)$$

где $R_{\mu k} = \frac{l_k}{\mu_k \mu_0 S_k}$ – магнитное сопротивление k -го участка цепи.

Выражение (3.15) формально аналогично закону Ома для электрической цепи и устанавливает связь между магнитным напряжением, потоком и сопротивлением. Эта аналогия, как и аналогия закона полного тока с законом Кирхгофа, позволяет ввести понятие *магнитной цепи*, как совокупности технических устройств и объектов, возбуждающих магнитные поля и создающих пути для их распространения в пространстве.

Для магнитных цепей магнитный поток, магнитное сопротивление, падение магнитного напряжения и МДС являются аналогами электрического тока, сопротивления, падения напряжения и ЭДС электрической цепи. Это позволяет использовать при анализе магнитных полей схемы замещения, аналогичные электрическим схемам замещения, а также все методы анализа известные в теории электрических цепей.

3.1.5. Энергия магнитного поля

Магнитное поле оказывает механическое воздействие на проводники с током и постоянные магниты, вызывая их перемещение. При этом за счёт энергии поля совершается работа. Эта энергия распределена в пространстве, занимаемом полем, и соответствует работе, затраченной электрическим током при его формировании.

Пусть магнитное поле создаётся током, протекающим по виткам тороидальной катушки с числом витков w и сопротивлением R (рис. 3.8). Такая катушка отличается тем, что практически весь магнитный поток замыкается внутри её витков.

При подключении катушки к источнику питания ток в ней установится не сразу, а постепенно, т.к. магнитный поток охватывающий витки обмотки наводит ЭДС самоиндукции

$$e_L = -w \frac{d\Phi}{dt} = -\frac{d\Psi}{dt},$$

которая препятствует нарастанию тока.

Уравнение Кирхгофа для электрической цепи обмотки имеет вид

$$u = iR - e_L = iR + \frac{d\Psi}{dt}.$$

Энергия dW_Q , поступающая от источника питания за время dt , равна

$$uidt = i^2 R dt + id\Psi \Leftrightarrow dW_Q = dW_T + dW_M.$$

Часть этой энергии $dW_T = i^2 R dt$ рассеивается в виде тепла в сопротивлении обмотки R , а другая часть

$$dW_M = id\Psi, \tag{3.16}$$

увеличивает энергию магнитного поля, если при этом не совершается никакой работы.

Магнитное поле внутри витков катушки однородно, поэтому его напряжённость равна $H = iw/l$, где l – средняя линия витков. Отсюда сила тока $i = Hl/w$. В то же время потокосцепление тороидальной катушки равно $\Psi = w\Phi = wB \cdot S$, где S – площадь контура витка.

Подставляя в (3.16) выражения для потоко-
сцепления и тока, найдём энергию магнит-

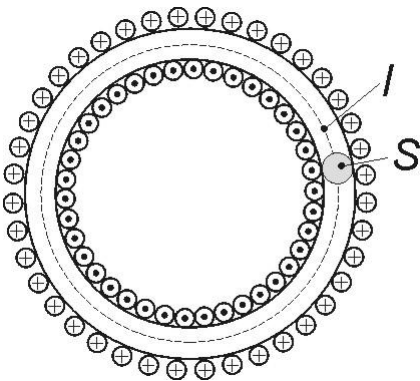


Рис. 3.8

ного поля в виде

$$W_M = \int_0^\Psi dW_M = \int_0^\Psi id\Psi = \int_0^\Phi iw d\Phi = \int_0^B H l S dB = V \int_0^B H dB. \tag{3.17}$$

Если разделить обе части на объём поля внутри катушки V , то мы получим выражение для плотности энергии

$$\frac{W_M}{V} = W_V = \int_0^B H dB = \int_0^H H \mu_a dH$$

В том случае, если магнитная проницаемость среды во всех точках магнитного поля одинакова ($\mu_a = \text{const}$), то плотность энергии равна

$$W_V|_{\mu_a=\text{const}} = \frac{\mu_a H^2}{2} = \frac{B^2}{2\mu_a} = \frac{BH}{2}. \tag{3.18}$$

Вопросы для самопроверки

11. Укажите признаки, по которым можно определить наличие магнитного поля в пространстве.
12. Чем возбуждается магнитное поле?
13. Какая величина является силовой характеристикой магнитного поля?
14. Как изображается магнитная индукция на картине магнитных полей?
15. Чем отличаются линии индукции магнитного поля от силовых линий электрического поля?
16. Чем объясняется увеличение индукции магнитного поля внутри катушки по сравнению с линейным проводником?
17. Что такое потокоцепление?
18. Что такое напряжённость магнитного поля? Чем она отличается от индукции?
19. Что такое магнитная цепь?
20. Сформулируйте законы Ома и Кирхгофа для магнитной цепи.
21. Чем определяется магнитное сопротивление участка магнитной цепи?
22. Чем определяется энергия магнитного поля?

3.1.6. Ферромагнетики

Ферромагнитными веществами или ферромагнетиками называются материалы на основе железа, кобальта и никеля, а также некоторые другие материалы и сплавы, компоненты которых по отдельности могут не относиться к ферромагнетикам. Ферромагнетики отличаются особыми магнитными свойствами, главными из которых являются очень высокая магнитная проницаемость и способность усиливать внешнее магнитное поле.

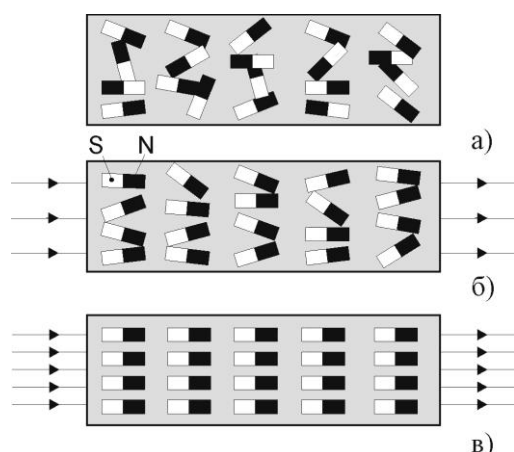


Рис. 3.9

Эти свойства связаны с кристаллической структурой материалов ферромагнетиков. Можно представить, что они состоят из отдельных элементов, обладающих собственными магнитными полями. При отсутствии внешнего поля эти элементарные магниты расположены хаотично и удерживаются в таком состоянии силами внутреннего трения между ними. В этом случае магнитное поле во внешней среде отсутствует, т.к. микрополя в сумме компенсируют друг друга (рис. 3.9, а).

Если ферромагнетик поместить внутрь катушки и постепенно увеличивать силу тока в её витках, то под воздействием внешнего магнитного поля элементарные магниты будут ориенти-

роваться вдоль его линий подобно стрелкам компаса. Однако при этом они должны преодолевать силы трения, различные для разных элементов. Поэтому процесс ориентации проходит постепенно по мере увеличения напряжённости поля (рис. 3.9, б). Наконец, все элементарные магниты расположатся в одном направлении, и дальнейшее увеличение напряжённости никоим образом не будет влиять на состояние ферромагнетика (рис. 3.9, в). Это состояние называется *насыщением*.

Процесс изменения ориентации полей элементарных магнитов называется *намагничиванием*. При этом величина индукции в ферромагнетике и во внешней среде увеличивается. Для описания связи между напряжённостью внешнего магнитного поля и индукцией, порождаемой намагничиванием, используют понятие *намагниченности*

$$\mathbf{J} = \kappa \mathbf{H}, \tag{3.19}$$

где $\kappa = f(H)$ – коэффициент магнитной восприимчивости.

При отсутствии ферромагнетика величина индукции магнитного поля внутри катушки соответствует выражению (3.8). Суммируя индукцию обоих полей, получим

$$\mathbf{B} = \mu_0 \mathbf{H} + \mathbf{J} = \mu_0 \mathbf{H} + \kappa \mathbf{H} = \mu_a \mathbf{H}, \tag{3.20}$$

где $\mu_a = \mu_0 + \kappa = \mu \mu_0$ – абсолютная магнитная проницаемость среды. Она складывается из магнитной проницаемости вакуума и магнитной восприимчивости среды. Относительная магнитная проницаемость ферромагнетиков $\mu = \mu_a / \mu_0$ составляет 100–800000.

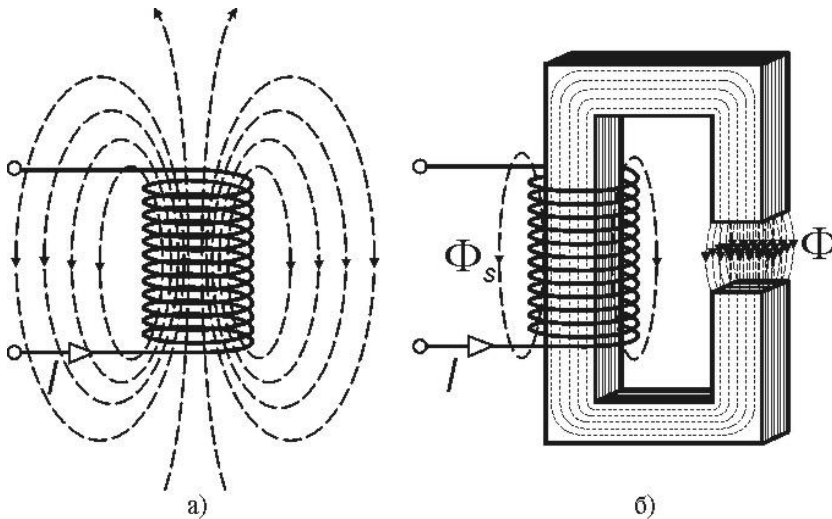


Рис. 3.10

Таким образом, наличие ферромагнетика на несколько порядков увеличивает индукцию магнитного поля. На рис. 3.10, а показано магнитное поле цилиндрической катушки, расположенной в воздушной среде, а на рис. 3.10, б поле этой же катушки при том же значении тока, но установленной на ферромагнит-

ный сердечник. В воздушном зазоре сердечника индукция магнитного поля в сотни и тысячи раз выше, чем в любой точке поля без него.

Магнитная индукция определяет силу, действующую со стороны магнитного поля на проводник, по которому протекает электрический ток, а также величину ЭДС, наводимой магнитным полем в проводнике. Оба эти

явления непосредственно используются в электроустановках. Поэтому во всех технических устройствах требуется создание магнитных полей с возможно более высоким значением индукции.

Магнитная проницаемость ферромагнетика на несколько порядков выше проницаемости воздуха. Пользуясь аналогией с электрическими цепями, воздух является своего рода изоляцией для магнитного потока, а ферромагнетик – проводником. Поэтому при наличии сердечника практически весь магнитный поток замыкается по нему, и только малая часть потока, называемая *поток рассеяния*, замыкается по воздуху (Φ_s на рис. 3.10, б). Таким образом, с помощью ферромагнетика можно не только усилить магнитный поток, но также направить его в нужную область пространства и распределить в ней требуемым образом. Эта задача решается применением конструкций из ферромагнитных материалов, называемых *магнитопроводами*.

3.1.7. Характеристики ферромагнетиков

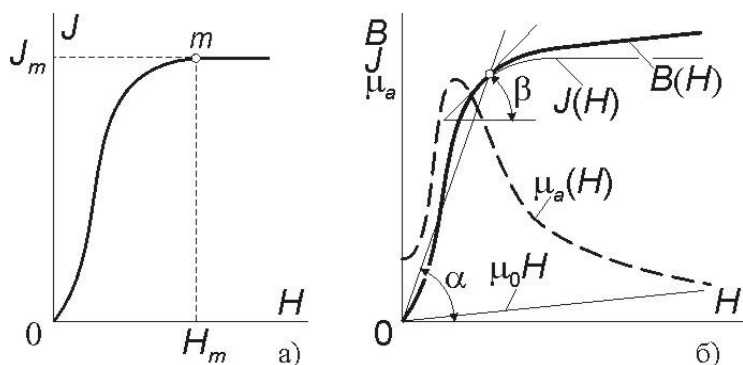


Рис. 3.11

Характерной особенностью ферромагнетиков является зависимость магнитной восприимчивости от напряжённости поля. На рис. 3.11, а показана типичная зависимость $J(H)$. Суммируя ординаты этой характеристики со значениями $\mu_0 H$, соответствующими линейной зависимости индукции в окружающей среде, получим зависимость $B(H) = B_0(H) + J(H)$ (рис. 3.11, б). Эта кривая называется *начальной кривой намагничивания*.

Каждой точке кривой $B(H)$ на рис. 3.11, б соответствует значение абсолютной магнитной проницаемости

$$\mu_a = \frac{B}{H} = \frac{m_B}{m_H} \operatorname{tg} \alpha,$$

где m_B и m_H – масштабы осей координат. На начальном участке при слабом поле она относительно мала, а затем резко увеличивается, достигая максимума. После этого проницаемость по мере насыщения снижается.

Кроме абсолютной магнитной проницаемости состояние ферромагнетика при малых изменениях напряжённости поля характеризуется дифференциальной магнитной проницаемостью

$$\mu_d = \frac{dB}{dH} = \frac{m_B}{m_H} \operatorname{tg} \beta,$$

Характерной особенностью ферромагнетиков является зависимость магнитной восприимчивости от напряжённости поля. На рис. 3.11, а показана типичная зависимость $J(H)$. Суммируя ординаты этой характеристики со значениями $\mu_0 H$, соответствующими линейной зави-

представляющей собой тангенс угла наклона касательной к кривой намагничивания. Как видно из рис. 3.11, б, она может существенно отличаться от μ_a .

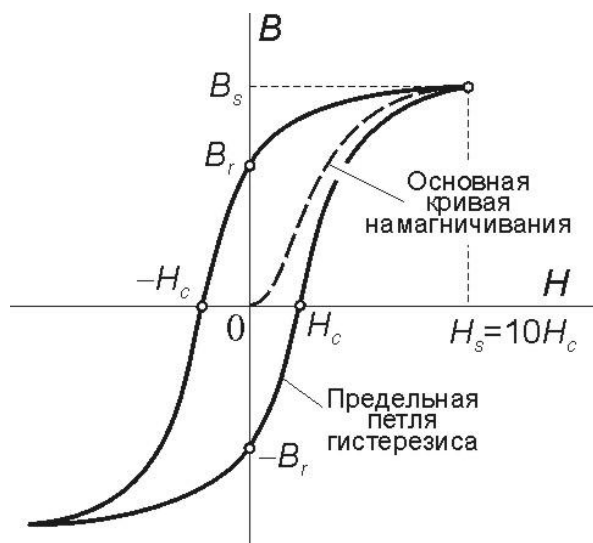


Рис. 3.12

Если по достижении насыщения постепенно уменьшать напряжённость поля H , то элементарные магниты будут возвращаться в исходное состояние. Однако при исчезновении внешнего поля $H = 0$ ферромагнетик сохранит некоторую остаточную намагниченность $J_r \equiv B_r$ (рис. 3.12). Для уменьшения индукции до нуля нужно создать внешнее магнитное поле с противоположным направлением и напряжённостью $-H_c$, называемой *коэрцитивной или задерживающей силой*. Дальнейшее увеличение напряжённости обратного поля приведёт к состоянию насыщения ферромагнетика с противоположным направлением индукции.

При циклическом изменении внешнего поля от $+H_s$ до $-H_s$ намагниченность и индукция ферромагнетика будут изменяться по кривой, имеющей замкнутую форму и называемой *петлёй гистерезиса*. Термин происходит от греческого $\upsilon\sigma\tau\epsilon\rho\eta\sigma\iota\zeta$ – отставание, и связан с тем, что изменение индукции магнитного поля происходит с запаздыванием по отношению к изменению напряжённости.

Это приводит к тому, что величина индукции определяется не только значением напряжённости внешнего поля в данный момент времени, но также и предшествующим значением индукции.

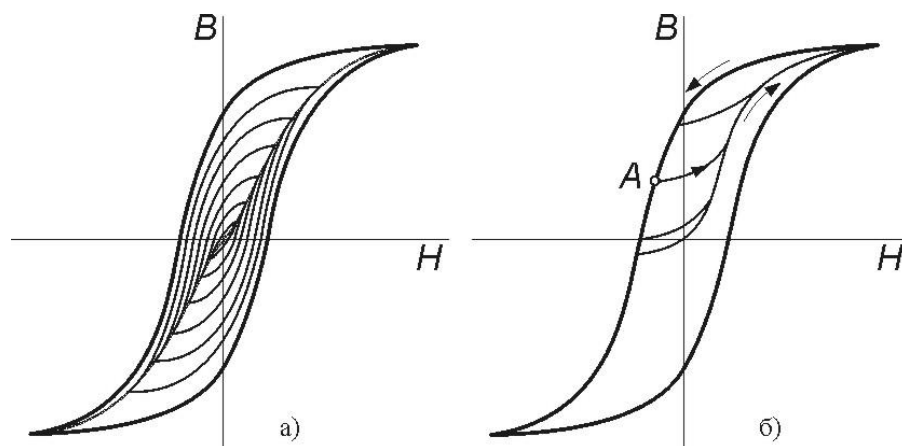


Рис. 3.13

Петля гистерезиса характеризуется значениями максимальной B_s и остаточной индукции B_r , а также коэрцитивной силой H_c . Если перемагничивание производится до состояния насыщения, то соответствующая кривая называется *предельной петлёй гистерезиса* (рис. 3.12).

В случае симметричного перемагничивания, т.е. когда максимальные значения напряженности магнитного поля в обоих направлениях одинаковы, кривые $B(H)$ образуют петли внутри предельной петли (рис. 3.13, а). При этом вершины симметричных циклов располагаются на кривой, называемой *основной кривой намагничивания*.

Если после доведения ферромагнетика до состояния насыщения уменьшать напряжённость, а затем, начиная от какой-нибудь точки А, начать её увеличивать, то магнитная индукция будет возрастать по т.н. *кривой возврата*, приближаясь к основной кривой намагничивания но, не пересекая её (рис. 3.13, б).

Свойства ферромагнетиков зависят от температуры. По мере её увеличения остаточная индукция уменьшается. В т.н. *точке Кюри* магнитные свойства скачкообразно исчезают, и выше этой температуры ферромагнетик становится практически немагнитным материалом. Для железа температура Кюри составляет около $770\text{ }^{\circ}\text{C}$, для никеля около $360\text{ }^{\circ}\text{C}$.

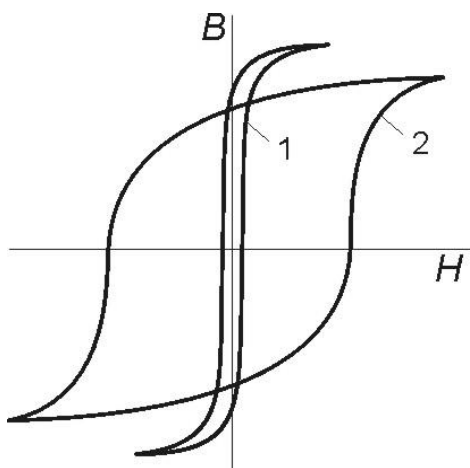


Рис. 3.14

Геометрические размеры ферромагнетиков изменяются в магнитном поле. Этот эффект называется *магнитострикцией*. Он является причиной «гудения» мощных трансформаторов.

По величине коэрцитивной силы ферромагнетики делятся на *магнитомягкие* ($H_c < 100\text{ А/м}$), обладающие узкой петлёй гистерезиса (кривая 1 на рис. 3.14), и *магнитотвёрдые* ($H_c > 20\dots 30\text{ кА/м}$) с широкой петлёй (кривая 2 на рис. 3.14). Магнитомягкие материалы используются для изготовления

магнитопроводов, а магнитотвёрдые для изготовления постоянных магнитов.

Анализ процессов в магнитных цепях с учётом явления гистерезиса крайне сложен, поэтому обычно расчёт производится с использованием основной кривой намагничивания материала или путём замены гистерезисной кривой эквивалентным эллипсом.

Вопросы для самопроверки

1. Что такое насыщение ферромагнетика и с чем оно связано?
2. Для чего нужен магнитопровод?
3. Какими параметрами характеризуется петля гистерезиса?
4. Как меняется магнитная проницаемость ферромагнетика с изменением напряжённости поля?
5. Что такое точка Кюри?

6. По какому признаку ферромагнетики разделяют на магнитомягкие и магнитотвёрдые?

3.2. Анализ магнитных цепей

3.2.1. Неразветвлённая цепь

Неразветвлённой магнитной цепью называется цепь, по всем элементам которой замыкается один и тот же магнитный поток. Если пренебречь небольшим замыкающимся по воздуху потоком рассеяния Φ_s , то к неразветвлённым можно отнести магнитную цепь на рис. 3.10, б, схема которой приведена на рис. 3.15.

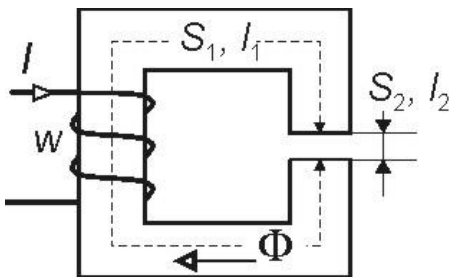


Рис. 3.15

Рассмотрим на примере этой цепи решение т.н. прямой и обратной задачи встречающейся при расчёте. Прямая задача заключается в определении МДС цепи при заданном магнитном потоке, а обратная – в определении магнитного потока по заданной МДС. При этом предполагается, что геометрические размеры и кривые намагничивания участков цепи известны.

Пусть площадь поперечного сечения магнитопровода одинакова на всех участках и равна $S_1 = 4,5 \text{ см}^2$. За счёт «выпучивания» линий магнитной индукции в воздушном зазоре (рис. 3.10, б) площадь его поперечного сечения несколько больше и равна $S_2 = 5,0 \text{ см}^2$. Длины средних линий магнитопровода и зазора равны соответственно $l_1 = 25 \text{ см}$ и $l_2 = 0,02 \text{ см}$.

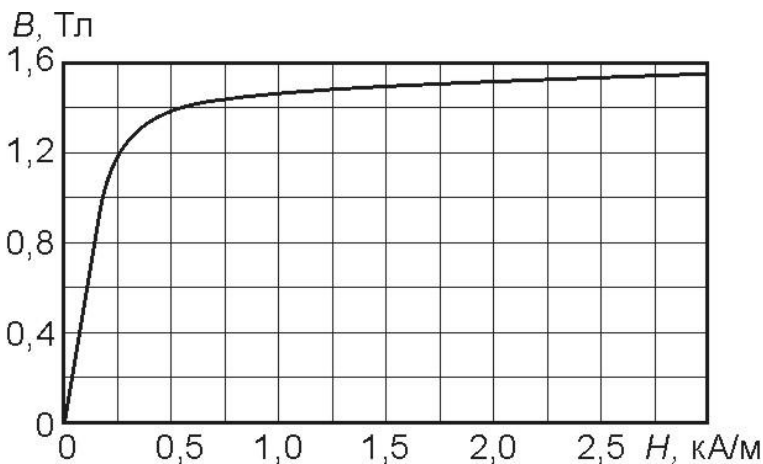


Рис. 3.16

Определим ток цепи в цепи катушки, необходимый для создания в зазоре магнитопровода индукции

Определим ток цепи в цепи катушки, необходимый для создания в зазоре магнитопровода индукции

$B_2 = 1,2 \text{ Тл}$, если число витков $w=500$.

Магнитный поток в магнитопроводе и в зазоре одинаков, поэтому в соответствии с выражением (3.3)

$$\Phi = B_1 S_1 = B_2 S_2 = 1,2 \cdot 5 \cdot 10^{-4} = 0,6 \text{ мВб.}$$

Индукция в магнитопроводе

$$B_1 = \Phi / S_2 = 6,0 \cdot 10^{-4} / 4,5 \cdot 10^{-4} = 1,33 \text{ Тл.}$$

По кривой намагничивания стали на рис. 3.16 определим напряженность магнитного поля в магнитопроводе при индукции B_1 : $H_1 = 375$ А/м.

Напряжённость магнитного поля воздушного зазора равна

$$H_2 = B_2 / \mu_0 = 9,55 \cdot 10^5 \text{ А/м.}$$

Падение магнитного напряжения в магнитной цепи, соответствующее МДС, необходимой для проведения магнитного потока Φ , составляет

$$\begin{aligned} Iw &= H_1 l_1 + H_2 l_2 = U_{\mu 1} + U_{\mu 2} = \\ &= 375 \cdot 0,13 + 9,55 \cdot 10^5 \cdot 2,0 \cdot 10^{-4} = 93,75 + 191 = 284,75 \text{ А} \end{aligned}$$

Отсюда искомый ток в катушке $I = 284,75 / 500 = 0,57$ А.

Напряжённости магнитного поля на различных участках магнитной цепи соответствуют значениям МДС, необходимым для проведения магнитного потока по единице длины этих участков. По их соотношению хорошо виден эффект применения магнитопровода – $H_2 / H_1 = 2546$, т.е. для проведения магнитного потока по магнитопроводу в $25/0,02=1250$ раз превосходящему по длине воздушный зазор требуется почти в два раза меньший ток.

Задача определения магнитного потока в цепи при заданной МДС более сложная. Она решается графически или численными методами, если кривая намагничивания задана в виде функции $B = f(H)$.

Магнитную цепь на рис. 3.15 можно представить схемой замещения, по-

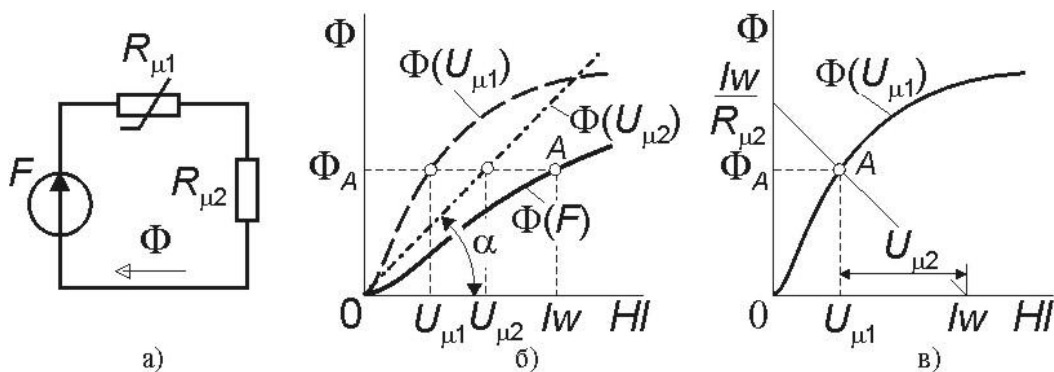


Рис. 3.17

казанной на рис. 3.17, а. Она аналогична электрической цепи с последовательным соединением нелинейного и линейного сопротивлений, и для её расчёта можно использовать методы расчёта электрических цепей с нелинейными резистивными элементами (см. раздел 4.1).

В частности, можно решить задачу определения потока построением вебер-амперной характеристики цепи (ВБАХ) и графически найти точку, соответствующую заданной МДС. Для этого нужно построить вебер-амперные характеристики обоих участков.

Вебер-амперная характеристика магнитопровода $\Phi(H \cdot l) = \Phi(U_{\mu 1})$ получается умножением абсцисс и ординат точек кривой намагничивания $B(H)$ на

длину средней линии l_1 и на площадь S_1 соответственно. Она показана на рис. 3.17, б. Вебер-амперная характеристика воздушного зазора $\Phi(U_{\mu 2})$ представляет собой прямую линию под углом $\alpha = \text{arcctg } R_{\mu 2} m_{\Phi} / m_{U_{\mu}}$ к оси абсцисс, где $m_{\Phi}, m_{U_{\mu}}$ – масштабы осей ВБАХ.

Суммируя абсциссы характеристик обоих участков, мы получим ВБАХ всей магнитной цепи $\Phi(F)$, с помощью которой по заданной МДС Iw определим магнитный поток Φ_A .

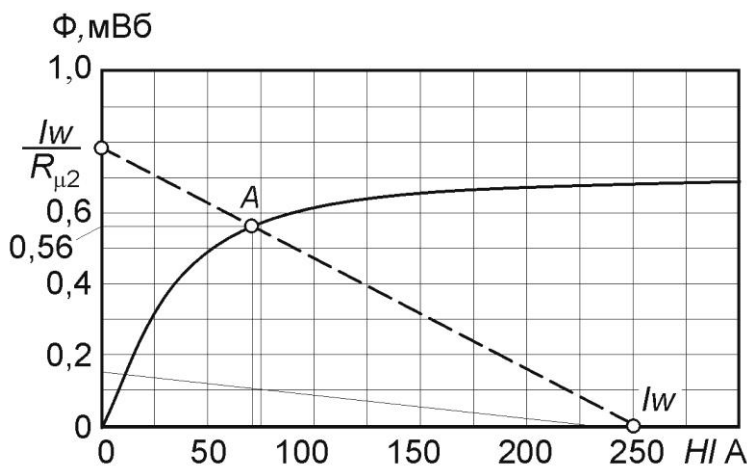


Рис. 3.18

Эту же задачу можно решить методом нагрузочной характеристики (см. раздел 2.2.3).

По отношению к нелинейному сопротивлению $R_{\mu 1}$ источник МДС F и линейное сопротивление $R_{\mu 2}$ эквивалентны источнику ЭДС и внутреннему сопротивлению активного линейного двухполюсника в электрической цепи. Вебер-

амперная характеристика такого магнитного «двухполюсника» представляет собой линию, проходящую через точку $F = Iw$ на оси абсцисс и точку $Iw/R_{\mu 2}$ на оси ординат (рис. 3.17, в). Она эквивалентна нагрузочной характеристике в электрической цепи, и ордината точки её пересечения с характеристикой $\Phi(U_{\mu 1})$ даст искомое значение магнитного потока.

Пусть для рассматриваемой магнитной цепи требуется найти магнитный поток в воздушном зазоре при токе в катушке $I = 0,5$ А.

Пользуясь кривой намагничивания на рис. 3.16, построим ВБАХ магнитопровода (сплошная линия на рис. 3.18).

Магнитное сопротивление воздушного зазора равно

$$R_{\mu 2} = \frac{l_2}{\mu_0 S_2} = \frac{2 \cdot 10^{-4}}{4\pi 10^{-7} \cdot 5,0 \cdot 10^{-4}} = 3,18 \cdot 10^5 \text{ Гн}^{-1}.$$

Магнитодвижущая сила катушки при заданном токе $F = Iw = 0,5 \cdot 500 = 250$ А.

Магнитный поток в идеальном магнитопроводе, обладающем бесконечно большой проводимостью, равен

$$\Phi_{\max} = \frac{Iw}{R_{\mu 2}} = \frac{250}{3,18 \cdot 10^5} = 89,5 \text{ мВб.}$$

Построив нагрузочную характеристику через точки F и Φ_{\max} , получим точку пересечения с ВБАХ магнитопровода (точка a на рис. 3.18), ордината которой соответствует магнитному потоку в цепи $\Phi_A = 0,56 \text{ мВб.}$

Метод нагрузочной характеристики удобен также для качественного анализа состояния магнитной цепи при вариации геометрических размеров и свойств различных участков. Так, например, изменение МДС катушки будет приводить к параллельному смещению нагрузочной характеристики и соответствующему изменению положения рабочей точки a , а изменение длины воздушного зазора – к изменению её наклона.

Следует заметить, что для анализа состояния магнитной цепи можно использовать также метод пересечения характеристик, аналогично задачам, рассмотренным в разделе 2.2.

3.2.2. Цепь с постоянным магнитом

В современной технике для возбуждения магнитных полей очень часто используют постоянные магниты. Они изготавливаются из специальных магнитотвёрдых материалов с большой коэрцитивной силой. После механической обработки магнит помещается в поле мощного электромагнита и несколькими циклами перемагничивания выводится на предельную петлю гистерезиса.

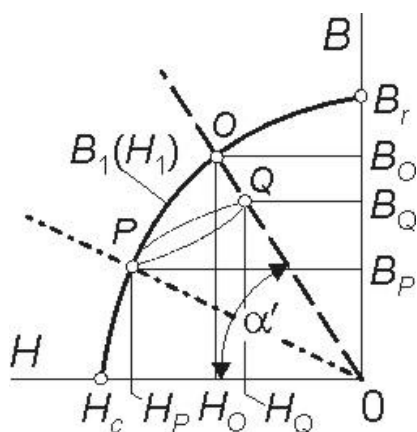


Рис. 3.19

цепи имеет вид

постоянного магнита характеризуется частью петли гистерезиса, находящейся во втором квадранте и называемой *кривой размагничивания* (кривая $B_1(H_1)$ на рис. 3.19).

Поскольку постоянный магнит используется для тех же целей, что и электромагнит, то магнитная цепь устройства с постоянным магнитом ничем в принципе не отличается от рассмотренной выше цепи с катушкой возбуждения магнитного поля. Различие заключается только в том, что источник МДС находится в теле постоянного магнита, поэтому уравнение Кирхгофа для такой

$$H_1 l_1 + H_2 l_2 = U_{\mu 1} + U_{\mu 2} = 0.$$

Задачей расчёта магнитной цепи с постоянным магнитом является определение магнитной индукции в его воздушном зазоре. Она решается также как для электромагнита методом нагрузочной характеристики, иначе называемого методом пересечения характеристик. Для постоянного магнита это обычно делается в координатах HB , поэтому магнитное сопротивление воз-

душного зазора $R_{\mu 2} = \frac{l_2}{\mu_0 S_2}$ приводится к размерам магнита S_1, l_1 , для которого построена кривая размагничивания

$$R'_{\mu 2} = R_{\mu 2} \frac{S_1}{l_1}.$$

Внешняя МДС цепи равна нулю, поэтому нагрузочную характеристику строят из начала координат под углом $\alpha' = -\text{arccotg } R'_{\mu 2} m_B / m_H$, где m_B, m_H – масштабы осей магнитной индукции и напряжённости магнитного поля. Ордината точки пересечения кривой размагничивания и нагрузочной характеристики OO соответствует магнитной индукции в зазоре.

Приведённое магнитное сопротивление $R'_{\mu 2}$ называют также *коэффициентом размагничивания* постоянного магнита, т.к. оно определяет степень уменьшения индукции в зазоре по сравнению с остаточной индукцией B_r . Увеличение воздушного зазора, например, при извлечении из него какого-либо элемента магнитопровода, приведёт к увеличению магнитного сопротивления и перемещению рабочей точки магнитной цепи в положение P (рис. 3.19). При восстановлении зазора рабочая точка не вернётся в прежнее положение O , а переместится по кривой частного гистерезисного цикла в положение Q , и новое значение магнитной индукции будет меньше начального ($B_Q < B_O$), т.е. цепь размагнитится. Это явление нужно учитывать при работе с устройствами, в которых магнитное поле возбуждается постоянными магнитами, т.к. восстановить исходное состояние магнита можно только путём повторного намагничивания до состояния насыщения.

3.2.3. Разветвлённая магнитная цепь

На рис. 3.20, *а* показана конструктивная схема магнитной цепи, а на рис. 3.20, *б* её схема замещения. Пусть требуется определить магнитные потоки в этой цепи при известных геометрических размерах и кривой намагничивания ферромагнетика, а также МДС обмоток.

Ранее отмечалось, что для расчёта магнитных цепей применимы все методы расчёта электрических цепей. В разделе 2.2.3 рассматривалась задача для электрической цепи аналогичной топологии. Следовательно, для заданной магнитной цепи можно использовать тот же алгоритм решения.

Сначала необходимо получить ВБАХ для всех ветвей магнитной цепи. Пересчётом координат кривой намагничивания путём умножения напряжённости на длину средней линии участка магнитной цепи l_k , а индукции – на площадь сечения S_k , получим ВБАХ четырёх участков (рис. 3.21, *а*). Причём, ВБАХ первой ветви $\Phi_1(U_{\mu})$ является суммой ВБАХ двух участков $\Phi_1(U_{\mu 1})$ и $\Phi_1(U_{\mu 4})$, соответствующих площадям сечения и длинам средних линий S_1, l_1 и S_2, l_4 (рис. 3.20, *а*)

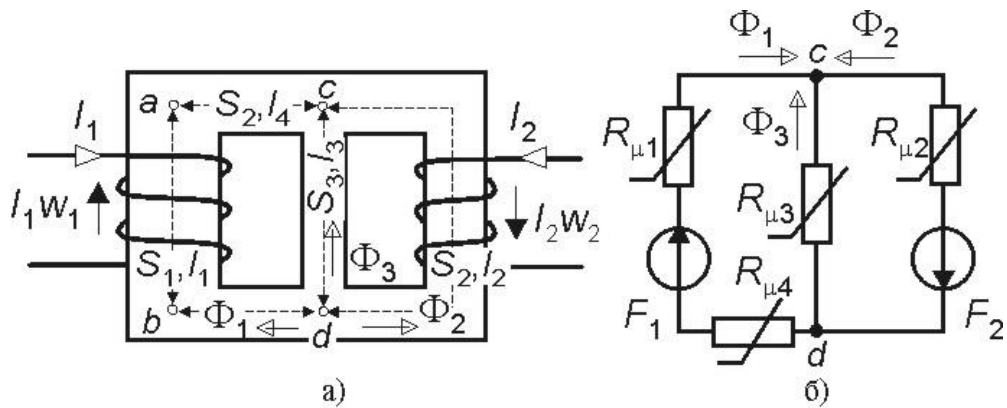


Рис. 3.20

Для узла c схемы замещения при выбранных положительных направлениях магнитных потоков (рис. 3.20, б) можно составить уравнение Кирхгофа

$$\Phi_1(U_{\mu cd}) + \Phi_2(U_{\mu cd}) + \Phi_3(U_{\mu cd}) = 0. \quad (3.21)$$

Решение задачи заключается в определении магнитного напряжения между узлами $U_{\mu cd0}$, при котором выполняется условие уравнения (3.21).

Для этого нужно построить кривые зависимости потоков в ветвях от магнитного напряжения между узлами $U_{\mu cd}$. Они строятся совершенно аналогично кривым зависимости токов от напряжения между узлами, рассмотренными в разделе 2.2.3., т.е. ВБАХ перестраиваются зеркально относительно оси ординат и смещаются на величину МДС, действующей в соответствующей ветви (рис. 3.21, б). При этом кривые намагничивания дополняются

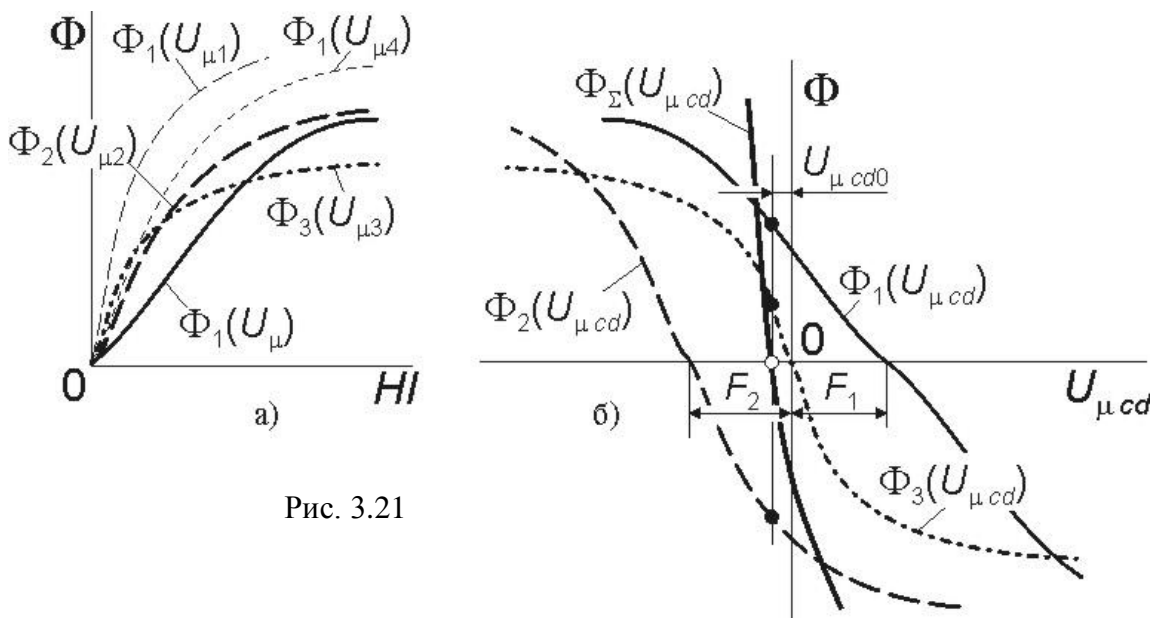


Рис. 3.21

симметричными относительно начала координат ветвями, т.к. магнитные потоки могут иметь различные направления, а свойства ферромагнетика от направления потока не зависят.

Теперь ординаты кривых $\Phi_1(U_{\mu cd}), \Phi_2(U_{\mu cd})$ и $\Phi_3(U_{\mu cd})$ суммируются для получения кривой результирующего магнитного потока в узле $\Phi_{\Sigma}(U_{\mu cd})$ (рис. 3.21, б). Точка пересечения кривой $\Phi_{\Sigma}(U_{\mu cd})$ с осью абсцисс определяет величину магнитного напряжения $U_{\mu cd0}$, при котором выполняется условие (3.21), а ординаты кривых $\Phi_1(U_{\mu cd}), \Phi_2(U_{\mu cd})$ и $\Phi_3(U_{\mu cd})$, соответствующих этому напряжению, – величину и направление магнитных потоков в ветвях магнитной цепи (на рис. 3.21, б эти значения отмечены заштрихованными точками).

Таким образом, в данной задаче истинное направление магнитного потока во второй ветви противоположно предварительно выбранному, т.к. $\Phi_2(U_{\mu cd0}) < 0$.

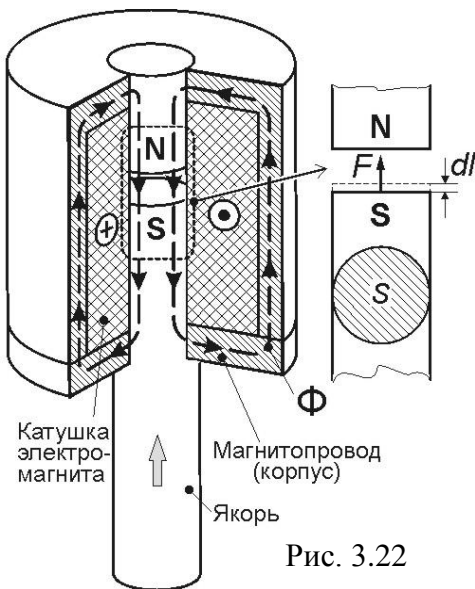


Рис. 3.22

3.2.4. Сила тяги электромагнита

Силу притяжения между полюсами магнита очень часто используют в различных технических устройствах. Тяговые электромагниты, работающие на постоянном токе, обычно имеют цилиндрическую конструкцию, схема которой показана на рис. 3.22. Магнит имеет корпус, выполняющий роль неподвижного магнитопровода, катушку возбуждения и подвижную часть, называемую *якорем*.

Пусть якорь смещается на бесконечно малую величину dl в направлении северного полюса магнита. При этом силой притяжения F совершается работа $dA = Fdl$ и объём воздушного зазора уменьшается на величину $dV = Sdl$.

Это приводит к уменьшению энергии магнитного поля в зазоре*

$$dW_M = W_V dV = \frac{B^2}{2\mu_0} Sdl.$$

Так как работа совершается за счёт энергии магнитного поля, то $dA = dW_M$. Отсюда

$$F = \frac{dW_M}{dl} = \frac{B^2 S}{2\mu_0}. \tag{3.22}$$

Таким образом, сила тяги магнита F очень сильно (во второй степени) зависит от величины магнитной индукции в воздушном зазоре. Кроме того, величина индукции нелинейно изменяется при изменении воздушного зазора в процессе движения якоря магнита. Качественно проанализировать эту зави-

* см. раздел 3.1.5

симость можно методом нагрузочной характеристики, если представить магнитную цепь в виде рис. 3.17, а.

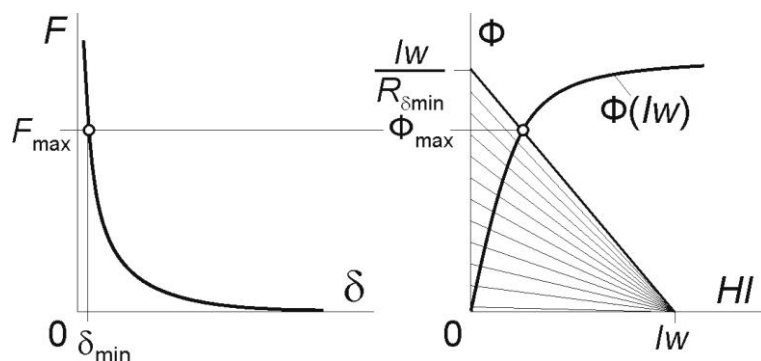


Рис. 3.23

При постоянном токе катушки изменение воздушного зазора приводит к изменению наклона нагрузочной характеристики так, что она заполняет всю область между характеристикой, соответствующей минимальному зазору ($R_\delta = R_{\delta_{\min}}$) и осью абсцисс

ВБАХ (рис. 3.23). По мере увеличения зазора δ магнитный поток и индукция в зазоре уменьшаются. Соответственно уменьшается и сила тяги F .

Изменением тока в катушке, можно регулировать силу тяги магнита, управляя усилиями в различных механизмах с поступательным движением рабочего органа. Однако чаще всего управление электромагнитом осуществляется в дискретном режиме, т.е. путём включения и выключения тока катушки. Так работают магниты различных реле, контакторов, подъёмных устройств и т.п.

Определим в качестве примера силу тяги магнита на рис. 3.22 для воздушного зазора 1 мм и 2 мм при условии, что катушка имеет 3000 витков, сопротивление 300 Ом и питается от источника с напряжением 24 В, а диаметр якоря составляет 25 мм. При этом будем считать, что магнитная проницаемость сердечника бесконечно велика. Тогда вся МДС катушки будет расходоваться на проведение магнитного потока через зазор.

Площадь воздушного зазора равна $S = \pi \cdot 25 \cdot 10^{-6} / 4 = 4,9 \cdot 10^{-4} \text{ м}^2$.

Ток катушки $I = 24 / 300 = 80 \cdot 10^{-3} \text{ А}$.

Магнитодвижущая сила катушки $F_\mu = 3000 \cdot 80 \cdot 10^{-3} = 240 \text{ А}$.

Напряжённость магнитного поля в первом и во втором зазоре

$$H_1 = 240 / (1 \cdot 10^{-3}) = 2,4 \cdot 10^5 \text{ А/м и}$$

$$H_2 = 240 / (2 \cdot 10^{-3}) = 1,2 \cdot 10^5 \text{ А/м.}$$

Магнитная индукция в первом и во втором зазоре

$$B_1 = 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 2,4 \cdot 10^5 = 0,302 \text{ Тл и}$$

$$B_2 = 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 1,2 \cdot 10^5 = 0,151 \text{ Тл.}$$

Сила тяги магнита для двух зазоров:

$$F_1 = 0,302^2 \cdot 4,9 \cdot 10^{-4} / (2 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7}) = 17,76 \text{ Н;}$$

$$F_2 = 0,151^2 \cdot 4,9 \cdot 10^{-4} / (2 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7}) = 4,44 \text{ Н.}$$

Решим эту задачу для первого зазора с учётом наличия сердечника. Его магнитное сопротивление равно

$$R_{\mu 1} = 1 \cdot 10^{-3} / (4\pi 10^{-7} \cdot 4,9 \cdot 10^{-4}) = 1,62 \cdot 10^6 \text{ Гн}^{-1}.$$

Пусть площади сечения сердечника и воздушного зазора одинаковы. Тогда ВБАХ сердечника будет практически такой, как показано на рис. 3.18. Построив нагрузочную характеристику для МДС F_{μ} и магнитного сопротивления $R_{\mu 1}$, получим магнитное напряжение сердечника равным 12 ампервиткам.

Следовательно, напряжённость магнитного поля в зазоре будет

$$H_1 = (240 - 12) / (1 \cdot 10^{-3}) = 2,28 \cdot 10^5 \text{ А/м}.$$

Отсюда значения индукции и силы тяги

$$B_1 = 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 2,28 \cdot 10^5 = 0,287 \text{ Тл},$$

$$F_1 = 0,302^2 \cdot 4,9 \cdot 10^{-4} / (2 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7}) = 16,03 \text{ Н}.$$

Таким образом, снижение силы тяги за счёт падения магнитного напряжения в сердечнике составляет около 10%. В данном случае влияние сердечника можно считать незначительным. Это связано с тем, что величина индукции в нём менее 0,3 Тл. При более высокой плотности магнитного потока пренебрегать магнитным напряжением в сердечнике недопустимо.

3.2.5. Электродинамические силы и эффект Холла

Предположим, что в однородном магнитном поле ($\mathbf{B} = \text{const}$) перпендикулярно магнитным линиям движется положительный заряд Q (рис. 3.24, а). Пусть при этом за время dt он проходит расстояние dl .

Перемещение заряда Q на расстояние dl за время dt эквивалентно протеканию тока $I = Q/dt$ по мысленно выделенному проводнику длиной dl . Следовательно, на него будет действовать сила

$$F = B I dl = B \frac{Q}{dt} dl = B Q v, \quad (3.23)$$

направленная перпендикулярно к магнитным линиям и к направлению движения заряда. Она называется *электродинамической силой* или *силой Лоренца*.

Если в магнитном поле находится проводник, то движущиеся в нём заряды под действием электродинамической силы будут смещаться в перпендикулярном направлении к одной из сторон проводника. В результате их концентрация на одной стороне проводника увеличится, а на

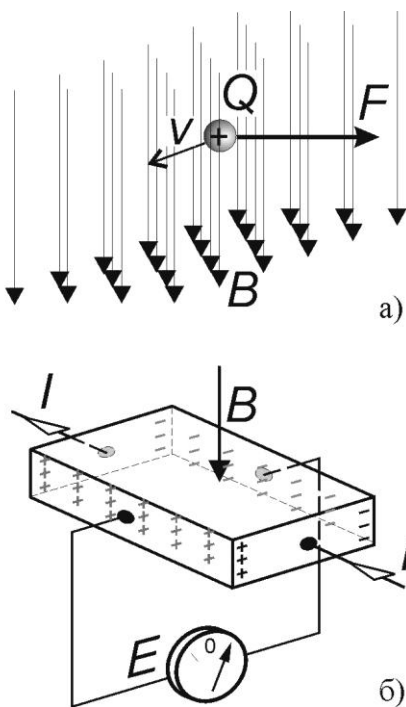


Рис. 3.24

результате их концентрация на одной стороне проводника увеличится, а на

противоположной уменьшится, что вызовет появление разности потенциалов между сторонами (рис. 3.24, б). Это явление получило название *эффекта Холла*.

Датчики Холла, основанные на этом эффекте, широко применяются в технике в качестве датчиков перемещения, датчиков магнитных полей и др. Выходная ЭДС таких датчиков при токе 15 мА составляет около 1 В/Тл.

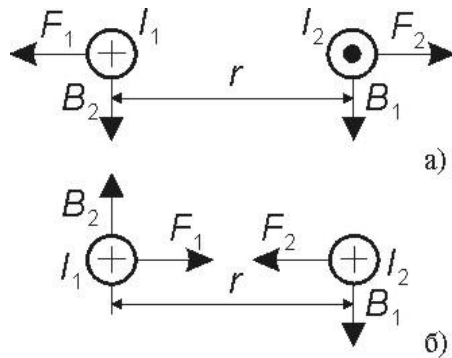


Рис. 3.25

Силы Лоренца действуют также на расположенные рядом проводники с током. Рассмотрим идеальный случай двух бесконечно длинных параллельных проводников, расположенных в вакууме на расстоянии r друг от друга.

Ток в первом проводнике I_1 возбудит в месте расположения второго проводника магнитное поле с индукцией

$$B_1 = \frac{\mu_0 I_1}{2\pi r} \quad (3.24)$$

Если по второму проводнику протекает ток I_2 , то на отрезок длиной l будет действовать сила

$$F_2 = B_1 I_2 l = \frac{\mu_0 I_1 I_2 l}{2\pi r}. \quad (3.25)$$

Очевидно, что на первый проводник со стороны второго будет действовать точно такая же сила

$$F_1 = B_2 I_1 l = \frac{\mu_0 I_2}{2\pi r} I_1 l = \frac{\mu_0 I_1 I_2 l}{2\pi r} = F_2.$$

Направление действия сил на проводники не составляет труда определить с помощью правила левой руки (рис. 3.25). При встречном направлении протекания тока в проводниках они отталкиваются друг от друга, а при согласном – притягиваются.

Вопросы для самопроверки

1. Что такое неразветвлённая магнитная цепь?
2. Как формулируются прямая и обратная задачи расчёта магнитной цепи?
3. Как решается прямая (обратная) задача?
4. Что такое кривая размагничивания?
5. Чем отличается расчёт магнитной цепи с постоянным магнитом от расчёта цепи с электромагнитом?
6. Почему магнитное сопротивление воздушного зазора называется коэффициентом размагничивания?

7. Почему после изменения воздушного зазора невозможно восстановить прежнее состояние магнитной цепи без повторного намагничивания?
8. Каков алгоритм расчёта разветвлённой магнитной цепи?
9. Чем определяется сила притяжения электромагнита?
10. В чём заключается эффект Холла??

4. Нелинейные электрические цепи переменного тока

В отличие от рассмотренных в разделе 2 нелинейных электрических цепей постоянного тока в электрических цепях переменного тока напряжения, токи и ЭДС даже в статических режимах изменяются во времени. При этом происходит периодическое изменение энергии электрических и магнитных полей, создаваемых т.н. реактивными элементами оборудования – дросселями и конденсаторами.

Таким образом, в цепях переменного тока появляются новые нелинейные элементы – индуктивности и ёмкости. Кроме того, нелинейные резистивные элементы в цепях переменного тока приобретают новую функцию – изменение гармонического состава токов и/или напряжений.

4.1. Нелинейные резистивные двухполюсники

4.1.1. Нелинейные двухполюсники с симметричной ВАХ

Если нелинейный резистор подключить к источнику синусоидального напряжения, то ток в цепи будет несинусоидальным.

На рис. 4.1, *a* показано построение кривой тока для произвольной точки *a* синусоиды напряжения $u(t) = U_m \sin \omega t$. Ординату точки *a* проектируем на ВАХ НР (точка *b*). Затем ток, соответствующий точке *b* (точка *c*), переносим на ось ординат ВАХ (точка *d*) и проектируем на прямую, соответствующую абсциссе точки *a*, т.е. моменту времени, выбранному для построения (точка *e*). Построенная таким образом кривая $i(t)$ является периодической несинусоидальной функцией, содержащей помимо основной гармоники, частота которой равна частоте напряжения, высшие нечётные гармоники.

Если этот же НР подключить к источнику синусоидального тока и выполнить аналогичные построения для напряжения (траектория *o-p-q-r-s* на рис. 4.1, *a*), то мы получим периодическую несинусоидальную кривую $u(t)$. Она также содержит высшие нечётные гармоники, но с другими начальными фазами и амплитудами. Поэтому вид кривой $u(t)$ отличается от кривой $i(t)$.

Таким образом, НР с симметричной ВАХ являются источниками высших гармоник напряжения или тока, что позволяет осуществлять с их помощью ряд важных практических преобразований, принципиально невыполнимых с помощью линейных электрических цепей с постоянными параметрами.

Следует заметить, что амплитуды основной и высших гармоник нелинейно зависят от амплитуды синусоиды напряжения или тока источника питания. Если максимальные значения напряжения или тока источника не выходят за пределы заштрихованного участка ВАХ на рис. 4.1, *а*, где зависимость $U(I)$ практически линейна, то искажения будут минимальными и выс-

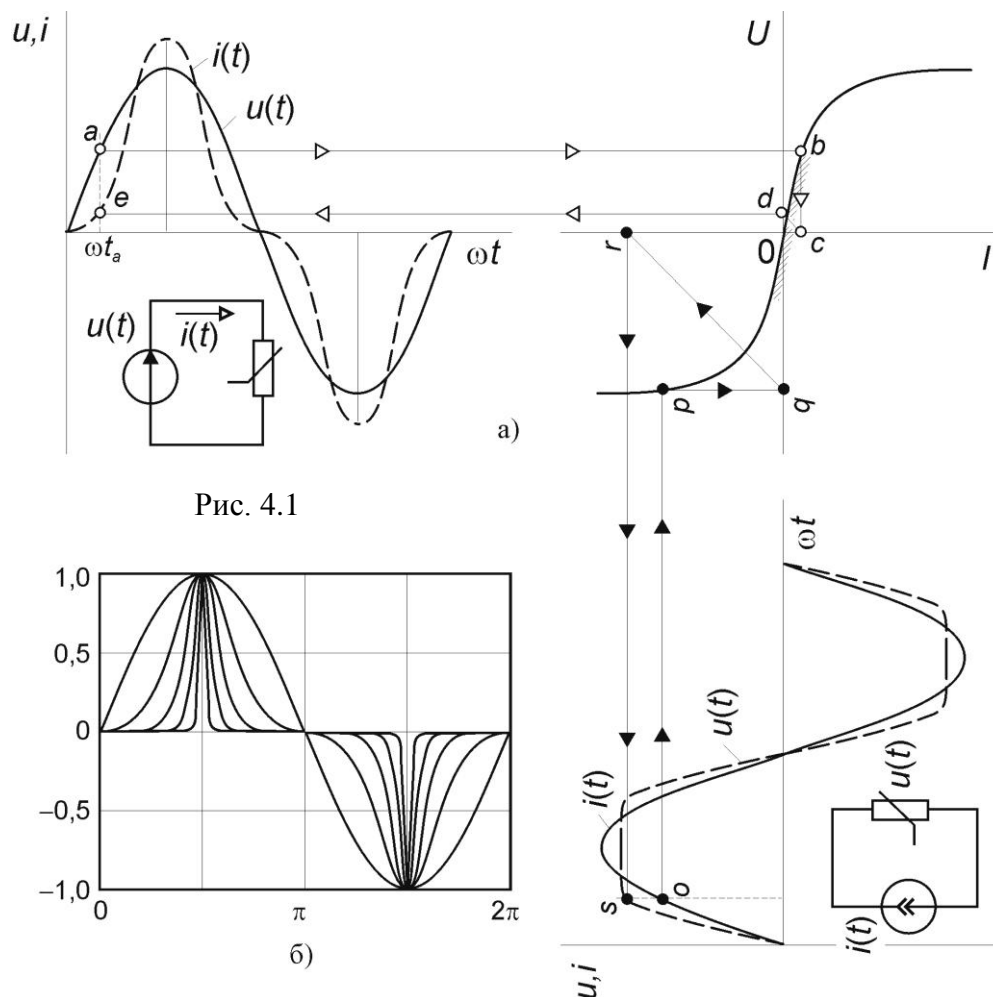


Рис. 4.1

шие гармоники практически будут отсутствовать. По мере увеличения напряжения или тока амплитуды высших гармоник будут возрастать. Ток при этом постепенно приобретёт форму импульса, соответствующего моменту достижения напряжением амплитудного значения, а напряжение при питании от источника тока станет практически прямоугольным. На рис. 4.1, *б* показаны кривые тока, приведённые к их максимальному значению при различной амплитуде напряжения источника питания, иллюстрирующие это влияние.

Увеличение амплитуды тока в цепи с НР может приводить к опасным режимам работы различных устройств, т.к. оно слабо влияет на величину действующего значения, часто используемого в качестве сигнала для устройств защиты. Искажение тока особенно опасно в цепях с полупроводниковыми элементами, для которых даже кратковременные перегрузки могут

приводить к выходу из строя. Оценка этого явления производится с помощью коэффициента амплитуды, представляющего собой отношение амплитудного значения тока к действующему значению

$$k_a = \frac{I_{\max}}{I} \tag{4.1}$$

Зависимость спектра тока или напряжения от амплитуды входной величины позволяет, в частности, использовать НР в качестве формирователей сигналов, однако анализ и расчёт цепей с такими элементами вызывает большие затруднения.

4.1.2. Нелинейные двухполюсники с несимметричной ВАХ

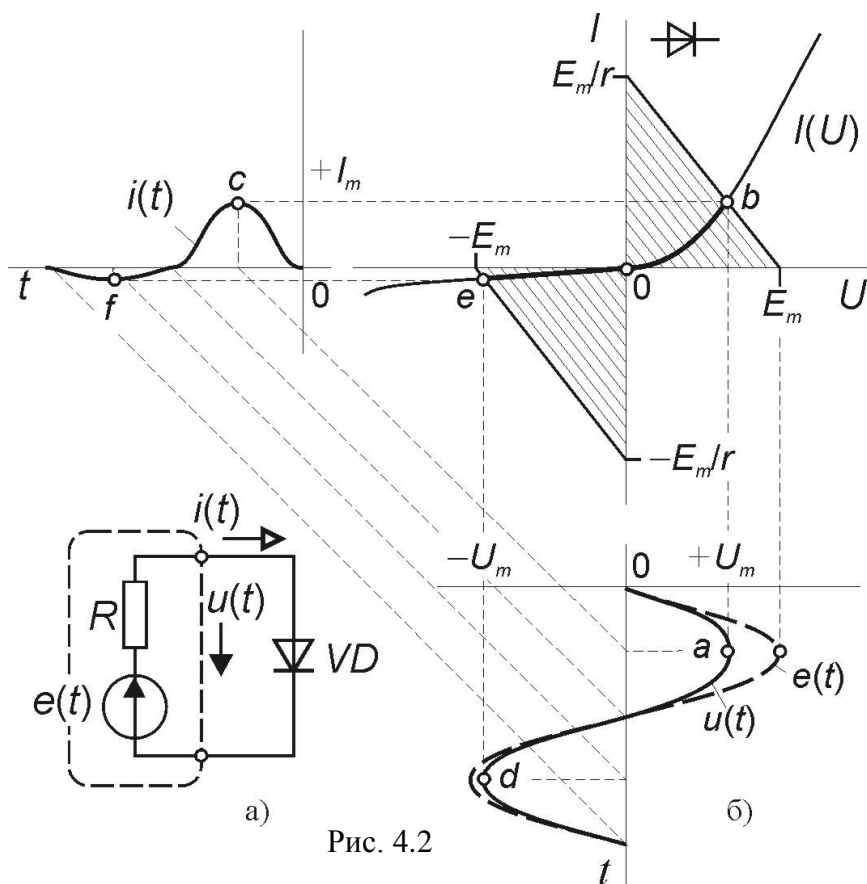


Рис. 4.2

Наиболее часто используемым на практике НР с типично несимметричной ВАХ является полупроводниковый диод.

В качестве примера выполним построение кривых тока $i(t)$ и напряжения $u(t)$ на полупроводниковом диоде в цепи с источником синусоидальной ЭДС $e(t) = E_m \sin \omega t$ и внутренним сопротивлением R (рис. 4.2, а). Такой тип источника соответствует общему случаю включения диода в

линейную резистивную электрическую цепь, представленную эквивалентным генератором.

Параллельно оси ординат ВАХ построим ось времени для кривых ЭДС и напряжения на диоде, а параллельно оси абсцисс – ось времени для кривой тока, протекающего через диод. Выберем некоторый момент времени и построим для него нагрузочную характеристику в соответствии с мгновенным значением ЭДС. На рисунке один такой момент выбран для положительного максимума ЭДС, а другой для отрицательного. Точка пересечения нагрузочной характеристики с ВАХ диода (точка b на рис. 4.2, б) соответствует мгновенным значениям тока и напряжения на диоде. Максимум напряжения $+U_m$

меньше максимума ЭДС на величину падения напряжения на эквивалентном сопротивлении цепи R . Аналогично построим нагрузочную характеристику в третьем квадранте ВАХ для отрицательного максимума и определим ток и напряжение на диоде по координатам точки пересечения e . Здесь падение напряжения на эквивалентном сопротивлении существенно меньше, чем при положительном максимуме, т.к. существенно меньше ток в цепи. Это связано с тем, что сопротивление диода при обратной полярности напряжения на несколько порядков больше, чем при прямой. На рисунке это соотношение уменьшено, чтобы можно было выявить детали построения кривых.

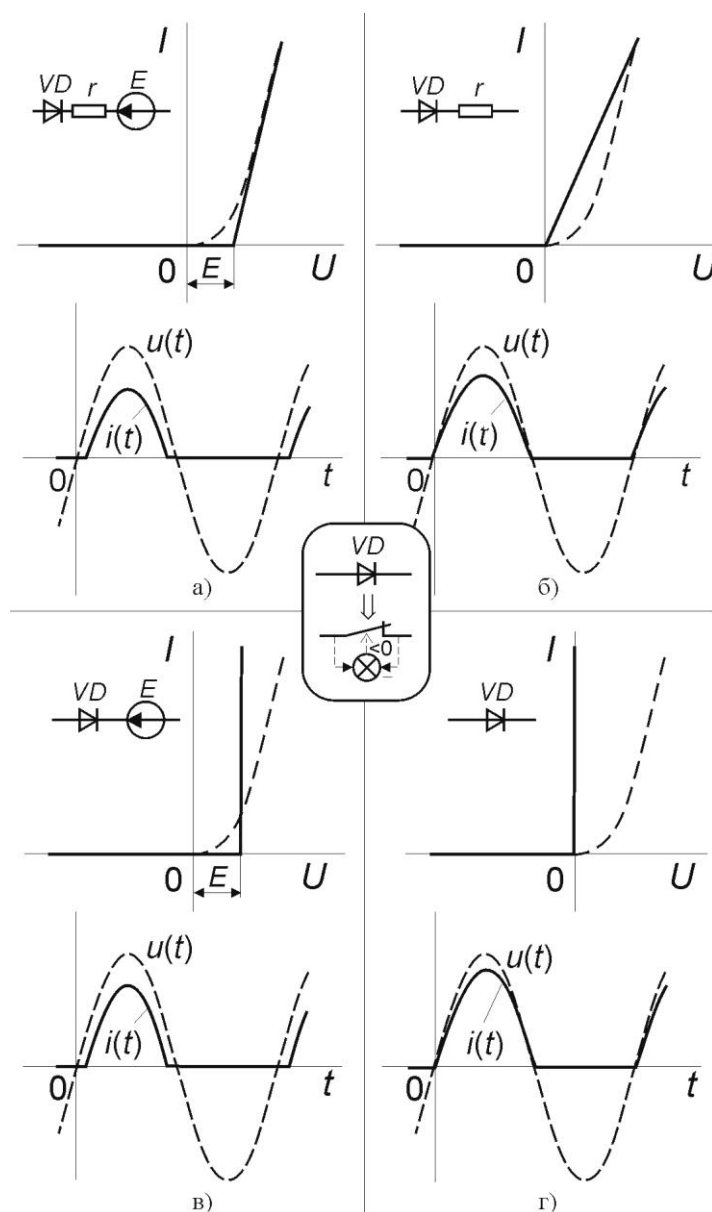


Рис. 4.3

Повторяя построения для всех точек синусоиды ЭДС, мы получим кривые мгновенных значений тока $i(t)$ и напряжения $u(t)$. Обе кривые несинусоидальны. Отрицательные значения тока значительно меньше положительных, и если пренебречь этими значениями, а также искажениями синусоиды тока при положительной полуволне ЭДС, то диод можно считать элементом электрической цепи с односторонней проводимостью. Он проводит ток при положительной полярности напряжения анод-катод и не проводит при отрицательной полярности. Такой элемент цепи называется *вентильным элементом* или просто *вентилем*.

При анализе цепей с диодами ВАХ часто заменяют схемами замещения с различной степенью детализации свойств диода (рис. 4.3). В такую схему включают идеальный вентильный элемент VD с нулевым сопротивлением при положительной полярности напряжения и нулевой проводимостью при отрицательной (рис. 4.3, г). Кроме

того, ВАХ диода в первом квадранте аппроксимируют линейными функциями. Наилучшая аппроксимация достигается при включении в схему замещения источника ЭДС E и резистивного элемента r , соответствующего дифференциальному сопротивлению на большей части ВАХ (рис. 4.3, а). Если напряжение на диоде существенно больше падения напряжения на начальном участке ВАХ, то искажения тока и напряжения незначительны, и из схемы замещения можно исключить источник ЭДС (рис. 4.3, б). В случае малого сопротивления диода по отношению к сопротивлению цепи можно исключить из схемы дифференциальное сопротивление (рис. 4.3, в).

В отличие от НР с симметричной ВАХ диод генерирует не только высшие нечётные гармоники тока, но также четные и постоянную составляющую, что широко используется для преобразования переменного тока в постоянный. Этот процесс называется *выпрямлением*, а реализующее его устройство *выпрямителем*.

Кривая тока на рис. 4.3, г представляет собой одну полуволну синусоиды, среднее значение которой соответствует постоянной составляющей спектра и равно

$$\bar{i}(t) = I_d = \frac{1}{T} \int_0^T i(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} I_{\max} \sin \omega t dt = \frac{I_{\max}}{\pi} \approx 0,318 I_{\max} = 0,45 \cdot I.$$

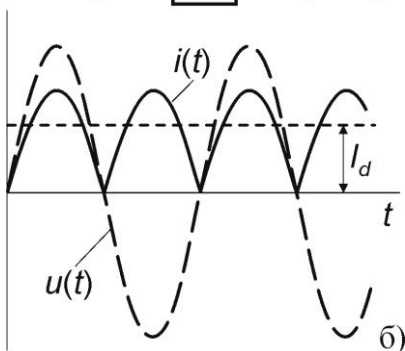
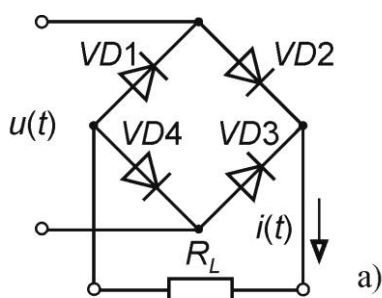


Рис. 4.4

На практике такие выпрямители используются очень редко, т.к. величина выпрямленного тока мала. Увеличение постоянной составляющей тока достигается увеличением числа диодов. На рис. 4.4, а в качестве примера показана схема т.н. мостового выпрямителя. Здесь в течение одного полупериода ток проводит чётная пара диодов, а в течение другого полупериода – нечётная пара. В результате кривая тока состоит из двух полуолн синусоиды (рис. 4.4, б), а постоянная составляющая тока увеличивается вдвое.

Полупроводниковые диоды являются наиболее распространёнными НР. Они используются в энергетике, радиотехнике, автоматике и вычислительной технике для преобразования сигналов и реализации логических

функций.

Вопросы для самопроверки

- 23. Какие высшие гармоники генерирует НР с симметричной ВАХ?
- 24. Какие гармоники генерирует НР с несимметричной ВАХ?

25. Нарисуйте кривую тока в электрической цепи с полупроводниковым диодом и объясните причину искажений.
26. Нарисуйте кривую напряжения на полупроводниковом диоде и объясните причину искажений.
27. Нарисуйте ВАХ диода при различных вариантах аппроксимации?
28. Нарисуйте кривые тока через диод при различных вариантах аппроксимации ВАХ.
29. Укажите условия, при которых применяется каждая из схем замещения диода.
30. Объясните работу мостового выпрямителя.

4.2. Нелинейные резистивные трёхполюсники

Самым распространённым трёхполюсником, т.е. элементом электрической цепи, подключаемым к ней в трёх точках, является транзистор. Биполярные и полевые транзисторы отличаются по своим параметрам, но принципы использования их на практике одинаковы, поэтому мы ограничимся рассмотрением биполярных транзисторов (БТ).

Другим резистивным трёхполюсником, часто используемым в силовой электронике в качестве ключа, является тиристор. Поэтому мы остановимся также на его работе.

4.2.1. Транзистор в активном режиме

В активном режиме БТ может использоваться в качестве усилителя тока, напряжения и мощности. В этом режиме эмиттерный переход транзистора смещён в прямом направлении, а коллекторный – в обратном направлении (см. раздел 1.6.1).

Наиболее распространённая схема включения БТ приведена на рис. 4.5, а. Ток коллектора транзистора I_k определяется напряжением между коллектором и эмиттером $U_{кэ}$, а также током, протекающим через его базу $I_б$, поэтому ВАХ $I_k(U_{кэ}, I_б)$ представляют собой множество характеристик $I_k(U_{кэ})$, построенных для различных значений $I_б$ (рис. 4.5, в).

Изменяя ток базы транзистора можно воздействовать на режим работы $p-n$ перехода база-эмиттер и регулировать ток коллектора, т.е. электрическая цепь базы является управляющей цепью транзистора или входной цепью, а цепь коллектора – выходной цепью или цепью нагрузки. Поэтому характеристики $I_k(U_{кэ}, I_б)$ называются *выходными характеристиками* БТ.

В отличие от выходных характеристик, входная ВАХ $I_б(U_{бэ})$ мало зависит режима выходной цепи (рис. 4.5, б). Она представляет собой ВАХ диода, т.к. между базой и эмиттером находится $p-n$ переход аналогичный переходу диода. Основным свойством БТ, обеспечивающим его применение в технике, является способность малым током базы воздействовать на большой ток коллектора, т.е. способность усиливать ток.

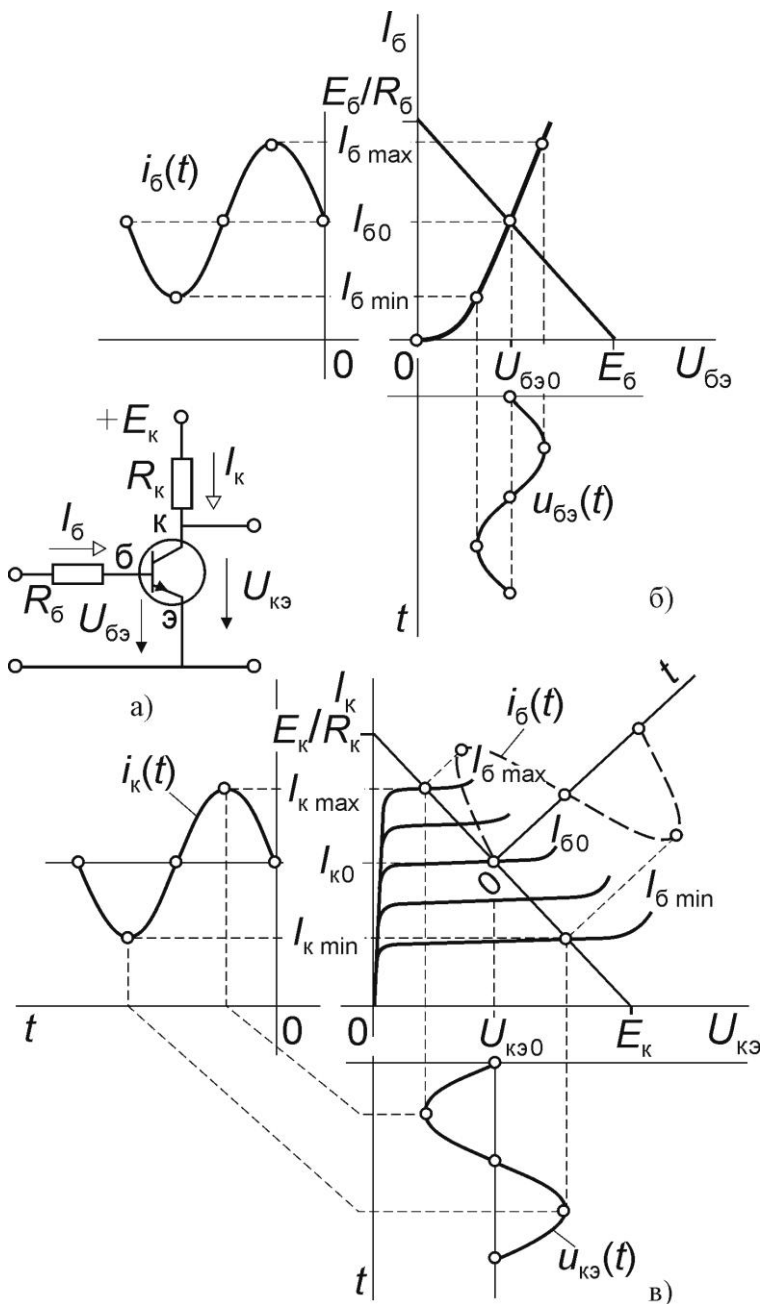


Рис. 4.5

$I_{б max}$ и минимальным $I_{б min}$ токами, соответствующими заданным значениям максимального $I_{к max}$ и минимального $I_{к min}$ тока коллектора. После этого по входной ВАХ определяют величину сопротивления R_b и ЭДС источника E_b , обеспечивающие формирование тока базы в заданных пределах (рис. 4.5, б).

4.2.2. Транзистор в ключевом режиме

Не менее важным для применения в технике является ключевой режим БТ, т.е. режим, при котором транзистор в статике может находиться в двух состояниях: открытом и закрытом. В первом состоянии сопротивление цепи коллектор–эмиттер близко к нулевому, а во втором – к «бесконечности», что

Анализ состояния входной и выходной цепи транзистора проводится методом пересечения характеристик для входной и выходных ВАХ.

По заданному значению сопротивления R_k и ЭДС E_k цепи коллектора для выходных ВАХ строится нагрузочная характеристика и определяется диапазон значений тока базы ($I_{б max} \dots I_{б min}$), обеспечивающий требуемый режим в выходной цепи.

В технических устройствах БТ используется в качестве усилителя сигналов постоянного и переменного тока, однако для усиления переменного тока требуется введение в сигнал постоянной составляющей, т.к. транзистор обладает односторонней проводимостью. Постоянную составляющую тока базы $I_{б0}$ определяют по выходным ВАХ как среднее значение между максимальным

соответствует состояниям бистабильных ключевых элементов. Переход БТ из одного состояния в другое осуществляется изменением тока базы.

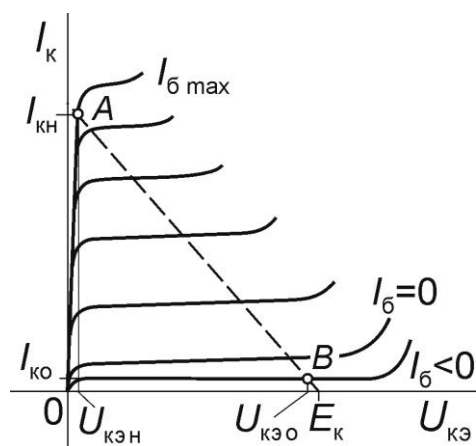


Рис. 4.6

Для обеспечения ключевых свойств БТ рабочие точки нагрузочной характеристики должны располагаться в области насыщения и на характеристике, соответствующей отрицательному смещению перехода база-эмиттер. В точке *A* напряжение на транзисторе минимально, а ток максимален — транзистор открыт. В точке *B* картина противоположная: напряжение на транзисторе максимально, а ток минимален — транзистор закрыт.

В открытом состоянии, называемом также *режимом насыщения*, оба перехода БТ смещены в прямом направлении и напряжения на них не превышают нескольких десятых долей вольта ($U_{КЭН}$ на рис. 4.6), что эквивалентно замкнутому ключу в цепи коллектора и напряжению на нагрузке $E_K - U_{КЭН} \approx E_K$. В закрытом состоянии, называемом *режимом отсечки*, оба перехода смещены в обратном направлении, и ток коллектора составляет несколько десятков микроампер ($I_{КО}$ на рис. 4.6). Это состояние БТ эквивалентно разомкнутой цепи коллектора и напряжению на нагрузке $E_K - U_{КЭО} \approx 0$.

Токи базы, необходимые для обеспечения режимов насыщения и отсечки БТ определяются также методом нагрузочной характеристики.

Ключевой режим работы транзистора используется в преобразователях постоянного тока в переменный, в преобразователях частоты переменного тока, в устройствах автоматики, в вычислительной технике. Процессоры современных компьютеров построены на основе миллиардов транзисторов, работающих в ключевом режиме и реализующих двоичные функции.

4.2.3. Тиристорный ключ

Тиристоры являются ключевыми полупроводниковыми приборами, широко применяемыми в силовой электронике. Это связано с высокой надёжностью и перегрузочной способностью тиристоров. Кроме того, они могут коммутировать большие токи при высоких напряжениях и очень малой мощности сигнала управления.

На рис. 4.7, *a* показана схема включения тристора в цепь резистивной нагрузки.

Для правильной работы тристора амплитуда напряжения источника питания должна быть меньше напряжения включения $U_{вкл}$. В этом случае

включение возможно только при подаче на управляющий электрод импульса тока $i_y(t)$ (рис. 4.7, б).

При питании от источника переменного тока $u(t) = U_{\max} \sin \omega t$ нагрузочная характеристика в пределах положительной полуволны напряжения перемещается внутри области, выделенной на плоскости ВАХ штриховкой. Точка пересечения нагрузочной характеристики с осью абсцисс ВАХ соответствует мгновенному значению $u(t)$. Рабочая точка при этом находится на участке OP ВАХ, соответствующем закрытому состоянию тиристора, и ток нагрузки незначительно изменяется в результате изменения падения напряжения на тринисторе (участок ab кривой $i(t)$ на рис. 4.7, б).

При подаче кратковременного положительного импульса управления в момент времени $t = \alpha / \omega$ рабочая точка находится в положении b . Тринистор «открывается», т.е. переходит в низкоомное состояние. Этот процесс длится несколько микросекунд и заканчивается в точке c на рис. 4.7, б. На кривой тока $i(t)$ процесс включения тринистора при резистивной нагрузке соответствует практически скачкообразному участку bc .

Далее тринистор находится в открытом состоянии, и рабочая точка перемещается по ВАХ вслед за изменением напряжения питания цепи (траектория $c-d-e$ на рис. 4.7, б).

В точке e ток тринистора уменьшается до тока выключения и начинается процесс «закрывания», т.е. перехода в высокоомное состояние в точке f . Этот процесс несколько медленнее, чем процесс включения, но всё же близок к скачкообразному. После выключения тринистора ток нагрузки вместе с напряжением питания снижается до нуля в точке g .

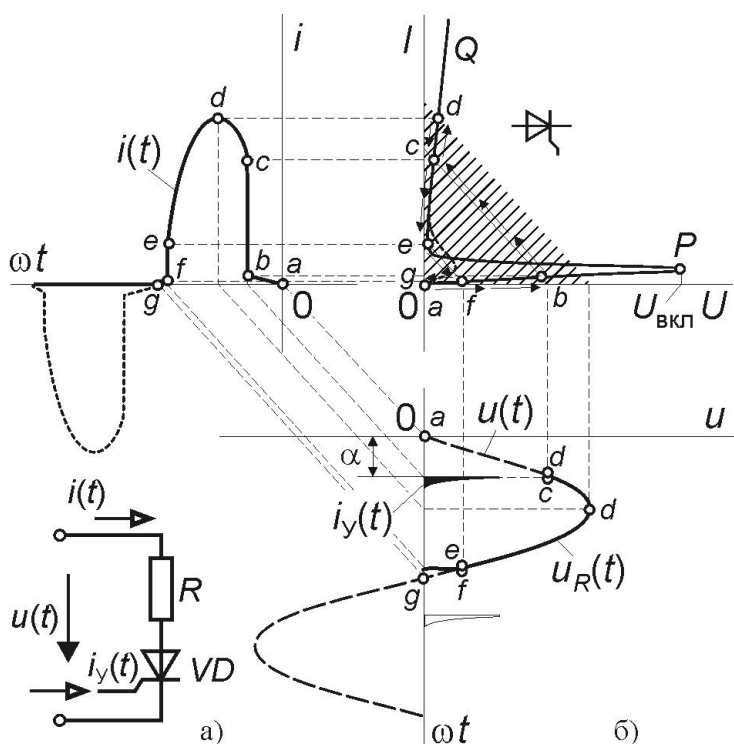


Рис. 4.7

Таким образом, кривые напряжения $u_R(t)$ и тока нагрузки $i(t)$ практически представляют собой части синусоид в пределах $\alpha \leq \omega t < \pi$. Изменяя угол включения тринистора α можно плавно регулировать среднее и действующее

значение напряжения и тока нагрузки. Этот способ называется *импульсно-фазовым управлением*.

Однако в рассмотренной цепи диапазон регулирования ограничен положительным полупериодом и в нагрузке формируется только один импульс тока. Для создания второго импульса вместо тринистора можно использовать симистор, что потребует формирования второго импульса управления, смещённого по времени на половину периода (на рис. 4.7, б он показан без штриховки). В результате в кривой тока появится отрицательный импульс (на рис. 4.7, б он показан штриховой линией), и регулирование действующих значений напряжения и тока будет осуществляться в диапазоне

$$0 \Big|_{\alpha=\pi} \leq U_R \leq U_{\max} / \sqrt{2} \Big|_{\alpha=0}; \quad 0 \Big|_{\alpha=\pi} \leq I_R \leq U_{\max} / \sqrt{2} R \Big|_{\alpha=0}.$$

Тринисторы с системой импульсно-фазового управления можно эффективно использовать для создания управляемых выпрямителей. Для этого, например, в схеме мостового выпрямителя на рис. 4.4, а достаточно один чётный и один нечётный диод заменить тиристором. Это связано с тем, что в каждом полупериоде ток проводят либо чётные, либо нечётные диоды. Поэтому в каждую пару нужно включить тринистор в качестве регулятора. В результате выходное напряжение вместо полуволн синусоид будет состоять из их частей, ограниченных углами $\alpha \leq \omega t < \pi$, и изменение угла включения α будет вызывать изменение постоянной составляющей напряжения и тока нагрузки:

$$0 \Big|_{\alpha=\pi} \leq U_d = \frac{U_{\max}}{\pi} (1 + \cos \alpha) \leq 0,637 \cdot U_{\max} \Big|_{\alpha=0};$$

$$0 \Big|_{\alpha=\pi} \leq I_d \leq 0,637 \cdot U_{\max} / R_L \Big|_{\alpha=0}.$$

Вопросы для самопроверки

1. Для чего в ток базы транзистора вводится постоянная составляющая?
2. Какой метод используют для определения режимов работы цепей базы и коллектора?
3. Нарисуйте выходные ВАХ биполярного транзистора и покажите на них рабочие точки соответствующие режимам насыщения и отсечки.
4. В каких устройствах используется ключевой режим работы транзистора?
5. В чём заключается способ импульсно фазового управления тиристором?
6. Что представляют собой ток и напряжение резистивной нагрузки при импульсно-фазовом управлении тиристором?

7. В каких пределах можно регулировать ток и напряжение резистивной нагрузки при импульсно-фазовом управлении тиристором?
8. Как можно использовать тиристор для управления выпрямителем?

5. Катушка с магнитопроводом в цепи переменного тока

Катушка с магнитопроводом является собирательным понятием для множества электромагнитных устройств, в которых магнитное поле возбуждается протекающим по проводникам током, а усиливается и формируется с помощью различных конструкций из ферромагнитных материалов. На примере цилиндрической катушки с ферромагнитным сердечником, образующим магнитопровод (рис. 3.10, б), проще и наглядней анализировать электромагнитные процессы общие по своей природе для всех подобных устройств.

5.1. Электромагнитные процессы в сердечнике

При подключении катушки к источнику переменного тока в электрической цепи и в магнитопроводе возникают физические явления, принципиально отличающиеся от наблюдаемых на постоянном токе. Прежде всего, это относится к явлениям в магнитопроводе, состояние которого при переменной МДС характеризуется множеством точек, образующих петлю гистерезиса, в то время как при постоянном токе состояние ферромагнетика определялось одной рабочей точкой.

5.1.1. Потери от гистерезиса

Пусть катушка подключена к источнику переменного тока с напряжением $u_0(t) = U_{0m} \cos \omega t$. Пренебрегая малым потоком рассеяния (Φ_s на рис. 3.10, б) и потерями в обмотке, определим магнитный поток в сердечнике Φ

$$u_0(t) = -e_0(t) = \frac{d\Psi(t)}{dt} = w \frac{d\Phi(t)}{dt} = U_{0m} \cos \omega t$$

$$\Downarrow \quad (5.1)$$

$$\Phi(t) = \frac{1}{w} \int u_0(t) dt = \frac{U_{0m}}{w} \int \cos \omega t dt = \frac{U_{0m}}{w\omega} \sin \omega t = \Phi_m \sin \omega t$$

Таким образом, при синусоидальном напряжении питания магнитный поток в сердечнике будет также синусоидальным и будет отставать по фазе от напряжения на 90° . Амплитудное значение ЭДС e_0 равно $E_{0m} = U_{0m} = w\omega\Phi_m = w2\pi f\Phi_m$. Отсюда действующее значение ЭДС, наводимой в обмотке магнитным потоком в сердечнике,

$$E_0 = U_0 = E_{0m} / \sqrt{2} = 4,44wf\Phi_m.$$

Из этого выражения следует, что амплитуда магнитного потока, создаваемого идеализированной катушкой

$$\Phi_m = \frac{U_0}{4,44wf} = C \frac{U_0}{f}, \quad (5.2)$$

определяется отношением U_0/f . Это отношение играет большую роль в теории и практике электромеханических преобразователей, работающих на переменном токе, т.к. с его помощью осуществляется регулирование и стабилизация магнитного потока.

Полагая известными величины: напряжения U_{0m} , частоты f , числа витков катушки w , площади S и длины средней линии сердечника l , перестроим кривую петли гистерезиса материала сердечника, соответствующую максимальной индукции $B_m = \Phi_m/S$, умножив значения индукции на S и значения напряжённости на l/w . В результате мы получим вебер-амперную характеристику $\Phi(i)$ (ВБАХ), очевидно подобную исходной кривой $B(H)$ (рис. 5.1). Построим в масштабе оси магнитного потока кривой $\Phi(i)$ синусоиду $\Phi(t)$. Затем для каждой точки синусоиды потока по ВБАХ определим значение тока и построим это значение для того же момента времени. В качестве примера на рис. 5.1 показана траектория построения одной из точек $a-b-c-d-e$. В результате мы получим кривую тока $i(t)$, существенно отличающуюся от синусоиды. Она симметрична относительно оси абсцисс, следовательно, содержит только высшие нечётные гармоники. Анализ электрической цепи при несинусоидальном токе можно выполнить методом гармонического анализа или

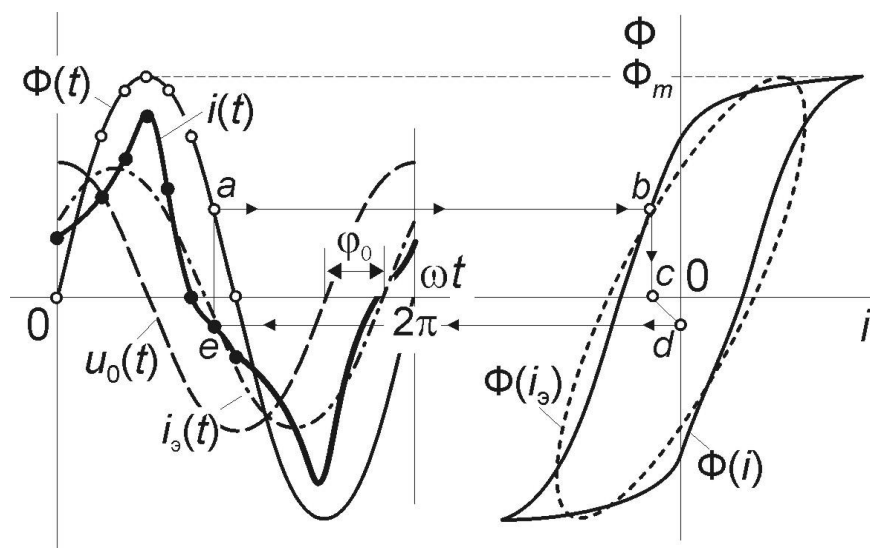


Рис. 5.1

путём замены кривой тока эквивалентной синусоидой. Обычно при расчётах пользуются эквивалентной синусоидой, т.к. гармонический анализ существенно усложняет задачу и не всегда оправдан. Кроме того, параметры эквивалентной синусоиды с достаточной для инженерных задач точностью можно определить по справочным данным материала сердечника или экспериментально.

Переход к эквивалентной синусоиде выполняется при соблюдении двух условий:

1) равенство действующих значений реального и эквивалентного тока $I = I_0$ и

2) равенство активной мощности, потребляемой катушкой с реальным и эквивалентным током $P_0 = P_{0э}$.

Так как при этой замене ток становится синусоидальным, а магнитный поток также является синусоидальной функцией времени, то фазовой траекторией состояния магнитопровода на плоскости ВБАХ будет эллипс. Следовательно, замена кривой тока эквивалентной синусоидой означает замену истинной гистерезисной кривой $\Phi(i)$ эквивалентным эллипсом $\Phi(i_0)$. Причём, из второго условия следует, что площадь эквивалентного эллипса $\Phi(i_0)$ будет равна площади петли гистерезиса $\Phi(i)$, т.к. эта площадь равна энергии, затрачиваемой на один цикл перемагничивания единичного объёма материала магнитопровода и потребляемой катушкой от источника питания.

Энергия, затрачиваемая на перемагничивание, выделяется в материале сердечника в виде тепла и связана с преодолением внутреннего трения при ориентации элементарных магнитов под воздействием внешнего магнитного поля. Это находит отражение в фазовом сдвиге эквивалентной синусоиды тока $i_0(t)$ относительно напряжения $u_0(t)$, составляющем угол

$$0 < \varphi_0 = \arccos[P_0/(U_0 I_0)] < \pi/2$$

(рис. 5.1), т.е. в появлении активной составляющей тока. При отсутствии потерь на перемагничивание фазовый сдвиг тока относительно потока становится равным нулю, а относительно напряжения $\pi/2$.

Потери, связанные с перемагничиванием, называются потерями от гистерезиса. Это название отражает то обстоятельство, что при отсутствии явления гистерезиса потери на перемагничивание будут нулевыми, т.к. нулевой будет площадь гистерезисной петли, а эквивалентный эллипс выродится в отрезок прямой линии.

Мощность потерь от гистерезиса равна

$$\Delta P_r = \eta f B_m^n V, \quad (5.3)$$

где: η – коэффициент, характеризующий материал сердечника; f – частота питания (перемагничивания); V – объём сердечника; B_m – максимальное значение магнитной индукции; $1,0 < n \leq 2,0$ – показатель степени, зависящий от материала и величины магнитной индукции.

Упомянувшееся ранее в разделе 3.1.7 деление ферромагнетиков на магнитомягкие и магнитотвёрдые и использование первых в качестве магнитопроводов связано с тем, что у магнитомягких материалов малая площадь петли гистерезиса (см. рис. 3.14). Это позволяет работать в условиях постоянного перемагничивания с минимально возможными потерями энергии.

5.1.2. Потери от вихревых токов.

Другим явлением, возникающим при питании катушки переменным током, являются вихревые токи. Материал сердечника является проводником, находящимся в переменном магнитном поле. Поэтому индуцируемая в нём ЭДС вызывает появление электрических токов, которые протекают в плоскостях перпендикулярных направлению магнитного потока по замкнутым контурам напоминающим «вихри», ($i_v(t)$ на рис. 5.2).

Протекание тока в любом проводнике вызывает его нагрев, т.е. тепловые потери энергии. Их мощность для вихревых токов определяется выражением

$$\Delta P_v = \xi d^2 f^2 B_m^2 V \quad (5.4)$$

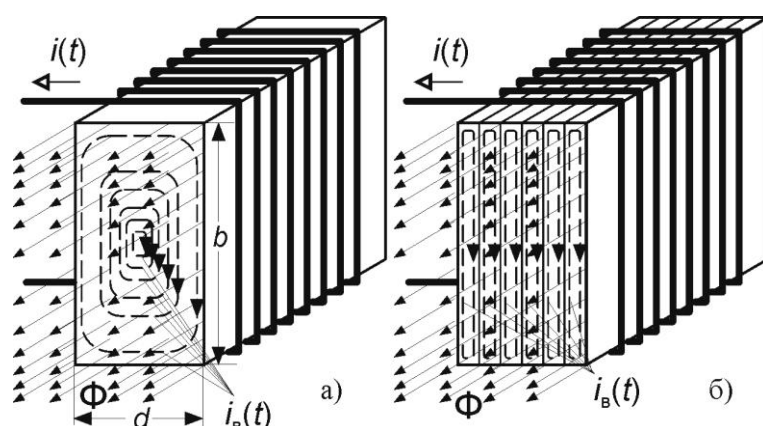


Рис. 5.2

где ξ – коэффициент, пропорциональный удельной проводимости материала сердечника; $d \ll b$ – толщина листа магнитопровода при условии, что она значительно меньше ширины b ; f – частота питания; V – объём сердечника; B_m – максимальное значение магнитной индукции.

Из выражения (5.4) следует, что мощность потерь от вихревых токов пропорциональна второй степени толщины листа d , из которого изготовлен сердечник. Энергия, преобразуемая в тепло вихревыми токами, потребляется от источника питания катушки и может быть очень большой. Поэтому все магнитопроводы устройств, работающих на переменном токе или в режиме меняющегося во времени магнитного потока, изготавливаются из изолированных друг от друга листов, толщина которых выбирается в зависимости от частоты. Чем выше частота, тем тоньше должны быть листы, чтобы уменьшением толщины d компенсировать увеличение удельных потерь, связанных с ростом f (см. выражение 5.4). Разделение магнитопровода на пластины называется *шихтованием**. Оно выполняется вдоль направления магнитного потока. Отдельные пластины сердечника изолируются друг от друга лаком или окалиной, возникающей на их поверхности при термообработке.

Эффект снижения потерь при шихтовании связан с тем, что магнитный поток, проходящий по каждой из N пластин, на которые разделён сердечник, в N раз меньше полного потока. Соответственно в N раз меньше величина ЭДС, наводимой в пластине. В то же время, сопротивление контура, по которому протекает ток в пластине, при условии $d \ll b$, в N раз больше, чем со-

* от нем. *Schichte* – слой, т.е. расслоение

противление контура тока в массивном сердечнике, т.к. при той же длине в N раз меньше площадь сечения. Тогда суммарная мощность потерь в N пластинах

$$\Delta P_N = N \left[\left(\frac{E}{N} \right)^2 \frac{1}{R \cdot N} \right] = \frac{E^2}{R \cdot N^2} = \frac{\Delta P}{N^2},$$

где E , R , ΔP – ЭДС, сопротивление и мощность потерь в массивном сердечнике.

Помимо шихтования потери от вихревых токов снижают увеличением удельного сопротивления материала сердечника. Для этого в электротехническую сталь добавляют кремний.

На высоких частотах магнитопроводы изготавливают из тонкой проволоки, а на радиочастотах вместо стали используют т.н. *ферриты*. Они представляют собой оксиды железа и других металлов спрессованные из порошка и подвергнутые спеканию при термообработке. Ферриты отличаются удельным сопротивлением, превосходящим сопротивление железа в 10^5 – 10^9 раз, что практически исключает появление вихревых токов, однако максимальная величина индукции у ферритов составляет около 10% индукции стали.

Кроме тепловых потерь вихревые токи создают магнитный поток, направленный встречно по отношению к вызвавшему их потоку (правило Ленца), и уменьшают его, т.е. вызывают эффект размагничивания сердечника. Это явление не столь существенно как нагрев, но при определённых обстоятельствах также должно учитываться.

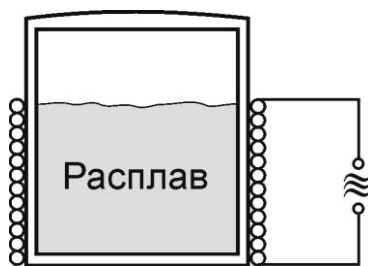


Рис. 5.3

Существуют, однако, области техники, где вихревые токи являются полезным явлением. Одним из примеров применения вихревых токов являются печи для индукционной плавки металлов. Они представляют собой тигель, в котором вихревые токи, наводимые в помещённом в него металле, вызывают плавление (рис. 5.3). Так как мощность потерь от вихревых токов является

квадратичной функцией от частоты (см. выражение 6.4), то для питания печей используют источники с частотами 500–2000 Гц. Кроме печей для плавки индукционный нагрев используют также придания пластичности металлам при ковке, сварке и закалке изделий.

Вопросы для самопроверки

31. Чем определяется величина магнитного потока, создаваемого катушкой?
32. При каких условиях осуществляется переход от кривой тока в катушке к эквивалентной синусоиде?
33. Какой вид имеет функция $\Phi(i)$ для эквивалентной синусоиды?
34. Что определяет площадь эквивалентного эллипса ВБАХ?

35. Почему магнитопроводы изготавливают из магнитомягких материалов?
36. Что такое вихревые токи и как они возникают?
37. Что такое «шихтование» магнитопровода и для чего оно применяется?
38. Почему с увеличением частоты питания катушки толщина листов стали сердечника должна уменьшаться?
39. Какое влияние оказывают вихревые токи на электромагнитные процессы?
40. Для каких задач в технике используют вихревые токи?

5.2. Векторная диаграмма и схема замещения

Замена кривой тока эквивалентной синусоидой позволяет при анализе процессов в катушке с ферромагнитным сердечником использовать методы анализа цепей с синусоидальными токами и напряжениями.

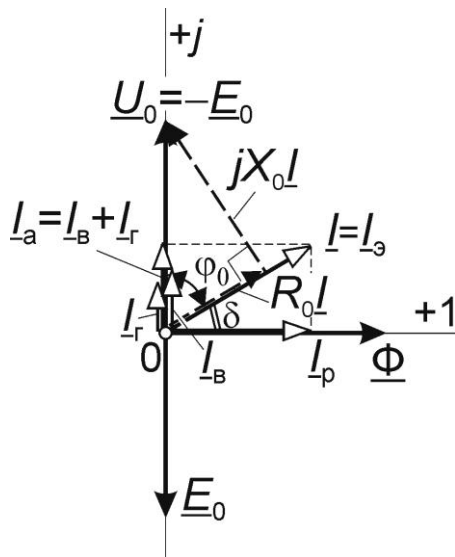


Рис. 5.4

Построим векторную диаграмму напряжения \underline{U}_0 и тока катушки $\underline{I} = \underline{I}_3$, соответствующую рис. 5.1. Ток $i(t) = i_3(t)$ отстаёт по фазе от напряжения u_0 на угол $\varphi_0 < \pi/2$. Угол $\delta = \pi/2 - \varphi_0$ называется *углом магнитных потерь* или *углом магнитного запаздывания*. Первое название связано с тем, что синус этого угла определяет активную составляющую тока $I_a = I \sin \delta = I \cos \varphi_0$ и, следовательно, активную мощность, потребляемую катушкой $P_0 = U_0 I_a$ и рассеиваемую в виде тепла в сердечнике. Второе название связано с отставанием (запаздыванием) магнитного потока $\Phi(t)$ от возбуждающего его тока $i(t)$ на угол δ .

Активная мощность, потребляемая катушкой, расходуется на покрытие потерь от гистерезиса ΔP_Γ и от вихревых токов ΔP_B , т.е. потерь в магнитопроводе, называемых также потерями в «стали»

$$\Delta P_{\text{Fe}} = \Delta P_\Gamma + \Delta P_B = U_0 I_\Gamma + U_0 I_B = U_0 I_a. \quad (5.5)$$

Поэтому активный ток катушки I_a можно разделить на слагаемые I_Γ и I_B , соответствующие составляющим мощности потерь.

Реактивная составляющая тока – $I_p = I \cos \delta = I \sin \varphi_0$ соответствует реактивной мощности $Q_0 = U_0 I_p$, расходуемой на формирование магнитного потока в сердечнике Φ .

Векторной диаграмме рис 5.4. соответствует схема замещения, приведённая на рис. 5.5, б и далее преобразованная к эквивалентным схемам на

рис. 5.5, в и г. Параметры этих схем определяются мощностью, потребляемой катушкой

$$\begin{aligned}
 G_0 &= (I/U_0) \cos \varphi_0; & R_0 &= (U_0/I) \cos \varphi_0; \\
 B_0 &= (I/U_0) \sin \varphi_0; & X_0 &= (U_0/I) \sin \varphi_0; \\
 \cos \varphi_0 &= P_0 / (U_0 I).
 \end{aligned}
 \tag{5.6}$$

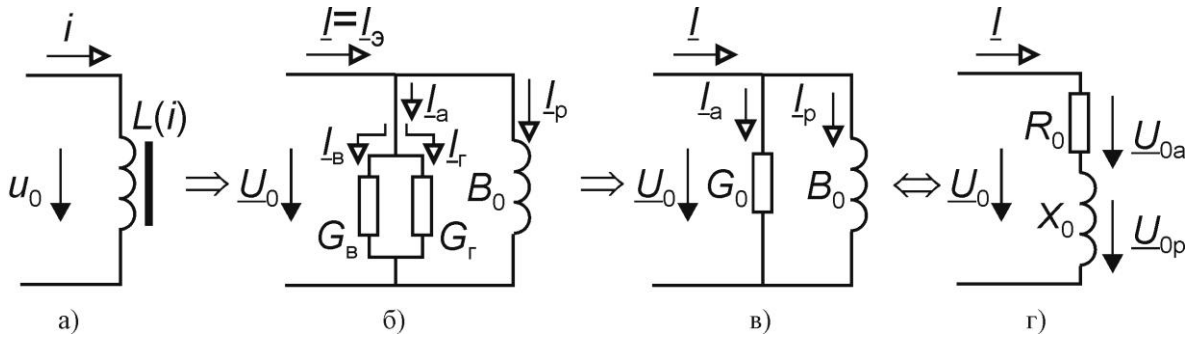


Рис. 5.5

Таким образом, эквивалентные линейные двухполюсники на рис. 5.5, в и г соответствуют электромагнитным процессам в сердечнике катушки без учета потока рассеяния и потерь энергии в её обмотке, т.е. *идеальной катушке с ферромагнитным сердечником*.

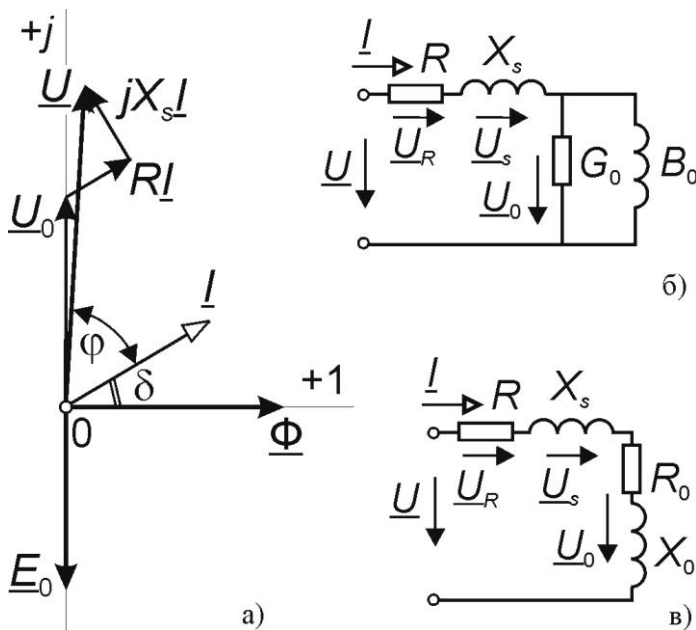


Рис. 5.6

В реальной катушке часть магнитных линий поля, возбуждаемого обмоткой, замыкается по воздуху, минуя магнитопровод, и образует т.н. *магнитный поток рассеяния* Φ_s (рис. 3.10, б). Воздушная среда, по которой замыкается этот поток, обладает очень малой магнитной проницаемостью по сравнению с ферромагнетиком сердечника. Поэтому и величина потока рассеяния незначительна и составляет единицы или доли процента от потока Φ . Поток рассеяния, как всякий поток в воздушной среде, обладает линейной вебер-

амперной характеристикой $\Psi_s(i) = L_s i$, где $L_s = \text{const}$ – индуктивность рассеяния. Электродвижущая сила, наводимая в обмотке потоком рассеяния,

$$\text{равна } e_s = -\frac{d\Psi_s}{dt} = -L_s \frac{di}{dt}.$$

При полном описании электромагнитных процессов в катушке кроме ЭДС потока рассеяния e_s нужно учесть её активное сопротивление R и связанные с ним потери электрической энергии $\Delta P_{Cu} = I^2 R$, называемые потерями в «меди».

Тогда окончательно уравнение Кирхгофа для электрической цепи обмотки будет иметь вид

$$u = u_R + u_s + u_0 = Ri + L_s \frac{di}{dt} + u_0$$

$$\Downarrow$$

$$(5.7)$$

$$\underline{U} = R\underline{I} + jX_s \underline{I} + \underline{U}_0 = R\underline{I} + jX_s \underline{I} + \underline{Z}_0 \underline{I}$$

где $u_s = -e_s$ и $u_0 = -e_0 = w \frac{d\Phi}{dt}$ – напряжения, соответствующие ЭДС индуцируемым в обмотке магнитным потоком рассеяния и потоком в сердечнике; $X_s = \omega L_s$ – индуктивное сопротивление рассеяния; $\underline{Z}_0 = R_0 + jX_0$ – комплексное сопротивление схемы замещения электромагнитных процессов в сердечнике.

В уравнении (5.7) учтены все электромагнитные процессы, происходящие в катушке с ферромагнитным сердечником. Это уравнение можно представить также векторной диаграммой и схемами замещения, показанными на рис. 5.6.

Вопросы для самопроверки

1. Что такое угол магнитных потерь (магнитного запаздывания)?
2. Как на схеме замещения отражаются электромагнитные процессы в магнитопроводе?
3. Какие параметры схемы замещения непосредственно связаны с величиной потерь в стали (в меди)?
4. Какие элементы векторной диаграммы непосредственно связаны с величиной потерь в стали (в меди)?
5. Проследите влияние величины потерь в стали (меди) на элементы векторной диаграммы.

5.3. Упрощённый анализ электромагнитных процессов

5.3.1. Вебер-амперная характеристика

Если не учитывать явление гистерезиса и связанные с ним потери энергии, то зависимость $B(H)$ материала сердечника можно представить основной кривой намагничивания. Тогда для катушки с числом витков w и тороидальным сердечником с известной площадью сечения S и длиной средней линии l путём изменения масштабов осей можно построить вебер-амперную характеристику (ВБАХ) в координатах потокосцепление–ток (рис. 5.7). Потокосцепление тороидальной катушки определяется как $\Psi = w\Phi = BS w$, а ток – как $I = Hl/w$. Тогда их отношение

$$\frac{\Psi}{I} = \frac{BSw^2}{Hl} = \frac{\mu_a Sw^2}{l} = G_\mu w^2 = L, \quad (5.8)$$

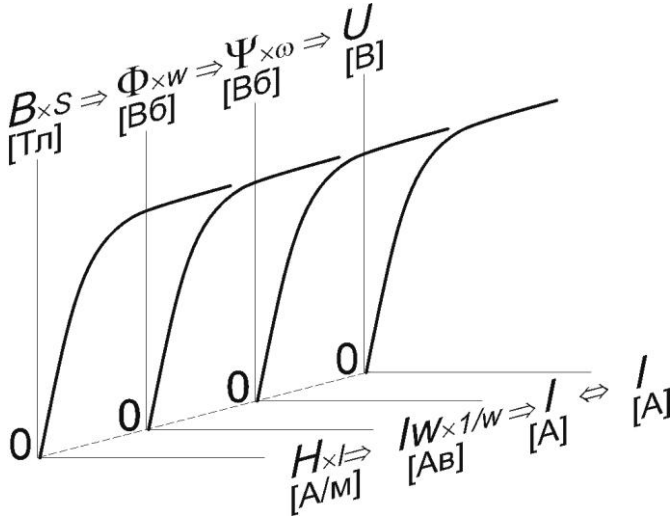


Рис. 5.7

где $G_\mu(I) = \mu_a S / l$ – магнитная проводимость сердечника с магнитной проницаемостью $\mu_a = \mu \cdot \mu_0$, представляет собой индуктивность катушки L . Для катушки с немагнитным сердечником $\mu_a = \mu_0 = \text{const}$ и индуктивность определяется только геометрическими размерами S и l , а ВБАХ является прямой линией.

Если сердечник катушки имеет различные размеры на разных участках и/или различную магнитную проницаемость, то ВБАХ получают в виде суммы ВБАХ

участков аналогично задаче раздела 3.2.1.

Каждой точке ВБАХ соответствуют два значения индуктивности: статическая индуктивность L и дифференциальная индуктивность $L_{\text{диф}}$

$$L = \frac{\Psi}{I} = \frac{m_\Psi}{m_I} \text{tg}\alpha; \quad L_{\text{диф}} = \frac{d\Psi}{dI} = \frac{m_{\Psi'}}{m_I} \text{tg}\beta.$$

Статическая индуктивность определяет соотношение между током и потокоцеплением катушки при постоянном токе, а динамическая – при небольших отклонениях тока вблизи рабочей точки a (рис. 5.8).

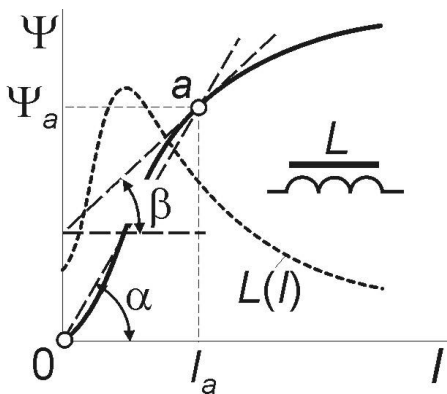


Рис. 5.8

Таким образом, катушка с ферромагнитным сердечником представляет собой *нелинейный индуктивный элемент* и, пользуясь его ВБАХ, можно исследовать процессы в электрической цепи обмотки методами анализа нелинейных электрических цепей.

Так как кривая $\Psi(I)$ подобна основной кривой намагничивания $B(H)$, то зависимость статической индуктивности от величины тока $L(I)$ (рис. 5.8) подобна кривой зависимости магнитной проницаемости сердечника от напряжённости магнитного поля $\mu_a(H)$ (см. рис. 3.11, б). Следует

заметить, что начальный участок ВБАХ с малой индуктивностью у реальных ферромагнетиков очень мал, и основным рабочим участком является часть

кривой до начала насыщения, соответствующая очень высокой индуктивности.

5.3.2. Катушка с воздушным зазором

Рассмотрим в качестве примера процессы в электромагнитном устройстве, конструктивная схема которого приведена на рис. 5.9, а. Оно представляет собой катушку с ферромагнитным сердечником, часть которого сделана подвижной и может перемещаться, изменяя длину воздушного зазора δ . Подвижная часть сердечника называется *якорем*. Магнитная цепь этого устрой-

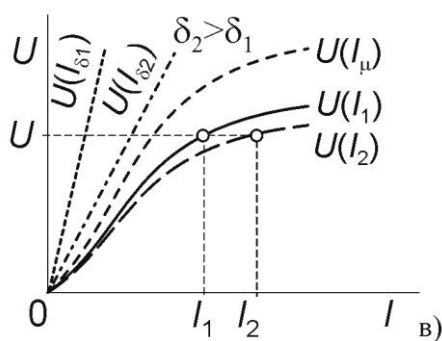
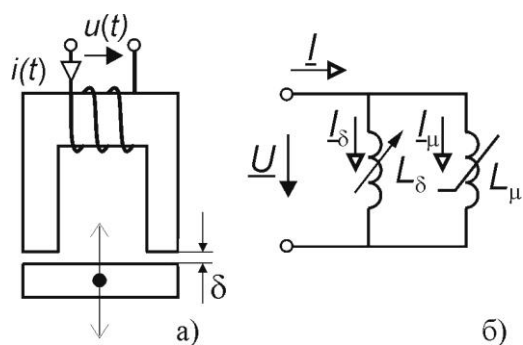


Рис. 5.9

ства ничем не отличается от магнитной цепи катушки на рис. 3.15, за исключением того, что её воздушный зазор разделён на две части. Но т.к. цепь неразветвлённая и по всем её элементам замыкается один и тот же магнитный поток, то оба зазора можно объединить в один с длиной 2δ , а якорь включить в состав сердечника. Тогда магнитная цепь и её ВБАХ будут аналогичны характеристикам, приведённым на рис. 3.17, б.

Учитывая, что обмотка подключена к источнику переменного синусоидального тока с частотой $\omega = 2\pi f$, можно перейти от вебер-амперных характеристик сердечника и воздушного зазора к вольтамперным характеристикам катушки в соответствии с соотношением $u = d\Psi/dt \Rightarrow U = \omega\Psi = \omega\Phi$. Эти харак-

теристики показаны на рис. 5.9, в.

Если пренебречь потерями энергии в обмотке и в сердечнике, а также магнитным потоком рассеяния, то схема замещения электрической цепи катушки будет иметь вид рис. 5.9, б. Она представляет собой параллельное соединение линейного индуктивного элемента L_δ , соответствующего индуктивности воздушного зазора, и нелинейного индуктивного элемента L_μ , соответствующего индуктивности сердечника. Параллельная схема замещения в данном случае отражает связь между МДС катушки, магнитными напряжениями и магнитным потоком в схеме магнитной цепи на рис. 3.17, а. Магнитное напряжение является частью МДС источника возбуждения магнитного поля, расходуемой на проведение магнитного потока по соответствующему участку магнитной цепи. Поэтому ток катушки, т.е. её МДС, можно разделить на две части: 1) ток, необходимый для проведения магнитного потока через зазор I_δ , и 2) ток, необходимый для проведения потока по сердечнику

I_μ . Следовательно, ВАХ электрической цепи представляет собой характеристику, построенную путём суммирования абсцисс ВАХ элементов $L_\delta \equiv U(I_\delta)$ и $L_\mu \equiv U(I_\mu)$.

При изменении воздушного зазора будет изменяться наклон его ВАХ $U(I_\delta)$. Соответственно будет изменяться и общая ВАХ $U(I)$. При постоянном напряжении питания $U = \text{const}$ это приведёт к изменению тока в цепи катушки. На рис. 5.9, в показаны характеристики, соответствующие двум размерам воздушного зазора $\delta_2 > \delta_1$. При увеличении зазора его индуктивность уменьшается L_δ (см. выражение 5.8), а ток намагничивания зазора I_δ растёт. В результате ток катушки возрастает.

Таким образом, перемещением якоря сердечника катушки можно регулировать ток в её цепи. Основанные на этом принципе регуляторы тока просты, надёжны и дешёвы. Обычно они применяются в оборудовании, эксплуатирующемся в тяжёлых условиях персоналом низкой квалификации.

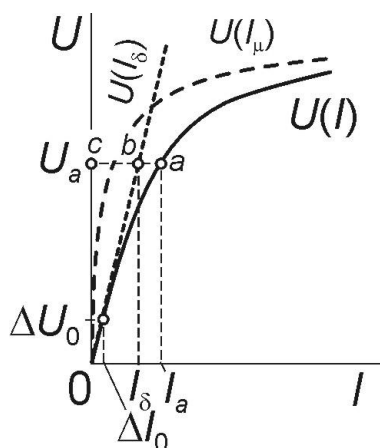


Рис. 5.10

Как уже упоминалось выше, катушка с воздушным зазором является обобщённой моделью магнитной цепи всех индукционных электро-механических преобразователей. Поэтому со свойствами её характеристик инженеры встречаются в своей повседневной практике.

Одной из таких характеристик является ВАХ, рассмотренная на примере регулятора переменного тока. Она содержит очень важную информацию о состоянии материала сердечника.

На рис. 5.10 показаны ВАХ катушки с воздушным зазором, аналогичные, по сути, рис. 5.9, в, но имеющие форму близкую к характеристикам реальных устройств, в частности, электрических машин переменного тока.

Начальный участок ВАХ катушки без зазора $U(I_\mu)$ почти вертикален, т.к. L_μ на несколько порядков превосходит L_δ , и ток I_μ по сравнению с током I_δ исчезающе мал. По мере увеличения напряжения материал сердечника насыщается, его индуктивность уменьшается (см. рис. 5.8), а ток намагничивания I_μ возрастает. С увеличением напряжения возрастает также ток I_δ , однако индуктивность зазора не меняется, поэтому зависимость $U(I_\delta)$ линейная.

Суммарный ток, потребляемый катушкой, можно разделить на составляющие, если определить индуктивное сопротивление воздушного зазора $X_\delta = dU_\delta / dI_\delta$, т.е. тангенс угла наклона ВАХ $U(I_\delta)$. Учитывая, что на на-

чальном участке ВАХ $I_\mu \approx 0$, dU_δ/dI_δ можно определить по конечным приращениям ВАХ вблизи нулевой точки $dU_\delta/dI_\delta \approx \Delta U_0/\Delta I_0$ (рис. 5.10).

Для произвольной точки a на рабочем участке ВАХ ток катушки равен

$$I_a = I_\delta + I_{\mu a} = U_a \frac{\Delta I_0}{\Delta U_0} + I_{\mu a}. \quad (5.9)$$

Отсюда можно вычислить ток намагничивания сердечника

$$I_{\mu a} = I_a - I_\delta = I_a - U_a \frac{\Delta I_0}{\Delta U_0}. \quad (5.10)$$

Он зависит только от напряжения питания катушки и графически равен отрезку ab на рис. 5.10.

Вольт-амперная характеристика катушки позволяет вычислить т.н. коэффициент насыщения магнитной цепи

$$k_\mu = \frac{I_a}{I_\delta} = I_a \frac{\Delta U_0}{U_a \Delta I_0} > 1,0, \quad (5.11)$$

показывающий насколько сердечник близок к состоянию насыщения, т.е. показывающий степень использования материала сердечника. В современном электрооборудовании его величина находится в пределах 1,2–1,7.

По мере увеличения рабочего напряжения коэффициент насыщения увеличивается, но при этом растут также потери в сердечнике и потери в обмотке, возбуждающей магнитное поле, т.к. растёт ток намагничивания. Поэтому величина коэффициента насыщения является компромиссом между нагрузкой магнитной цепи и затратами энергии на создание в ней рабочего режима.

5.3.3. Электромагнит

Следует заметить, что устройства с конструктивной схемой рис. 5.9, a используются не только как регуляторы тока, но также как тяговые электромагниты. В этом случае воздушный зазор может достигать очень больших размеров, и если в таком положении якорь магнита будет остановлен на длительное время, то от слишком большого тока обмотка катушки «сгорит». Поэтому на переменном токе якорь электромагнита в длительном режиме должен быть полностью притянут к сердечнику.

Однако здесь возникает другое опасное явление. Так как магнитная индукция в зазоре изменяется по синусоидальному закону с частотой питающей сети, то сила тяги электромагнита пульсирует с двойной частотой, снижаясь до нулевого значения дважды за период –

$$F = \frac{B_{\max}^2 \sin^2 \omega t}{2\mu_0} S = B_{\max}^2 \frac{1 - \cos(2\omega t)}{4\mu_0} S.$$

Вследствие инерционности движущихся масс пульсации силы тяги практически не влияют на работу магнита в отведённом положении якоря. Но в притянutom положении магнит «гудит» от соударения якоря и сердечника, что приводит к разбиванию контактирующих поверхностей.

Для устранения этого явления в контактной поверхности сердечника делают паз и в него устанавливают медный короткозамкнутый виток (рис. 5.11, а и б). В результате магнитный поток, проходящий через виток, наводит в нём ЭДС, под действием которой в витке возникает электрический ток. Этот ток возбуждает магнитное поле, смещающее фазу магнитного потока внутри витка на некоторый угол.

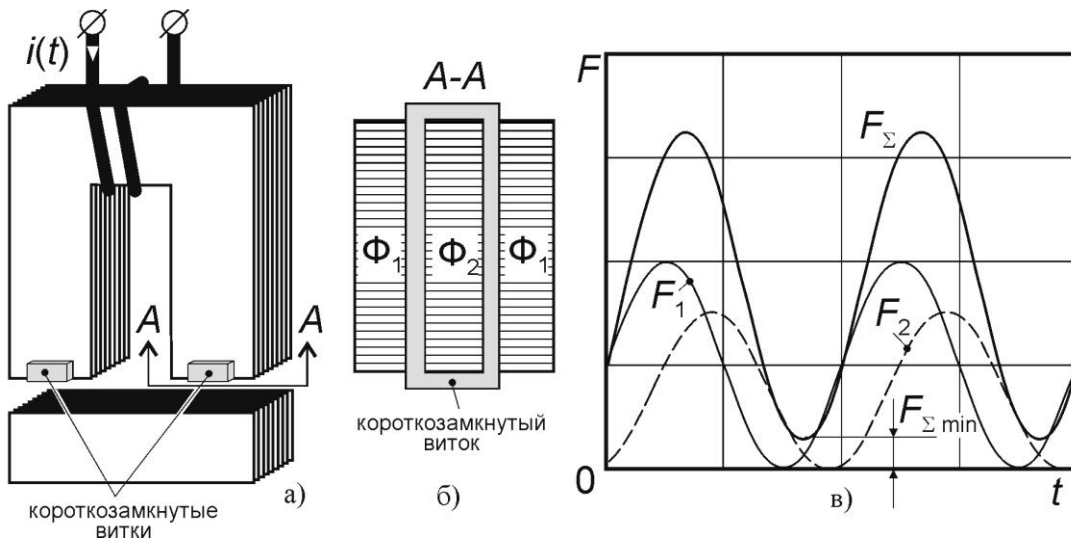


Рис. 5.11

Таким образом, силу тяги магнита можно разделить на две части: F_1 и F_2 . Одну часть силы создаёт магнитный поток Φ_1 , проходящий снаружи витка, а вторую – поток Φ_2 , замыкающийся через виток (рис. 5.11, б). Вследствие фазового смещения магнитных потоков относительно друг друга пульсации сил F_1 и F_2 также смещены по фазе (рис. 5.11, в), а минимальное значение их суммы $F_{\Sigma \min} > 0$ и достаточно для удержания якоря в притянутом положении.

Вопросы для самопроверки

1. Что такое статическая (дифференциальная) индуктивность?
2. Что представляет собой схема замещения электрической цепи катушки с ферромагнитным сердечником и переменным воздушным зазором?
3. Поясните, как можно регулировать ток в цепи катушки перемещением ярма её магнитопровода?
4. Что такое коэффициент насыщения магнитной цепи и как его можно вычислить из экспериментальных данных?
5. Что влияет на величину коэффициента насыщения магнитной цепи?
6. Почему якорь электромагнита переменного тока в длительном режиме должен быть полностью притянут к сердечнику?
7. Что вызывает «гудение» электромагнита с притянутым якорем?

8. Как устраняют «гудение» электромагнита?

5.4. Явление феррорезонанса

Резонанс в электрических цепях, содержащих катушку с сердечником, называется феррорезонансом. Нелинейность индуктивности катушки приводит к возникновению явлений, ненаблюдаемых при резонансе в линейных электрических цепях. Причём чем больше нелинейность, тем более ярко выражены эти явления. Поэтому в устройствах, принцип действия которых основан на явлении феррорезонанса, используют катушки с замкнутым магнитопроводом, т.е. без воздушного зазора, т.к. в этом случае при прочих равных условиях величина индукции будет максимальной.

Феррорезонанс напряжений. Этот вид резонанса наблюдается при последовательном включении конденсатора и катушки с ферромагнитным сердечником. Пренебрегая потерями в обмотке и в сердечнике, мы получим схему замещения, приведённую на рис. 5.12, а.

На рис. 5.12, б приведены ВАХ линейного ёмкостного элемента $U_C(I)$ и нелинейного индуктивного элемента $U_L(I)$. Так как напряжения на ёмкостном и индуктивном элементах находятся в противофазе, то ВАХ резонансного контура $U(I)$ получается вычитанием ординат $U(I) = |U_L(I) - U_C(I)|$. Режим резонанса наступает при токе I_p , соответствующем точке а пересечения ВАХ элементов цепи. При этом падение напряжения на входе цепи будет равно нулю. До точки резонанса входное сопротивление цепи имеет индуктивный характер, а после этой точки фазовый сдвиг скачком меняется на 180° , и цепь приобретает ёмкостный характер.

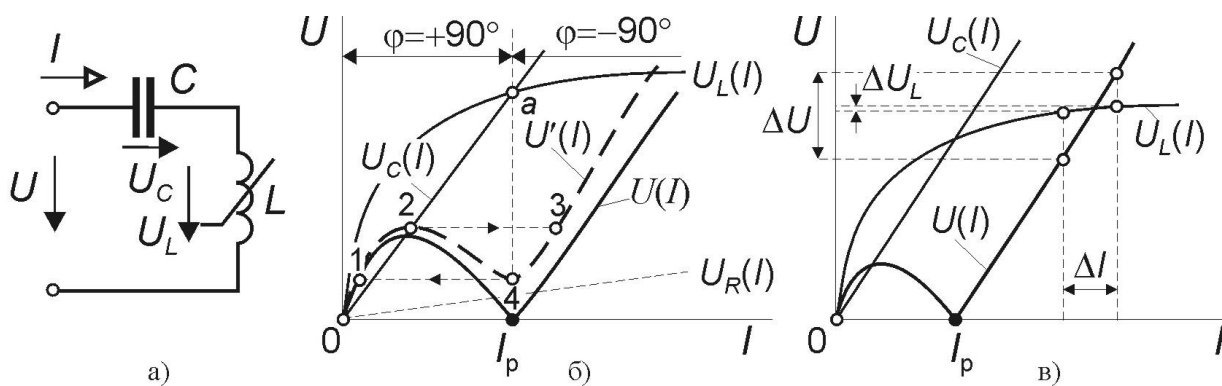


Рис. 5.12

В действительности обмотка катушки обладает активным сопротивлением. Поэтому кривая ВАХ будет иметь несколько иной вид $U'(I)$, но сохранит при этом характерные участки. Главной её особенностью является наличие участка с отрицательным дифференциальным сопротивлением. Это неустойчивый участок ВАХ, и рабочая точка не может на нём находиться. При плавном увеличении входного напряжения от нуля до точки 2, соответствующей границе участка $dU/dI < 0$, ток будет плавно увеличиваться, но в точке 2

малейшие колебания напряжения приведут к тому, что рабочая точка цепи скачкообразно переместится в положение 3. При этом резко возрастёт входной ток, и скачкообразно изменится фазовый сдвиг между током и напряжением на входе цепи от $+90^\circ$ до -90° . Дальнейшее увеличение входного напряжения будет сопровождаться плавным увеличением тока с сохранением его ёмкостного характера.

Если после выхода на участок ВАХ, находящийся за точкой 3, начать плавное снижение входного напряжения, то можно сместить рабочую точку в положение минимума 4. Однако и здесь при малейшей нестабильности напряжения произойдёт скачкообразный переход в точку 1, сопровождающийся резким падением величины тока и изменением его характера.

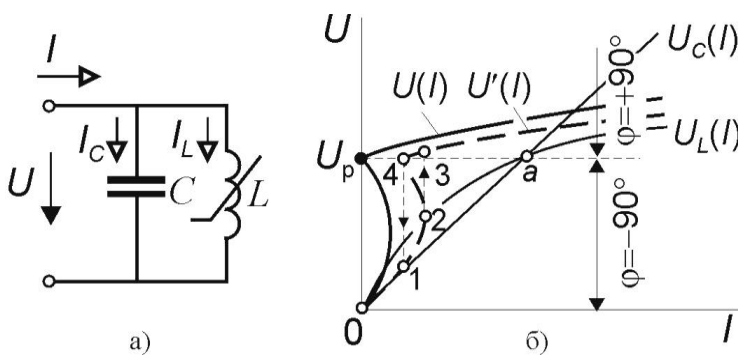


Рис. 5.13

Феррорезонанс токов.

При параллельном соединении катушки с сердечником и конденсатора в контуре наблюдается резонанс токов (рис. 5.13, а).

Здесь аналогичные процессы происходят при питании цепи от источника тока. При плавном увеличении входного тока напряжение

возрастает до точки 2, ограничивающей неустойчивый участок, а затем скачкообразно возрастает до точки 3 с одновременным изменением фазы на 180° . При последующем снижении тока до точки 4 напряжение плавно уменьшается, а затем переходит в точку 1, скачком меняя амплитуду и фазу.

Участок ВАХ выше точки 4 при определённом выборе параметров контура обладает малым дифференциальным сопротивлением. Это свойство характеристики параллельного резонансного контура используется в устройствах стабилизации переменного напряжения, называемых *феррорезонансными стабилизаторами*.

На рис. 5.14, а показана схема замещения такого стабилизатора. Она состоит из последовательного соединения линейного индуктивного элемента L_1 и параллельного феррорезонансного контура CL_2 . Нагрузка стабилизатора подключается параллельно резонансному контуру.

Пренебрегая потерями в цепи, построим ВАХ резонансного контура $U_2(I)$. Так как индуктивный элемент L_1 и резонансный контур соединены последовательно, то ВАХ цепи для входного напряжения и тока $U_1(I)$ получается суммированием ординат точек линейной ВАХ $U_{L_1}(I)$ и ВАХ параллельного контура $U_2(I)$.

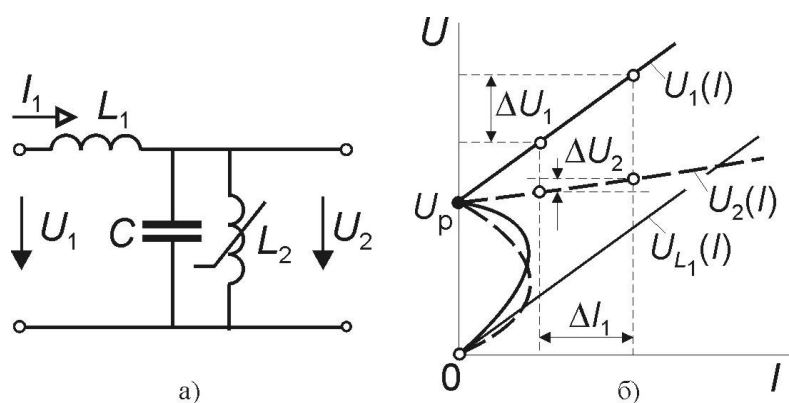


Рис. 5.14

ΔU_2 . Однако за счёт того, что дифференциальное сопротивление характеристики $U_2(I)$ значительно меньше, чем характеристики $U_1(I)$, величина ΔU_2 будет существенно меньше, чем ΔU_1 , и в цепи возникнет эффект стабилизации напряжения нагрузки.

Эффект стабилизации напряжения можно получить также при подключении нагрузки параллельно катушке последовательного резонансного контура, если катушка обладает малым дифференциальным сопротивлением в области насыщения. При токах, превышающих резонансное значение I_p (рис. 5.12, в), значительное изменение входного напряжения ΔU будет приводить к существенно меньшим изменениям напряжения на катушке ΔU_L .

Как известно из теории линейных электрических цепей, режим резонанса можно создать путём изменения частоты источника питания, индуктивности катушки или ёмкости конденсатора. При постоянной частоте источника возможности ограничиваются изменением индуктивности или ёмкости так, чтобы в результате настройки выполнялось условие равенства реактивных сопротивлений или проводимостей.

В случае феррорезонанса этот режим возникает при изменении напряжения или тока контура, что явно отличает его от линейной цепи. Однако это отличие только внешнее, т.к. при изменении напряжения или тока изменяется индуктивность катушки, т.е. напряжение или ток в данном случае являются управляющими воздействиями, аналогичными по результату изменению индуктивности вручную, например, с помощью магазина. Поэтому условием феррорезонанса также является равенство реактивных сопротивлений или проводимостей катушки и конденсатора.

Вопросы для самопроверки

1. Что такое феррорезонанс?
2. Как и почему изменяется ток и характер реактивного сопротивления последовательного контура при изменении напряжения питания?

3. Как и почему изменяется напряжение и характер реактивного сопротивления параллельного контура при изменении входного тока?
4. Что такое феррорезонансный стабилизатор напряжения и как он работает?

Литература

1. Электротехника: учебник для вузов/А.С. Касаткин, М.В. Немцов. – 10-е (9-е) изд., стер.– М.: Издательский центр «Академия», 2007 (2005) . – 544 с.
2. Электротехника и электроника: Учеб. пособие для студ. высш. учеб. заведений/М.А. Жаворонков, А.В. Кузин. – М.: Издательский центр «Академия», 2005. – 400 с.
3. Электротехника/Б.А. Волынский, Е.Н. Зейн, В.Е. Шатерников: Учеб. пособие для вузов. – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 528 с.
4. Общая электротехника: Учеб. пособие для вузов/Под ред. А.Т. Блажкина. – Л.: Энергоатомиздат, 1986. – 592 с.
5. Прянишников В.А. Электротехника и ТОО в примерах и задачах: Практическое пособие / В.А. Прянишников, Е.А. Петров, Ю.М. Осипов – СПб.: Корона принт, 2001. – 336 с., ил.
6. Усольцев А.А. Общая электротехника/Учебное пособие. СПб: НИУ ИТМО, 2013, – 305 с.
7. Колосов С.П., Сидоров Ю.А. Нелинейные двухполюсники и четырёхполюсники: Учеб. пособие для студ. вузов. – М.: Высш. шк., 1981.

Введение.....	3
1. Элементы электрооборудования и их характеристики	4
1.1. Проводники, полупроводники и диэлектрики	4
1.1.1. Проводники	4
1.1.2. Диэлектрики	5
1.1.3. Полупроводники	5
1.1.3.1. Собственная проводимость	5
1.1.3.2. Примесная проводимость	6
1.1.3.3. Влияние температуры на проводимость	7
1.2. Физические явления на границе двух сред	9
1.2.1. Металл–металл.....	9
1.2.2. Металл–газ (вакуум).....	11
1.2.3. Металл–жидкость	12
1.2.4. Металл–диэлектрик и диэлектрик–диэлектрик.....	12
1.2.5. Металл–полупроводник	13
1.2.6. Полупроводник–полупроводник.....	15
1.2.6.1. <i>p–n</i> переход.....	15
1.2.6.2. Вольт–амперная характеристика диода	17
1.3. Резисторы.....	18
1.3.1. Терморезисторы	20
1.3.2. Фоторезисторы	21
1.3.3. Варисторы.....	22
1.3.4. Магниторезисторы.....	22
1.3.5. Тензорезисторы	23
1.4. Конденсаторы	25
1.4.1. Вариконды и варикапы.....	26
1.4.2. Конденсаторный микрофон	27
1.5. Диоды	28
1.5.1. Стабисторы и стабилитроны.....	28
1.5.2. Фотодиоды, фотоэлементы и светодиоды.....	30
1.5.3. Туннельные диоды.....	32
1.5.4. Магнитодиоды.....	32
1.6. Транзисторы	34
1.6.1. Биполярные транзисторы	34
1.6.2. Полевые транзисторы.....	36
1.6.3. Фототранзисторы	38
1.7. Тиристоры.....	39
1.7.1. Динисторы	39
1.7.2. Тринисторы.....	40
1.7.3. Фототиристоры	41
1.8. Оптроны	42
2. Нелинейные электрические цепи постоянного тока	43

2.1. Нелинейные резистивные элементы	43
2.1.1. Вольт-амперные характеристики нелинейных резистивных элементов	43
2.1.2. Упрощение и линеаризация вольт-амперных характеристик	46
2.2. Анализ цепей с нелинейными двухполюсниками	49
2.2.1. Последовательное соединение нелинейных резисторов	49
2.2.2. Параллельное и смешанное соединение нелинейных резисторов	51
2.2.3. Методы эквивалентного генератора и нагрузочной характеристики	52
3. Магнитные цепи с постоянной магнитодвижущей силой.....	58
3.1. Основные понятия и законы магнитных цепей	59
3.1.1. Магнитное поле	59
3.1.2. Электромагнитная индукция	59
3.1.3. Закон полного тока	63
3.1.4. Магнитная цепь. Законы Ома и Кирхгофа	64
3.1.5. Энергия магнитного поля.....	65
3.1.6. Ферромагнетики	67
3.1.7. Характеристики ферромагнетиков.....	69
3.2. Анализ магнитных цепей	72
3.2.1. Неразветвлённая цепь.....	72
3.2.2. Цепь с постоянным магнитом.....	75
3.2.3. Разветвлённая магнитная цепь	76
3.2.4. Сила тяги электромагнита.....	78
3.2.5. Электродинамические силы и эффект Холла	80
4. Нелинейные электрические цепи переменного тока	82
4.1. Нелинейные резистивные двухполюсники	82
4.1.1. Двухполюсники с симметричной вольтамперной характеристикой	82
4.1.2. Двухполюсники с несимметричной вольтамперной характеристикой	84
4.2. Нелинейные резистивные трёхполюсники.....	87
4.2.1. Транзистор в активном режиме	87
4.2.2. Транзистор в ключевом режиме	88
4.2.3. Тиристорный ключ.....	89
5. Катушка с магнитопроводом в цепи переменного тока	92
5.1. Электромагнитные процессы в сердечнике	92
5.1.1. Потери от гистерезиса	92
5.1.2. Потери от вихревых токов	95
5.2. Векторная диаграмма и схема замещения.....	97
5.3. Упрощённый анализ электромагнитных процессов.....	99

5.3.1. Вебер-амперная характеристика	99
5.3.2. Катушка с воздушным зазором	101
5.3.3. Электромагнит.... ..	103
5.4. Явление феррорезонанса	105
Литература	108

Миссия университета – генерация передовых знаний, внедрение инновационных разработок и подготовка элитных кадров, способных действовать в условиях быстро меняющегося мира и обеспечивать опережающее развитие науки, технологий и других областей для содействия решению актуальных задач.

КАФЕДРА ЭЛЕКТРОТЕХНИКИ И ПРЕЦИЗИОННЫХ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ СИСТЕМ

В 1930 году техникум точной механики и оптики был реорганизован в учебный комбинат, состоящий из института, техникума и ФЗУ в системе Всесоюзного объединения оптико-механической промышленности.

В те годы электротехническую подготовку в нашем институте проводили кафедры «Электротехники» и «Электроизмерительных приборов». Кафедрой «Электротехники» руководил проф. Салтыков Л.Н., а кафедрой «Электроизмерительных приборов» проф. Шишелов Л.П.

С сентября 1933 года исполнять обязанности заведующего кафедрой «Электротехники» нашего института начинает Рукавишников Н. Н., а с ноября 1937 года, на заведование кафедрой назначается Солодовников А. А., известный специалист в области электротехники, электроизмерительных приборов и оборудования.

Во время войны при эвакуации ЛИТМО в г. Черепаново кафедрой руководил доц., к.т.н. Березниковский С. Ф.; штатное расписание кафедры в те годы насчитывало всего 4 человека.

После возвращения ЛИТМО из эвакуации в 1944 году кафедрой заведует Березниковский С.Ф., которого 25 января 1945 года освобождают от обязанностей заведующего кафедрой «Общей и специальной электротехники» и назначают заведующим этой кафедрой профессора Зилитенкевича С.И.

В послевоенные годы в целом по стране и в Ленинграде ощущался дефицит опытных преподавателей высшей школы и руководство институтом пригласило в качестве заведующего кафедрой «Общей и специальной электротехники» известного ученого, педагога и методиста Пиотровского Л. М. Большинство учебников по электрическим машинам в ту пору было написано Пиотровским Л.М. лично или в соавторстве с другими видными учеными.

В 1948 году на базе кафедры «Общей и специальной электротехники» образуются кафедры: «Общей электротехники и электрических машин» зав.каф.доц. Березниковский С.Ф., «Теоретических основ электротехники»

зав. каф. проф. Слепян Л.Б. и «Электроизмерительных приборов» исполняющий обязанности зав. каф. проф. Слепян Л.Б.

В 1951 году кафедры «Электротехники» и «ТОЭ» объединяют в единую кафедру «Электротехники и ТОЭ» под руководством доц. Березниковского С.Ф. в составе Радиотехнического факультета.

В 1956 году на радиотехническом факультете вновь образуются две кафедры – «ТОЭ» зав. каф. доц. Сочнев А.Я. и «Электрических машин» зав. каф. доц. Березниковский С.Ф.

В июле 1958 года доц. Сочнева А.Я. освобождают от обязанностей зав. каф. «ТОЭ», а доц. Фунтова Н.М. назначают в.и.о. зав. каф. и избирают по конкурсу на должность заведующего в 1960 году.

В 1961 году в ЛИТМО на должность заведующего кафедрой «Электрических машин» приглашают профессора Сахарова А.П.

В 1965 году на должность заведующего кафедрой «Электрических машин» избирается доц., к.т.н. Глазенко Т.А.

В 1968 году кафедры «ТОЭ» и «Электрических машин» объединяются в единую кафедру «Электротехники» под руководством заслуженного деятеля науки и техники Российской Федерации, почетного члена Электротехнической академии России проф. Глазенко Т.А., которая двадцать пять лет возглавляла кафедру. Она являлась видным, творчески активным ученым, автором более 200 научных работ.

В 1990 году на должность заведующего кафедрой избирается профессор, д.т.н. Герман - Галкин С.Г.

В 1996 году кафедра «Электротехники» была переименована в кафедру «Электротехники и прецизионных электромеханических систем».

С 1991 года кафедрой руководит доцент, кандидат технических наук, Томасов Валентин Сергеевич.

С 1992 по 2005годы на кафедре работал заслуженный деятель науки и техники Российской Федерации, действительный член Международной Энергетической академии, профессор, д.т.н., Сабинин Ю.А..

Сегодня на кафедре работают: профессор, проф. Вакуленко С.А.; доценты: Абдуллин А.А., Борисов П.В., Горшков К.С., Ильина А.Г., Ловлин С.Ю., Лукичев Д.В., Никитина М.В., Поляков Н.А., Субботин Д.А., Толмачев В.А., Томасов В.С., Усольцев А.А.; ст. преподаватель: Денисов К.М.; ассистенты: Демидова Г.Л., Кононова М.Е., Цветкова М.Х., тьюторы Гурьянов В.А., Махин И.Е.

На кафедре реализуются многочисленные опытно-конструкторские проекты по созданию электроприводов прецизионных следящих систем наведения телескопов траекторных измерений. Кафедра электротехники и прецизионных электромеханических систем Университета ИТМО, является головным предприятием Российского космического агентства в части исследования, проектирования, изготовления и ввода в эксплуатацию электросиловых приводов на базе высокоэффективных п/п преобразователей и компью-

терных систем управления для квантово-оптических систем нового поколения. Разработанные электропривода используются в составе высокоточных оптико-электронных и лазерных комплексов для космической навигации и геодезии (система «Глонасс»), обзора и контроля космического пространства, полигонных испытаний и сертификации ракетного вооружения, а также контроля испытаний стратегических ракет, предусмотренного международными договорами в области ограничения стратегических вооружений.

На кафедре работает аспирантура и ведётся большая научно-исследовательская работа в том числе в созданной международной научной лаборатории «Силовая электроника и автоматизированный электропривод» (руководители: Валентин Сергеевич Томасов, доцент, кандидат технических наук, Рышард Стжелецки, профессор, Dr. habil. технических наук).

Основные направления исследований:

- Разработка алгоритмов прецизионного управления оптическими телескопами в том числе на инфранизких скоростях в условиях переменных внешних воздействий с учетом упругости механизмов и нелинейного характера сил сопротивления движению;
- Разработка и создание специального программно-математического обеспечения, реализующего современные алгоритмы управления, а также создание автоматизированных систем дистанционного управления электроприводами;
- Разработка методов идентификации сложных механических объектов, быстрого прототипирования прецизионных электромеханических систем, управляющих ими;
- Разработка и создание специализированных высокопроизводительных микропроцессорных систем многоконтурного управления электроприводами;
- Разработка и создание блоков силовой электроники для управления моментными электродвигателями в том числе энергоэффективных полупроводниковых преобразователей с возможностью двустороннего обмена энергией;
- Разработка устройств бесконтактной передачи энергии.

Усольцев Александр Анатольевич

Нелинейные электрические и магнитные цепи

Учебное пособие

В авторской редакции

Редакционно-издательский отдел Университета ИТМО

Зав. редакционно-издательским отделом

Н.Ф. Гусарова

Подписано к печати 3.05.2018

Заказ № 4154

Тираж 20 экз.

Отпечатано на ризографе.

Редакционно-издательский отдел
Университета ИТМО
197101, Санкт-Петербург, Кронверкский пр., 49