Министерство науки и высшего образования Российской Федерации

ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ РОССИЙСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ГИДРОМЕТЕОРОЛОГИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ

В.А. Большаков, Т.В. Векшина

ЭЛЕКТРОТЕХНИКА И ЭЛЕКТРОНИКА В ГИДРОМЕТЕОРОЛОГИИ

ЧАСТЬ І. ЦЕПИ И ПРИБОРЫ

Учебное пособие

Направления подготовки 05.03.05 «Прикладная гидрометеорология» 05.03.04 «Гидрометеорология»

Курс II-III

Санкт-Петербург РГГМУ 2019 УДК 621.3 ББК 32.85я73 Б79

Рецензент: Ю.В. Сентябрев, канд. техн. наук, доцент, декан факультета электротехники и автоматики СПб ГЭТУ «ЛЭТИ»

Утверждено на заседании кафедры морских информационных систем. Протокол № 5 от 15.05.2019 г.

Рекомендовано к печати учебно-методической комиссией Института информационных систем и геотехнологий. Протокол № 5 от 15.05.2019 г.

Большаков В.А., Векшина Т.В.

Б79 Электротехника и электроника в гидрометеорологии. Часть І. Цепи и приборы: учебное пособие. Направления подготовки: 05.03.05 «Прикладная гидрометеорология»; 05.03.04 «Гидрометеорология». Курс II–III. – СПб.: РГГМУ, 2019. – 210 с.

В пособии изложен материал, изучаемый в разделах дисциплины «Электротехника и электроника», студентами гидрометеорологических специальностей высших учебных заведений. В первой части пособия рассмотрены элементы, законы и методы анализа электрических и магнитных цепей и электронные приборы. Приводятся теоретические сведения и примеры решения задач по разделам курса. Пособие предназначено в помощь студентам очной и заочной форм обучения.

> УДК 621.3 ББК 32.85я73

- © Большаков В.А., 2019
- © Векшина Т.В., 2019
- © Российский государственный гидрометеорологический университет (РГГМУ), 2019

Введение

Электротехника и электроника — важнейшие области современной науки и техники, связанные с изучением физических явлений, разработкой и использованием устройств, основанных на протекании электрического тока в твердых, жидких и газообразных средах и взаимодействии его с силовыми полями окружающей среды. Электротехнические и электронные устройства применяются во всех отраслях хозяйства. Без них невозможно представить себе производственную и бытовую сферы жизнедеятельности человека, развитие науки и информатизации современного общества.

Развитие электротехники началось в 18 веке. На протяжении 18 и 19 столетий был сделан ряд крупных научных открытий и изобретений, ставших фундаментом современных знаний в области электромагнетизма. Эти открытия связаны с именами таких гениальных ученых – основателей электрофизики, как Ш. Кулон (*Charles-Augustin de Coulomb*), А. Ампер (*André-Marie Ampère*), А. Вольта (*Alessandro Giuseppe Antonio Anastasio Gerolamo Umberto Volta*), М. Фарадей (*Michael Faraday*), Д. Генри (*Joseph Henry*), Г. Эрстед (*Hans Christian Ørsted*), именами которых названы единицы измерения физических величин; Г. Кирхгофа (*Gustav Robert Kirchhoff*), сформулировавшего правила теоретического расчета электрических цепей; Д. Максвелла (*James Clerk Maxwell*), создавшего теорию электромагнитного поля.

Большой вклад внесли и выдающиеся российские ученые: Э.Х. Ленц (*Heinrich Friedrich Emil Lenz*), обосновавший теоретически существование электромагнитных волн; изобретатель первого электродвигателя постоянного тока Б.С. Якоби; В.В. Петров, открывший электрическую дугу, примененную затем Н.Н. Яблочковым для освещения, а позднее Н.Н. Бернардосом и Н.Г. Славяновым для сварки и резания металлов; А.Н. Лодыгин, создавший первую в мире лампу накаливания; М.О. Доливо-Добровольский, создавший трехфазную электрическую машину переменного тока и разработавший такие элементы электрических цепей переменного тока, как трансформаторы, измерительные приборы и пусковые реостаты; А.Г. Столетов, создавший первый фотоэлемент; изобретатель радио А.С. Попов.

В начале 20 века появились электронные лампы и полупроводниковые диоды, была сконструирована электронно-лучевая трубка. Началось бурное развитие электроники и радиотехники. В 1948 г. американские ученые Д. Бардин (John Bardeen), У. Браттейн (Walter Houser Brattain) изобрели германиевый транзистор, а следующим этапом стало появление в 1960-х годах интегральных микросхем, обеспечившее новый качественный скачок в развитии электроники, определяющий ее современный уровень. В России развитие теории полупроводников и полупроводниковой техники связано с именами выдающихся советских ученых А.Ф. Иоффе, Я.И. Френкеля, Д.Н. Наследова, Ж.И. Алферова.

Быстрое развитие электроники способствовало созданию эффективных систем электросвязи и радиосвязи, промышленной автоматики, радиолокации и радионавигации. В 1931 г. эмигрировавший из России в США В.К. Зворыкин изобрел телевидение. В 1964 г. российские ученые А.М. Прохоров и Н.Г. Басов стали лауреатами Нобелевской премии за изобретение лазера. В 1932 г. В.А. Котельников сформулировал теорему отсчетов, на выводах которой основана работа современных систем дискретной передачи информации.

Дальнейшие перспективы электротехники и электроники связаны с созданием и применением новых материалов, внедрением нанотехнологий и наноэлектроники, развитием научной базы электротехники и электроники.

Эти перспективы имеют непосредственное отношение и к гидрометеорологии. В современной метеорологии, гидрологии и океанологии широко применяются информационно-измерительные устройства и системы, обеспечивающие автоматический сбор, передачу, хранение, обработку и отображение гидрометеорологической информации, основанные на использовании средств электротехники, автоматики, электроники и вычислительной техники.

1. Теория электрических и магнитных цепей

1.1. Основные понятия и определения теории электрических цепей

Электрической цепью называется совокупность элементов, соединенных проводниками, предназначенная для передачи электрической энергии от источников энергии (генераторов) к приемникам энергии (нагрузке). Для организации соединений в электрической цепи элементы имеют выводы, которые называются полюсами (зажимами).

Источники электрической энергии называют активными элементами. К ним относятся источники электропитания и источники сигналов — электрических процессов, несущих информацию. Приемники электроэнергии (нагрузка) — это пассивные элементы. Они не вырабатывают электрическую энергию, а рассеивают ее или запасают в электрическом или магнитном поле. Нагрузку, рассеивающую электрическом или магнитном поле — реактивной, а запасающую ее в электрическом или магнитном поле — реактивной. Количественные характеристики элементов электрических цепей называются их параметрами.

Для описания процессов в электрических цепях используются понятия электрического тока и напряжения. Электрический ток *i* — это направленное перемещение электрических зарядов под действием сил электрического поля. Величина электрического тока определяется количеством электричества (зарядом), переносимым в едини-

цу времени через поперечное сечение проводника $i = \frac{dq}{dt}$. Ток

измеряется в амперах (А). В системе СИ величина электрического заряда измеряется в кулонах, а время — в секундах. При токе один ампер через поперечное сечение проводника в секунду проходит заряд равный одному кулону. Часто употребляются кратные и дольные единицы измерения тока, получаемые путем умножения тока в амперах на 10^n , где n — целое положительное или отрицательное число: миллиампер (1 мА = 10^{-3} А), микроампер (1 мкА = 10^{-6} А), килоампер (1 кА = 10^3 А) и т.д.

Электрическое поле, создаваемое источником энергии, действуя на электрические заряды, поддерживает ток в участках цепи. В каждой точке оно характеризуется потенциалом φ , который определяется работой по перемещению единичного заряда из этой точки за пределы поля в точку с потенциалом равным нулю. Напряжение u — это разность потенциалов между точками электрической цепи $u = \varphi_1 - \varphi_2$.

В источнике электроэнергии электрические заряды разделяются сторонними силами, и за счет этого создается электродвижущая сила (ЭДС) *е*, которая равна разности потенциалов между зажимами источника при разомкнутой цепи (напряжению холостого хода). Величины электрического потенциала, напряжения и ЭДС измеряются в вольтах (В). Дольные и кратные единицы измерения напряжения — милливольт (1 мВ = 10⁻³ В), киловольт (1 кВ = 10³ В) и т.д.

При переносе заряда *q* между двумя точками электрической цепи с разностью потенциалов *и* расходуется энергия $w = q \cdot u$. Энергия измеряется в джоулях (Дж). Дольные и кратные единицы измерения: миллиджоуль (1 мДж = 10^{-3} Дж), микроджоуль (1 мКДж = 10^{-6} Дж), килоджоуль (1 кДж = 10^{3} Дж) и т.д. Скорость изменения

энергии в электрической цепи $p = \frac{dw}{dt} = u \frac{dq}{dt} = u \cdot i$ называется мгно-

венной мощностью. Мощность в активной нагрузке, измеряется в ваттах (Вт). Дольные и кратные единицы измерения мощности: милливатт (1 мВт = 10^{-3} Вт), микроватт (1 мкВт = 10^{-6} Вт), киловатт (1 кВт = 10^{3} Вт), мегаватт (1 МВт = 10^{6} Вт) и т.д.

По виду зависимости тока и напряжения от времени u(t), i(t) электрические цепи делятся на цепи постоянного тока, в которых токи и напряжения не зависят от времени (рис. 1.1-*a*) и цепи переменного тока (рис. 1.1- δ), в которых токи и напряжения меняются во времени.

Для цепей постоянного тока принято обозначать ток, напряжение, ЭДС, энергию, и мощность прописными буквами: *I*, *U*, *E*, *W*, *P*, а для цепей переменного тока — строчными: *i*, *u*, *e*, *w*, *p*, указывающими их мгновенные значения.

По виду зависимости между током и напряжением (вольт-амперной характеристики — BAX) различают линейные (рис. 1.2-*a*) и нелинейные (рис. 1.2-*б*) электрические цепи. Для линейных цепей эта зависимость линейна, а для нелинейных — нет.



Рис. 1.1. Напряжение и ток в цепях постоянного и переменного токов: a) цепь постоянного тока; δ) цепь переменного тока



Рис. 1.2. Зависимости i(u) в линейных и нелинейных электрических цепях: a) ВАХ линейной цепи; δ) ВАХ нелинейной цепи

По соотношению между длиной проводника l и длиной волны $\lambda = c/f$, где c — скорость света в вакууме, а f — частота повторения гармонических колебаний тока и напряжения, цепи переменного тока делятся на цепи с сосредоточенными параметрами, в которых $\lambda \gg l$ и цепи с распределенными параметрами, в которых $\lambda \gg l$ и цепи с распределенными параметрами, в которых $\lambda u l$ соизмеримы или $\lambda < l$. В цепях с распределенными параметрами пораметрами токи и напряжения — функции не только времени, но и расстояния от источника. В отличие от цепей с сосредоточенными параметрами проводники в цепях с распределенными параметрами не идеальны, а обладают, как и элементы, параметрами, распределенными непрерывно по длине проводника.

Расчет электрических цепей базируется на теории анализа линейных электрических цепей с сосредоточенными параметрами, в которой используются унифицированные модели пассивных и активных элементов.

Моделью активной нагрузки служит резистор — двухполюсный элемент, который рассеивает электрическую энергию, преобразуя ее в тепловую. Условное графическое и буквенное обозначения резистора:

Количественно, резистор характеризуется параметром, называемым электрическим сопротивлением. Сопротивление резистора равно отношению напряжения на нем к протекающему через него

току $R = \frac{u_R(t)}{i_R(t)}$ — закон Ома. Единица измерения сопротивления ре-

зистора — Ом (1 Ом = 1 Вольт / 1 Ампер). Дольные и кратные

единицы измерения: милиом (1 мОм = 10⁻³ Ом), килоом (1 кОм = 10³ Ом), мегаом (1 МОм = 10⁶ Ом) и т.д. Мгновенная мощность, рассеиваемая резистором $p_R(t) = u_R(t) \cdot i_R(t) = \frac{u_R^2(t)}{R} = i_R^2(t) \cdot R$. Энергия, рассеиваемая на резисторе за время $\Delta t = t_2 - t_1$:

$$W = \int_{t_1}^{t_2} p_R(t) dt$$

Величина обратная сопротивлению $G = \frac{1}{R}$, называется прово-

димостью. Проводимость измеряется в сименсах (1 См = 1 / 1 Ом).

В качестве модели реактивной нагрузки, запасающей энергию в электрическом поле, в теории линейных электрических цепей используется конденсатор. Это тоже двухполюсный элемент. Условное графическое и буквенное обозначения конденсатора:

Конденсатор характеризуется количественно электрической емкостью, которая равна отношению величины заряда конденсатора к напряжению на нем $C = \frac{q_c(t)}{u_c(t)}$ Емкость измеряется в Фарадах

(1 Фарада = 1 Кулон / 1 Вольт). Чаще используются более мелкие, дольные единицы емкости: микрофарада (1 мк $\Phi = 10^{-6} \Phi$), нанофарада (1 н $\Phi = 10^{-9} \Phi$) и пикофарада (1 п $\Phi = 10^{-12} \Phi$). Ток, протека-

ющий через конденсатор, равен: $i_c(t) = \frac{dq_c}{dt} = C \cdot \frac{du_c(t)}{dt}$, а напряже-

ние на конденсаторе — $u_c(t) = u_c(0) + \frac{1}{C} \int_0^t i_c(\tau) d\tau$, где $u_c(0)$ — на-

чальное значение напряжения на конденсаторе.

Мгновенная мощность в конденсаторе:

$$p_c(t) = i_c(t) \cdot u_c(t) = C \cdot u_c(t) \cdot \frac{du_c(t)}{dt}.$$

Энергия, запасенная в конденсаторе к моменту времени *t*, определяется выражением:

$$W_{c}(t) = \int_{-\infty}^{t} p_{c}(\tau) d\tau = C \int_{0}^{u_{c}} u_{c}(t) du_{c}(t) = 0, 5 \cdot C \cdot u_{c}^{2}.$$

Моделью реактивной нагрузки, запасающей энергию в магнитном поле, применяемой в теории электрических цепей, служит катушка индуктивности. Условное графическое и буквенное обозначения катушки индуктивности:

Катушка индуктивности количественно характеризуется индуктивностью, которая равна отношению величины потокосцепления к току, протекающему через катушку индуктивности $L = \frac{\Psi_L(t)}{i_L(t)}$. В этом выражении для индуктивности потокосцепление равно $\Psi_L(t) = w \cdot \Phi_L(t)$, где w — количество витков катушки индуктивности, сти, $\Phi_L(t)$ — магнитный поток, пронизывающий витки катушки. Индуктивность измеряется в Генри (1 Генри = 1 Вебер / 1 Ампер). Более мелкие дольные единицы измерения индуктивности, которые обычно используются на практике: миллигенри (1 мГн = 10⁻³ Гн) и микрогенри (1 мКГн = 10⁻⁶ Гн). Напряжение на катушке индуктивности:

$$u_L(t) = \frac{d\Psi_L}{dt} = L \cdot \frac{di_L}{dt}$$
, а ток, протекающий через катушку, — $i_L(t) = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{t} \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{t} \frac{di_L}{dt}$, а ток, протекающий через катушку, — $i_L(t) = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{t} \frac{di_L}{dt}$

 $=i_L(0)+\frac{1}{L}\int_0^{t}u_L(\tau)d\tau$, где $i_L(0)$ — начальное значение тока в катушке.

Мгновенная мощность в катушке индуктивности:

$$p_L(t) = i_L(t) \cdot u_L(t) = L \cdot i_L(t) \cdot \frac{di_L(t)}{dt}.$$

Энергия, запасенная в катушке индуктивности в момент времени *t*:

$$W_{L}(t) = \int_{-\infty}^{t} p_{L}(\tau) d\tau = L \int_{0}^{i_{L}} j_{L}(t) di_{L}(t) = 0, 5 \cdot L \cdot i_{L}^{2}.$$

В качестве активных элементов — источников энергии в теории линейных электрических цепей используют модели генератора напряжения и генератора тока.



Рис. 1.3. Схемы моделей активных элементов: *а)* генератор напряжения; *б)* генератор тока

Генератор напряжения (рис. 1.3-*a*) состоит из идеального источника (генератора) ЭДС e(t), напряжение на зажимах которого не зависит от величины протекающего через него тока, и внутреннего сопротивления Z_i , которое учитывает потери внутри генератора и, в общем случае, включает в себя и резистивную, и индуктивную, и емкостную составляющие. В состав генератора тока (рис. 1.3- δ) входят идеальный источник (генератор) тока i(t), ток которого не зависит от напряжения на его зажимах, и внутренняя проводимость Y_i , учитывающая потери внутри источника и, в общем случае, также включающая в себя и резистивную, и индуктивную, и емкостную составляющие.

Электрические цепи принято изображать в виде электрических схем. Для цепи с сосредоточенными параметрами ее схема представляет собой графическую модель, на которой представлены идеализированные элементы, соединенные идеальными, не имеющими сопротивления, проводниками.

Любой замкнутый путь по схеме электрической цепи в одном направлении, называется контуром. Если такой путь один, то цепь называется простой или одноконтурной, а если их несколько, то сложной или разветвленной.

Разветвленная электрическая цепь состоит из узлов и ветвей. Узел — это место схемы, где соединяются не менее трех проводников. Узлы обозначаются точками. Так как на схемах цепей с сосредоточенными параметрами проводники считаются идеальными, то узловым точкам на одном проводнике соответствует один узел. Участок цепи, расположенный между двумя узлами, называется ветвью.



Рис. 1.4. Простая одноконтурная (а) и сложная разветвленная (б) электрические цепи

Одноконтурная цепь изображена на рис. 1.4-а. Она содержит генератор напряжения с идеальным источником ЭДС e(t), внутреннее сопротивление Z_i и сопротивление нагрузки Z_H , объединенные проводниками в контур, по которому течет ток *i*. На рис. 1.4-б приведена схема разветвленной цепи, содержащая два узла, три ветви и три контура, из которых два независимые, имеющие ветви, которыми они отличаются от других контуров, называемые главными ветвями. Ток i_1 , создаваемый источником, разветвляется на два тока i_2 и i_2 , которые текут в ветвях сопротивлений Z_1 и Z_2 .

Стрелка источника ЭДС (e(t)) указывает направление тока во внешней по отношению к источнику цепи (для цепей переменного тока, в которых полярность напряжения меняется, оно указывается условно). Принято считать, что ток в цепи, внешней по отношению к источнику, течет от положительного полюса источника (+) к отрицательному (-).

Для токов и напряжений в электрических цепях справедливы два закона Кирхгофа, на основе которых составляются системы уравнений для расчета цепей.

По первому закону Кирхгофа алгебраическая сумма токов в узле равна нулю. В уравнениях по первому закону втекающие в узел токи пишутся со знаком плюс, а вытекающие — со знаком минус.

По второму закону Кирхгофа алгебраическая сумма падений напряжения на элементах замкнутого контура равна алгебраической сумме ЭДС в этом контуре. Для составления уравнений по второму

11

закону сначала выбирается направление обхода контура, которое обычно совпадает с направлением тока главной ветви.

При составлении уравнения падения напряжения на пассивных элементах и ЭДС источников, в которых направление тока совпадает с направлением обхода контура, записываются со знаком плюс, а в которых оно противоположно направлению обхода — со знаком минус.

На схеме (рис. 1.4-*a*) по второму закону Кирхгофа: $u_{Z_{\rm H}} + u_{Z_i} = e(t)$.

На схеме (рис. 1.4-б) по первому закону Кирхгофа: $i_1 = i_2 + i_3$.

По второму закону: $U_{Z_2} + U_{Z_1} = e(t); U_{Z_3} - U_{Z_2} = 0.$

На схемах цепей можно часто встретить символы: 🖵 и 🔔.

Первый символ обозначает заземление (электрическое соединение с металлическим контуром, вкопанным в землю), а второй условную точку нулевого потенциала, относительно которой определяются потенциалы остальных точек схемы. Заземляются обычно металлические корпуса приборов, чтобы обеспечить безопасность работы с ними. Использование символа нулевого потенциала (общего провода) позволяет сократить количество проводников в схемах электрических цепей и указывать на этих схемах потенциалы контрольных точек.

1.2. Линейные электрические цепи с сосредоточенными параметрами

1.2.1. Пассивные и активные элементы

В линейных электрических цепях постоянного тока катушка индуктивности превращается в проводник, так как падение напряжения на ней равно нулю $\left(u_L(t) = L \cdot \frac{dI_L}{dt} = 0\right)$, а конденсатор превращается в разрыв, так как ток через него равен нулю $\left(i_c(t) = C \cdot \frac{dU_c(t)}{dt} = 0\right)$. Поэтому в качестве моделей пассивных

элементов в электрических цепях постоянного тока могут использоваться только резисторы.

Активные элементы имеют вид, приведенный на рис. 1.5.



Рис. 1.5. Модели источников электроэнергии для цепей постоянного тока: *а*) генератор постоянного напряжения; *б*) генератор постоянного тока

Эти схемы однозначно пересчитываются одна в другую $\left(I = \frac{E}{R_i}, G_i = \frac{1}{R_i}\right)$. То, какой моделью источника пользоваться, зави-

сит от условий задачи.

Напряжение на резисторе и протекающий через него ток в электрических цепях постоянного тока связаны зависимостью $U = I \cdot R$, которая называется законом Ома для участка цепи.

В линейных электрических цепях переменного тока синусоидальной (гармонической) формы могут использоваться все три вида нагрузки: активная (R), индуктивная (L) и емкостная (C), а модели активных элементов имеют вид, приведенный на рис. 1.3. Форма тока i(t), напряжения u(t) и ЭДС e(t) показана на рис. 1.6.

Представленные на рис. 1.6 функциональные зависимости тока $i(t) = I_m \sin(\omega t + \alpha_i)$, напряжения $u(t) = U_m \sin(\omega t + \alpha_u)$ и ЭДС $e(t) = E_m \sin(\omega t + \alpha_e)$, характеризуются каждая тремя параметрами: амплитудами — I_m , U_m , E_m ; начальными фазами, относительно условного начала отсчета времени (или угла) — α_i , α_u , α_e , и периодом повторения — T.

Амплитуда колебания — это мгновенное максимальное значение колебания, которое можно наблюдать, например, на экране осциллографа, а приборы для измерения тока и напряжения показывают действующие значения этих величин. Действующее значение переменного синусоидального тока равно такой величине постоянного тока, при которой резистор за период переменного тока рассеивает одинаковую энергию под воздействием постоянного и переменного



Рис. 1.6. Синусоидальные зависимости тока напряжения и ЭДС

тока $I^2 \cdot R \cdot T = \int_0^T i^2(t) \cdot R \cdot dt$. Получаемое в результате интегрирования действующее значение переменного тока равно $I = \frac{I_m}{\sqrt{2}}$. Аналогично из равенства $\frac{U^2}{R} \cdot T = \int_0^T \frac{u^2(t)}{R} \cdot dt$ следует, что действующее значение переменного синусоидального напряжения равно $U = \frac{U_m}{\sqrt{2}}$

и действующее значение ЭДС равно $E = \frac{Em}{\sqrt{2}}$.

Период повторения *T* измеряется в секундах (с) или в дольных единицах — миллисекундах (1 мс = 10^{-3} с), микросекундах (1 мкс = 10^{-6} с) и т.д. Величина, обратная периоду повторения гармонического процесса $f = \frac{1}{T}$, называется частотой повторения. Она измеряется в герцах (1 Гц = 1 / 1 с), килогерцах (1 кГц = 10^3 Гц), мегагерцах (1 МГц = 10^6 Гц) и т.д. Еще одна величина $\omega = \frac{2\pi}{T} = 2\pi f$, которая называется угловой частотой, определяет скорость измене-

которая называется угловой частотой, определяет скорость изменения фазы колебания и измеряется в радианах в секунду (рад/сек). В цепях переменного синусоидального тока $(i(t) = I_m \sin(\omega t + \alpha_i))$ зависимости между токами, протекающими через пассивные элементы и напряжениями на них имеют соответствующий вид. 1) Для резистора:

 $R \rightarrow i(t)$

$$u_R(t)$$

$$u_{R}(t) = R \cdot i(t) = R \cdot U_{m} \cdot \sin(\omega t + \alpha_{i}) = U_{Rm} \cdot \sin(\omega t + \alpha_{uR})$$

Амплитуда напряжения на резисторе в *R* раз больше амплитуды тока, а начальные фазы тока и напряжения совпадают.

2) Для конденсатора:

$$\overset{C}{\rightarrow} \overset{i(t)}{\rightarrow}$$

 $u_{C}(t)$

$$U_{C} = \frac{1}{C} \int i(t)dt = \frac{1}{\omega C} I_{m} \sin\left(\omega t + \alpha_{i} - \frac{\pi}{2}\right) = X_{C} \cdot I_{m} \sin\left(\omega t + \alpha_{i} - \frac{\pi}{2}\right) =$$
$$= U_{Cm} \sin\left(\omega t + \alpha_{uC}\right)$$

Амплитуда напряжения на конденсаторе в X_c раз больше амплитуды тока, и оно отстает от тока по фазе на 90°. Величина $X_c = \frac{1}{\omega C}$ имеет размерность сопротивления — это реактивное со-

противление конденсатора, измеряемое в омах.

3) Для катушки индуктивности:

$$L \qquad i(t)$$

$$u_{L}(t) = L \frac{di}{dt} = \omega L I_{m} \sin\left(\omega t + \alpha_{i} + \frac{\pi}{2}\right) = X_{L} I_{m} \sin\left(\omega t + \alpha_{i} + \frac{\pi}{2}\right) =$$

$$= U_{Lm} \sin\left(\omega t + \alpha_{uL}\right)$$

Амплитуда напряжения на катушке индуктивности в X_L раз больше амплитуды тока, и оно опережает ток по фазе на 90°. Величина $X_L = \omega L$, представляет собой реактивное сопротивление ка-

тушки индуктивности и измеряется в омах.

Приведенные соотношения, связывающие напряжение на пассивных элементах R, L, C и ток в форме мгновенных значений, невозможно использовать для расчета электрических цепей.

Но так как частота во всех участках цепи одинакова, можно перейти к векторной и комплексной (символической) формам представления синусоидальных токов и напряжений.

Учитывая только амплитуды и начальные фазы тока и напряжений на резисторе, катушке индуктивности и конденсаторе, можно изобразить их на векторной диаграмме (рис. 1.7).

Метод анализа электрических цепей, основанный на представлении токов и напряжений в векторной форме, называется методом векторных диаграмм. Он удобен, когда нужна наглядная иллюстрация амплитудных и фазовых соотношений токов и напряжений цепи. Но проведение численного анализа цепей в такой форме невозможно.

Для численного анализа электрических цепей при гармонических воздействиях используется комплексная (символическая) форма представления токов, напряжений и сопротивлений цепи.

Это представление основано на том, что вектор на плоскости можно описать комплексным числом, модуль которого равен длине вектора, а аргумент — его угловому положению относительно положительного направления горизонтальной оси.

Например, для векторной диаграммы, приведенной на рис. 1.7, соответствующая комплексная амплитуда тока в показательной форме записи комплексного числа имеет вид $I_m = I_m \cdot e^{j\alpha_i}$. Используя тождество Эйлера $e^{j\alpha_i} = \cos \alpha_i + j \sin \alpha_i$, можно записать ком-

плексную амплитуду тока в алгебраической форме: $I_m = I_m \cos \alpha_i + I_m \cos \alpha_i$

+
$$jI_m \sin \alpha_i = a_i + jb_i$$
 где $I_m = \sqrt{a^2 + b^2}$, а $\alpha_i = \arg tg\left(\frac{b}{a}\right)$. Аналогично

можно записать:

$$\underbrace{U_{Rm}}_{=} = U_{Rm} e^{j\alpha_{uR}} = U_{Rm} \cos \alpha_{uR} + jU_{Rm} \sin \alpha_{uR} = a_{uR} + jb_{uR} = \underline{I_m} \cdot R = \underline{I_m} \cdot \underline{Z_R};$$

$$\underline{U}_{Lm} = U_{Lm}e^{j\alpha_{uL}} = U_{Lm}\cos\alpha_{uL} + jU_{Lm}\sin\alpha_{uL} = a_{uL} + jb_{uL} = \underline{I}_{\underline{m}} \cdot X_L \cdot e^{j\frac{\alpha}{2}} =$$

$$= \underline{I}_{\underline{m}} \cdot jX_L = \underline{I}_{\underline{m}} \cdot \underline{Z}_L;$$

$$\underline{U}_{\underline{Cm}} = U_{\underline{Cm}}e^{j\alpha_{uC}} = U_{\underline{Cm}}\cos\alpha_{uC} + jU_{\underline{Cm}}\sin\alpha_{uC} = a_{uC} + jb_{uC} =$$

$$= \underline{I}_{\underline{m}} \cdot X_C \cdot e^{-j\frac{\alpha}{2}} = \underline{I}_{\underline{m}} \cdot (-jX_C) = \underline{I}_{\underline{m}} \cdot \underline{Z}_C.$$

Эти формулы описывают закон Ома для электрической цепи переменного тока.

Метод анализа электрических цепей, основанный на использовании комплексной формы представления токов и напряжений, называется методом комплексных амплитуд.

Для цепи, приведенной на рис. 1.8-a, которая состоит из последовательно соединенных резистора, катушки индуктивности и конденсатора, векторная диаграмма тока и напряжений имеет вид, показанный на (рис. $1.8-\delta$).



Рис. 1.7. Векторная диаграмма тока и напряжений на элементах R, L и C



Рис. 1.8. Схема электрической цепи (а) и ее векторная диаграмма (б)



Рис. 1.9. Треугольник сопротивлений

Комплексная амплитуда входного напряжения:

Поделив все векторы наряжения диаграммы рис. 1.8-б на I_m , получим, в соответствии с законом Ома, треугольник сопротивлений (рис. 1.9), где $Z = \sqrt{R^2 + X^2}$ — модуль полного сопротивления цепи, $\varphi = \arg tg\left(\frac{X}{R}\right)$ — фазовый сдвиг между током и входным на-

пряжением.

На схемах активных элементов (рис. 1.3), при использовании метода комплексных амплитуд, следует заменить e(t) и Z_i на \underline{E} и \underline{Z}_i , а i(t) и Y_i на \underline{I} и \underline{Y}_i , где $\underline{Z}_i = R + jX$ и $\underline{Y}_i = G + jB$ — внутренние комплексные сопротивление и проводимость генераторов напряжения и тока. При этом на схемах этих генераторов $\underline{I} = \frac{\underline{E}}{\underline{Z}_i}$ и $\underline{Y}_i = \frac{1}{\underline{Z}_i}$,

т. е. они взаимно однозначно пересчитываются одна в другую, как и схемы источников постоянного тока.

1.2.2. Анализ линейных электрических цепей постоянного тока и синусоидального переменного тока

Анализ цепей на основе уравнений Кирхгофа

В задачах анализа электрических цепей структура цепи, элементы и их параметры заданы, а токи, напряжения, мощности для участков цепи требуется определить. Это можно сделать, составив систему уравнений Кирхгофа и решив ее относительно величин, которые вычисляются в задаче.

При этом, чтобы система уравнений была полной и не избыточной, количество уравнений в ней должно быть равно количеству ветвей (токов) $n = n_{\rm B}$ причем число уравнений по первому закону должно быть на единицу меньше общего числа узлов $n_1 = n_{\rm y} - 1$ (один узел зависимый), а число уравнений по второму закону должно быть равно количеству независимых контуров (главных ветвей) $n_2 = n_{\rm B} - n_{\rm y} + 1$.

В приведенной на рис. 1.10 схеме три ветви, два узла и два независимых контура. Следовательно, в системе уравнений Кирхгофа будут три уравнения, одно уравнение по первому закону и два по второму.

В комплексной форме, при выбранных направлениях обхода контуров, показанных на схеме круговыми стрелками, система уравнений Кирхгофа имеет вид:

$$\begin{cases} \underline{I_{m1}} - \underline{I_{m2}} - \underline{I_{m3}} = 0\\ \underline{I_{m1}} \cdot \underline{Z_1} + \underline{I_{m2}} \cdot \underline{Z_2} = \underline{E_m},\\ \underline{I_{m3}} \cdot \underline{Z_3} - \underline{I_{m2}} \cdot \underline{Z_2} = 0 \end{cases}$$

где Z_i — комплексные сопротивления элементов R, L, C или совокупностей этих элементов. Для такой же цепи постоянного тока токи, ЭДС и сопротивления на схеме и в уравнениях — вещественные величины: I_1, I_2, I_3, E, R .



Рис. 1.10. Схема электрической цепи с комплексными ЭДС и сопротивлениями ветвей

Количество уравнений в системе можно сократить и привести ее к каноническому для систем уравнений линейной алгебры виду, преобразуя таким образом, чтобы в ней были только уравнения для напряжений или токов.

В первом случае получается система уравнений контурных токов, а во втором — система уравнений узловых напряжений (узловых потенциалов). Количество уравнений в системе уравнений контурных токов равно количеству независимых контуров цепи (главных ветвей), а в системе уравнений узловых напряжений количеству независимых узлов (общее число узлов минус единица).

Для составления системы уравнений контурных токов (контурных уравнений) вводятся понятия контурного тока, контурного сопротивления и общего сопротивления смежных контуров. Контурным током называется условный ток, протекающий через все элементы контура и совпадающий по величине и направлению с током главной ветви. На рис. 1.10 — это токи $I_{m11} = I_{m1}$ и $I_{m22} = I_{m3}$.

Контурное сопротивление равно сумме всех сопротивлений контура. На рис. 1.10 — это сопротивления $\underline{Z}_{11} = \underline{Z}_1 + \underline{Z}_2$ и $\underline{Z}_{22} = \underline{Z}_2 + \underline{Z}_3$. Общее сопротивление у контуров на схеме (рис 1.10): $Z_{12} = Z_{21} = Z_2$.

Используя принятые обозначения, уравнения по второму закону Кирхгофа можно записать в виде:

$$\begin{cases} \underline{I_{m11}} \cdot \underline{Z_1} + \left(\underline{I_{m11}} - \underline{I_{m22}}\right) \cdot \underline{Z_2} = \underline{E_m} \\ \underline{I_{m22}} \cdot \underline{Z_3} - \left(\underline{I_{m11}} - \underline{I_{m22}}\right) \cdot \underline{Z_2} = 0 \end{cases}$$

или

$$\begin{cases} \underline{I_{m11}} \cdot \underline{Z_{11}} - \underline{I_{m22}} \cdot \underline{Z_{12}} = \underline{E_m} \\ -\underline{I_{m11}} \cdot \underline{Z_{21}} + \underline{I_{m22}} \cdot \underline{Z_{22}} = 0 \end{cases}$$

На основании полученного результата можно сформулировать правило составления уравнений контурных токов. Контурный ток умножается на контурное сопротивление и к полученному напряжению добавляется напряжение, создаваемое на общем сопротивлении контурным током смежного контура, со знаков плюс, если направления контурных токов в общем сопротивлении совпадают, и со знаком минус, если они направлены встречно. В общем случае, для сложной электрической цепи, содержащей *n* контуров, система уравнений контурных токов имеет вид:

$$\underbrace{ \begin{bmatrix} I_{m11} \cdot Z_{11} + I_{m22} \cdot Z_{12} + \dots + I_{mnn} \cdot Z_{1n} = E_{m11} \\ I_{m11} \cdot Z_{21} + I_{m22} \cdot Z_{22} + \dots + I_{mnn} \cdot Z_{2n} = E_{m22} \\ \vdots \\ I_{m11} \cdot Z_{n1} + I_{m22} \cdot Z_{n2} + \dots + I_{mnn} Z_{nn} = E_{mnn} \end{bmatrix}$$

где E_{mii} — контурная ЭДС, равная алгебраической сумме ЭДС контура. В эту сумму ЭДС, которые совпадают по направлению с контурным током, входят со знаком плюс, а имеющие противоположное направление — со знаком минус.

Системы уравнений узловых напряжений составляются для электрических цепей, состоящих из генераторов тока и элементов с параметрами проводимости. При этом один из узлов, обычно тот, в котором соединяется наибольшее количество ветвей, рассматривается как опорный (зависимый), имеющий условно нулевой потенциал (нулевой провод). Напряжения остальных (независимых) узлов относительно этого узла называются узловыми напряжениями (узловыми потенциалами). Сумма проводимостей ветвей, соединяющихся в узле называется узловой проводимостью, а проводимость между двумя узлами — общей.

Если преобразовать в схеме рис. 1.10 генератор напряжения в генератор тока и сопротивления в проводимости, то получится схема, изображенная на рис. 1.11, для которой можно написать уравнение узловых напряжений.

Узел "0" на схеме — опорный. Потенциал узла "1" относительно него равен U_{10} . Узловая проводимость точки "1": $Y_{11} = Y_1 + Y_2 + Y_3$. Уравнение для узлового напряжения: $U_{10} \cdot Y_{11} = I$.

На схеме (рис. 1.12) с двумя независимыми узлами: \underline{U}_{10} и \underline{U}_{20} — узловые напряжения; $\underline{Y}_{11} = \underline{Y}_1 + \underline{Y}_2$ и $\underline{Y}_{22} = \underline{Y}_3 + \underline{Y}_4 + \underline{Y}_2$ — узловые проводимости; $\underline{Y}_{12} = \underline{Y}_{21} = \underline{Y}_2$ — общая проводимость узлов "1" и "2".

Система уравнений узловых напряжений для схемы (рис. 1.12)

$$\begin{cases} \underbrace{U_{m10}}_{m10} \cdot \underline{Y_1} + \left(\underline{U_{m10}}_{m10} - \underline{U_{m20}}\right) \cdot \underline{Y_2} = \underline{I_m} \\ -\underline{U_{m20}}_{m20} \cdot \left(\underline{Y_3} + \underline{Y_4}\right) + \left(\underline{U_{m10}}_{m10} - \underline{U_{m20}}\right) \cdot \underline{Y_2} = 0 \end{cases}$$

21



Рис. 1.11. Схема с генератором тока и одним независимым узлом

ИЛИ

 $\begin{cases} \underbrace{U_{m10}}_{m10} \cdot \underbrace{Y_{11}}_{21} - \underbrace{U_{m20}}_{m20} \cdot \underbrace{Y_{12}}_{21} = \underline{I_m}\\ \underbrace{U_{m10}}_{m10} \cdot \underbrace{Y_{21}}_{21} - \underbrace{U_{m20}}_{m20} \cdot \underbrace{Y_{22}}_{22} = \mathbf{0} \end{cases}$

При составлении уравнений токи, втекающие в узел, имеют знак плюс, а вытекающие — минус. В общем случае, для схемы, содержащей *m* узлов, система уравнений узловых напряжений имеет вид:

$$\underbrace{\underbrace{U_{m10}}_{m10} \cdot \underbrace{Y_{11}}_{11} + \underbrace{U_{m20}}_{m20} \cdot \underbrace{Y_{12}}_{12} + \dots + \underbrace{U_{mn0}}_{mn0} \cdot \underbrace{Y_{1n}}_{1n} = I_{m11}}_{\underline{U_{m10}}} \cdot \underbrace{Y_{21}}_{21} + \underbrace{U_{m20}}_{22} \cdot \underbrace{Y_{22}}_{22} + \dots + \underbrace{U_{mn0}}_{mn0} \cdot \underbrace{Y_{2n}}_{2n} = I_{m22}}_{\underline{U_{m10}}} \cdot \underbrace{Y_{n1}}_{n1} + \underbrace{U_{m20}}_{20} \cdot \underbrace{Y_{n2}}_{n2} + \dots + \underbrace{U_{mn0}}_{mn0} \cdot \underbrace{Y_{nn}}_{nn} = I_{mnn}}$$

Ток <u>*I_{mii}*</u> называется узловым и равен алгебраической сумме токов источников в узле (втекающие токи прибавляются, а вытекающие вычитаются).

Метод эквивалентных преобразований (свертывания)

Метод основан на преобразовании схем электрических цепей. Существуют два вида типовых соединений элементов: последовательное и параллельное, при которых элементы схем и их параметры можно объединять.



Рис. 1.12. Схема с двумя независимыми узлами



Рис. 1.13. Последовательное соединение элементов

Последовательным называется такое соединение элементов цепи, при котором через них протекает одинаковый ток (рис. 1.13).

В соответствии со вторым законом Кирхгофа падение напряжения на этой группе элементов: $\underline{U}_m = \underline{I}_m \cdot \underline{Z}_1 + \underline{I}_m \cdot \underline{Z}_2 + \dots + \underline{I}_m \cdot \underline{Z}_n = \underline{I}_m \cdot \underline{Z}_1 + \underline{I}_m \cdot \underline{Z}_2 + \dots + \underline{I}_m \cdot \underline{Z}_n = \underline{I}_m \cdot \underline{Z}_1 = \underline{I}_m \cdot \underline{Z}_1 - \underline{I}_n$. Таким образом, на схеме цепи, последователь-

но соединенные элементы можно заменить одним элементом, со-противление которого равно сумме их сопротивлений.

Параллельным называется такое соединение элементов цепи, при котором к ним приложено одинаковое напряжение (рис. 1.14).

По первому закону Кирхгофа: $\underline{I_m} = \underline{U_m} \cdot \underline{Y_1} + \underline{U_m} \cdot \underline{Y_2} + \dots + \underline{U_m} \cdot \underline{Y_n} =$ = $\underline{U_m} \cdot \sum_{i=1}^{n} \underline{Y_i} = \underline{U_m} \cdot \underline{Y_{1-n}}$. Соединенные параллельно на схеме элементы

можно заменить одним элементом, проводимость которого равна сумме их проводимостей.



Рис. 1.14. Параллельное соединение элементов

В схеме, приведенной на рис. 1.15-*а*, сопротивления ветве
й $\underline{Z_2}$ и Z_3 параллельны.

Объединяя их, получим: $\underline{Z_{23}} = \frac{\underline{Z_2} \cdot \underline{Z_3}}{\underline{Z_2} + \underline{Z_3}}$, и схема преобразуется

к виду, изображенному на рис. 1.15-б.

На этой схеме элементы \underline{Z}_1 и \underline{Z}_{23} соединены последовательно и их можно объединить, складывая сопротивления $\underline{Z}_{123} = \underline{Z}_1 + \underline{Z}_{23}$.



Рис 1.15. Эквивалентные преобразования

Согласно закону Ома $I_{m1} = \frac{E_m}{Z_{123}}$, чтобы определить остальные токи,

нужно найти падение напряжения на разветвленном участке цепи \underline{Z}_{23} . Это напряжение равно $\underline{U}_{23} = \underline{I}_1 \cdot \underline{Z}_{23}$. Тогда $\underline{I}_2 = \frac{\underline{U}_{23}}{\underline{Z}_2}$ и $\underline{I}_3 = \frac{\underline{U}_{23}}{\underline{Z}_3}$.

Таким образом, при анализе электрических цепей методом эквивалентных преобразований сначала ее элементы поэтапно объединяются, пока не останется один контур, и вычисляется ток в этом контуре по закону Ома, а потом, в обратном порядке, на промежуточных схемах вычисляются падения напряжения на разветвленных участках цепи и токи в ветвях.

На схеме электрической цепи может не быть ни последовательных ни параллельных соединений. В таких случаях иногда можно получить схему с последовательными и параллельными соединениями, воспользовавшись вспомогательными преобразованиями звезды сопротивлений (рис. 1.16-a) в треугольник сопротивлений (рис. $1.16-\delta$) и наоборот.

Сопротивления этих соединений пересчитываются по формулам:



Рис. 1.16. Соединения сопротивлений звездой (а) и треугольником (б)

$$\underline{Z}_{\underline{B}} = \frac{\underline{Z}_{\underline{AB}} \cdot \underline{Z}_{\underline{BC}}}{\underline{Z}_{\underline{AB}} + \underline{Z}_{\underline{BC}} + \underline{Z}_{\underline{AC}}}, \quad \underline{Z}_{\underline{BC}} = \underline{Z}_{\underline{B}} + \underline{Z}_{\underline{C}} + \frac{\underline{Z}_{\underline{B}} \cdot \underline{Z}_{\underline{C}}}{Z_{\underline{A}}}, \\
\underline{Z}_{\underline{C}} = \frac{\underline{Z}_{\underline{AC}} \cdot \underline{Z}_{\underline{BC}}}{\underline{Z}_{\underline{AB}} + \underline{Z}_{\underline{BC}} + \underline{Z}_{\underline{AC}}}, \quad \underline{Z}_{\underline{AC}} = \underline{Z}_{\underline{A}} + \underline{Z}_{\underline{C}} + \frac{\underline{Z}_{\underline{A}} \cdot \underline{Z}_{\underline{C}}}{Z_{\underline{B}}}.$$

Например, такой подход можно применить к схеме с мостом сопротивлений, которая приведена на рис. 1.17-а.

На рис. 1.17-*а* элементы Z_3, Z_4, Z_6 образуют звезду сопротивлений. Преобразуя ее в треугольник сопротивлений Z_{34}, Z_{36}, Z_{46} , мы



Рис. 1.17. Мост сопротивлений и его преобразование

получаем схему (рис. 1.17- σ), которую можно привести к одноконтурной, объединяя элементы, и найти ток I_{m1} .

$$\begin{split} \underline{Z_{1-6}} &= \underline{Z_1} + \left(\frac{\underline{Z_2} \cdot \underline{Z_{34}}}{\underline{Z_2} + \underline{Z_{34}}} + \frac{\underline{Z_5} \cdot \underline{Z_{46}}}{\underline{Z_5} + \underline{Z_{46}}} \right) \cdot \underline{Z_{36}} \middle/ \left(\frac{\underline{Z_2} \cdot \underline{Z_{34}}}{\underline{Z_2} + \underline{Z_{34}}} + \frac{\underline{Z_5} \cdot \underline{Z_{46}}}{\underline{Z_5} + \underline{Z_{46}}} + \underline{Z_{36}} \right);\\ \underline{I_{m1}} &= \frac{\underline{E_m}}{\underline{Z_{1-6}}}. \end{split}$$

Напряжение на разветвленном участке цепи равно:

$$\underline{U_{\rm mp}} = \underline{E_{\rm m}} - \underline{I_{\rm m1}} \cdot \underline{Z_1}. \label{eq:mp_mp}$$

Зная его, можно вычислить токи I_{m2} , I_{m5} .

$$\underline{I_{m2}} = \frac{U_{mp}}{\frac{Z_2 \cdot Z_{34}}{Z_2 + Z_{34}} + \frac{Z_5 \cdot Z_{46}}{Z_5 + Z_{46}}} \cdot \frac{Z_{34}}{Z_2 + Z_{34}};$$

$$\underline{I_{m5}} = \frac{U_{mp}}{\frac{Z_2 \cdot Z_{34}}{Z_2 + Z_{34}} + \frac{Z_5 \cdot Z_{46}}{Z_5 + Z_{46}}} \cdot \frac{Z_{46}}{Z_5 + Z_{46}}.$$

По первому закону Кирхгофа:

$$\underline{I_{m3}} = \underline{I_{m1}} - \underline{I_{m2}}; \underline{I_{m6}} = \underline{I_{m1}} - \underline{I_{m5}}.$$

По второму закону Кирхгофа:

$$\underline{I_{m4}} = \frac{\underline{I_{m5}} \cdot \underline{Z_5} - \underline{I_{m6}} \cdot \underline{Z_6}}{\underline{Z_4}}.$$

Метод эквивалентного генератора

Метод позволяет определить ток через элемент электрической цепи или напряжение на элементе, заменяя остальную цепь, к которой подключен этот элемент, эквивалентным ей генератором напряжения (если вычисляется ток) или тока (если вычисляется напряжение). Эквивалентность здесь понимается в том смысле, что при такой замене, ток в нагрузке и напряжение на ней не должны меняться.

На рис. 1.18 приведены схемы эквивалентных генераторов напряжения (схема *a*) и тока (схема *б*) с элементами нагрузки.

Ток, протекающий через сопротивление нагрузки в цепи с эквивалентным генератором напряжения, и напряжение на нагрузке в схеме с эквивалентным генератором тока равны:

$$\underline{I_{\underline{m}\underline{H}}} = \frac{\underline{E_{\underline{m}\underline{3}}}}{\underline{Z_{\underline{3}}} + \underline{Z_{\underline{H}}}}; \quad \underline{U_{\underline{m}\underline{H}}} = \frac{\underline{I_{\underline{m}\underline{3}}}}{\underline{Y_{\underline{i}}} + \underline{Y_{\underline{H}}}}.$$

В формуле для расчета тока в нагрузке неизвестны ЭДС эквивалентного генератора напряжения и его внутренняя проводимость, а в формуле для расчета напряжения на нагрузке — ток источника эквивалентного генератора тока и его внутренняя проводимость.

В соответствии с условиями эквивалентности исходной электрической цепи и цепи, которой она заменяется, в методе эквивалентного генератора напряжения ЭДС этого генератора равна напряжению холостого хода на разомкнутых зажимах исходной цепи, к которым подключается сопротивление нагрузки, а внутреннее сопротивление отношению этого напряжения холостого хода к току короткого замыкания зажимов нагрузки.

Внутреннее сопротивление эквивалентного генератора напряжения можно также определить, как сопротивление исходной цепи со стороны зажимов, к которым подключается нагрузка, когда она отключена, и все источники из цепи удалены (ЭДС заменены проводниками, а источники тока — разрывами).

В методе эквивалентного генератора тока ток источника равен току короткого замыкания, протекающему в проводнике, если нагрузку заменить этим проводником. Внутренняя проводимость



Рис. 1.18. Эквивалентные генераторы напряжения (а) и тока (б)



Рис. 1.19. Метод эквивалентного генератора напряжения

равна отношению этого тока короткого замыкания к напряжению холостого хода между зажимами нагрузки, при ее отключении.

Внутреннюю проводимость эквивалентного генератора тока можно также найти, вычислив проводимость исходной цепи со стороны зажимов нагрузки, когда она отключена и в цепи удалены все источники (ЭДС заменены проводниками, а источники тока — разрывами).

Реализацию методов эквивалентного генератора напряжения и эквивалентного генератора тока можно наглядно продемонстрировать на примерах.

Если нужно найти методом эквивалентного генератора напряжения ток, протекающий в цепи (рис. 1.19-a) через сопротивление Z_3 , то сначала это сопротивление отключается от схемы, и в полученной схеме (рис. $1.19-\delta$) вычисляется напряжение холостого хода между оставшимися разомкнутыми зажимами А и В, равное ЭДС эквивалентного генератора:

$$\underline{U_{mAB}} = \underline{U_{mABxx}} = \underline{E_{m9}} = \underline{\underline{E_m}} \cdot \underline{\underline{Z_1}} \cdot \underline{\underline{Z_2}} \cdot \underline{\underline{Z_2}}.$$

Если замкнуть зажимы A и B проводником, то ток короткого замыкания в нем будет равен $I_{mABK3} = \frac{E_m}{Z_1}$. Тогда внутреннее сопро-

тивление эквивалентного генератора напряжения, по определению:

$$\underline{Z_3} = \frac{\underline{U_{mABxx}}}{\underline{I_{mABx3}}} = \frac{\underline{Z_1} \cdot \underline{Z_2}}{\underline{Z_1} + \underline{Z_2}}.$$

Такой же результат получается и в том случае, если заменить источник ЭДС $E_{\underline{m}}$ на схеме (рис. 1.19- δ) проводом и искать сопротивление со стороны зажимов А и В.

Чтобы найти напряжение U_{m4} на схеме (рис. 1.20-*a*) методом эквивалентного генератора тока нужно сначала заменить элемент Y_4 проводником и вычислить ток короткого замыкания в нем (рис. 1.20-*б*): $I_{mk3} = I_{m3} = \frac{I_m \cdot Y_2}{Y_1 + Y_2}$.

Напряжение холостого хода, на зажимах, к которым подключена нагрузка, после ее отключения (рис. 1.20-г) равно:

$$\underline{U_{mxx}} = \frac{\underline{I_m} \cdot \frac{\underline{Y_2} \cdot \underline{Y_3}}{\underline{Y_2} + \underline{Y_3}}}{\left(\underline{Y_1} + \frac{\underline{Y_2} \cdot \underline{Y_3}}{\underline{Y_2} + \underline{Y_3}}\right) \cdot \underline{Y_3}} = \frac{\underline{I_m} \cdot \underline{Y_2}}{\underline{Y_1} \cdot \underline{Y_2} + \underline{Y_1} \cdot \underline{Y_3} + \underline{Y_2} \cdot \underline{Y_3}}.$$

Внутренняя проводимость эквивалентного генератора равна:

$$\underline{Y_{3}} = \frac{I_{m\kappa_{3}}}{\underbrace{U_{mxx}}_{mxx}} = \frac{\underline{Y_{1} \cdot Y_{2}} + \underline{Y_{1} \cdot Y_{3}} + \underline{Y_{2} \cdot Y_{3}}}{\underbrace{Y_{1}} + \underbrace{Y_{2}}_{mxx}}$$

Такой же результат получается, если удалить источник I_m , и при отключенной нагрузке Z_4 определить сопротивление цепи со стороны зажимов, к которым подключается нагрузка (рис. 1.20-*в*):

$$\underline{Y_{3}} = \frac{\underline{Y_{1}} \cdot \underline{Y_{2}}}{\underline{Y_{1}} + \underline{Y_{2}}} + \underline{Y_{3}} = \frac{\underline{Y_{1}} \cdot \underline{Y_{2}} + \underline{Y_{1}} \cdot \underline{Y_{3}} + \underline{Y_{2}} \cdot \underline{Y_{3}}}{\underline{Y_{1}} + \underline{Y_{2}}}.$$

Метод наложения

Метод наложения основан на принципе суперпозиции (независимости действия). В соответствии с принципом суперпозиции ток в ветви линейной электрической цепи, содержащей несколько источников, равен алгебраической сумме токов, создаваемых в этой ветви каждым источником при удалении из цепи всех остальных источников (при удалении из цепи источники ЭДС заменяются проводниками, а источники тока — разрывами). Это можно проиллюстрировать на примере схемы, приведенной на рис. 1.21-*а*. Частичные схемы для нее с отдельными источниками будут выглядеть, как показано на рис. 1.21-*б* и 1.21-*в*.



Рис. 1.20. Метод эквивалентного генератора тока *а*) исходная схема; *б*) режим короткого замыкания; *в*) режим холостого хода; *г*) внутренняя проводимость эквивалентного генератора тока



Рис. 1.21. Метод наложения а) исходная схема; б) первая частичная схема; в) вторая частичная схема

С учетом направления токов на исходной схеме (рис. 1.21-а): $I_{m1} = I'_{m1} - I''_{m1}; \ I_{m2} = I'_{m2} + I''_{m2}; \ I_{m3} = I'_{m3} - I''_{m3}.$

Мощность и энергетические режимы

В цепи постоянного тока (рис. 1.22) мощность в нагрузке равна:

$$P_{\rm H} = U_{\rm H} \cdot I_{\rm H} = \frac{U_{\rm H}^2}{R_{\rm H}} = I_{\rm H}^2 \cdot R_{\rm H} = \left(\frac{E}{R_i + R_{\rm H}}\right)^2 \cdot R_{\rm H}, \text{ BT.}$$

Различают четыре вида энергетических режимов электрической цепи:

- режим холостого хода $(R_{_{\rm H}} = \infty);$ режим короткого замыкания $(R_{_{\rm H}} = 0);$



Рис. 1.22. Цепь постоянного тока

– номинальный режим ($R_{\rm H} = R_{\rm HOM}$ имеет паспортное, номинальное значение, обычно обеспечивающее максимальный коэффициент полезного действия электрической цепи);

– режим согласования источника с нагрузкой (мощность, отдаваемая источником в нагрузку максимальна $P_{\rm H} = P_{\rm HMARC}$). Это условие выполняется при $R_{\rm H} = R_i$ (когда $\frac{dP_{\rm H}}{dR_{\rm H}} = 0$). При этом $P_{\rm HMARC} = \frac{E^2}{4R_i}$

(рис. 1.23).

Цепь переменного синусоидального тока может сдержать и активную, и реактивную нагрузку.



Рис. 1.23. Зависимость мощности в нагрузке от сопротивления нагрузки



Рис. 1.24. Треугольники сопротивлений (а) и мощностей (б)

Умножив стороны треугольника сопротивлений (рис. 1.24-*a*) на квадрат действующего значения тока — *I*², получим треугольник мощностей (рис. 1.24-*б*).

В треугольнике мощностей: *S* — полная мощность, измеряется в вольтамперах (ВА); *P* — активная мощность (в активной нагрузке), измеряется в ваттах (Вт); *Q* — реактивная мощность (в реактивной нагрузке), измеряется в вальтамперах реактивных (ВАР).

В комплексной форме:

$$\underline{S} = \frac{\underline{U}_m \cdot \underline{I}_m^*}{2} = \underline{U} \cdot \underline{I} = UI \cos \varphi + jUI \sin \varphi = S \cos \varphi + jS \sin \varphi = P + jQ,$$
$$S = \sqrt{P^2 + Q^2}, \quad \varphi = \operatorname{arctg}\left(\frac{\underline{Q}}{\underline{P}}\right).$$

Условия энергетических режимов: холостого хода, короткого замыкания и номинального режима в цепях переменного тока такие же, как в цепях постоянного тока. Для установления согласованного режима нужно выполнить два условия: активные сопротивления нагрузки и генератора должны быть равными ($R_{\mu} = R_{i}$), а реактивные равными по величине и противоположними по знаку ($X_{\mu} = -X_{i}$).

В заключение, следует отметить, что в любой электрической цепи соблюдается условие баланса мощностей, т. е. сумма мощностей, потребляемых приемниками, равна сумме мощностей, отдаваемых источниками. Это выражение закона сохранения энергии, для электрической цепи.

Методы анализа линейных электрических цепей, лежат в основе практически всех расчетов проводимых при схемотехническом проектировании электротехнических и электронных устройств. При проектировании гидрометеорологических приборов и систем особую роль играет тщательный анализ электрических цепей измерительных преобразователей, который определяет точность и достоверность получаемых результатов.

1.2.3. Резонансные колебательные контуры

В электрических цепях на определенных частотах, называемых резонансными, могут резко возрастать токи и напряжения. В цепях, содержащих элементы сопротивления (R), индуктивности (L) и емкости (C), это происходит, когда реактивные сопротивления, имеющие разные знаки компенсируют друг друга и входное сопротивление цепи становится активным. Такими свойствами, в частности, обладают последовательный и параллельный резонансные контуры.

В последовательном контуре (рис. 1.25) элементы *R*, *L* и *C* соединены последовательно, и входное сопротивление контура равно:

 $\underline{Z_{\kappa}} = R + j(X_L - X_c),$ где $XL = \omega L$ и $X_C = \frac{1}{\omega C}.$ При резонансе $X_{Lp} = X_{Cp} = \rho$, где $\rho = \sqrt{\frac{L}{C}}$ — характеристиче-

ское сопротивление контура. Частота резонанса $\omega_{p} = \frac{1}{\sqrt{LC}}$. Входное сопротивление контура при резонансе $Z_{\kappa p} = Z_{\kappa p} = R$ активно. Входное напряжение при резонансе равно напряжению на резисторе $U_{m\kappa} = U_{Rmp}$.

Модуль амплитуды тока контура при резонансе максимален $\left|I_{m \kappa p}\right| = I_{m \kappa p} = I_{m \kappa m \kappa m \kappa c} = \frac{U_{m \kappa}}{R}$. Напряжение на реактивных элементах



Рис. 1.25. Последовательный колебательный контур

при резонансе $U_{Lmp} = U_{Cmp} = I_{mkp} \cdot \rho = U_{mk} \frac{\rho}{R} = U_{mk} \cdot Q$, где $Q = \frac{\rho}{R}$ —

добротность контура. У высокодобротных контуров сопротивление потерь (R) составляет единицы и доли Ом, а характеристическое сопротивление (ρ) — сотни и тысячи Ом, и, следовательно, добротность равна нескольким сотням или даже тысячам. Напряжение на конденсаторе и катушке индуктивности при резонансе во много раз больше входного напряжения, что необходимо учитывать при выборе этих элементов. Векторная диаграмма контура при резонансе (рис. 1.26) наглядно показывает, как компенсируются напряжения на реактивных элементах. Такой резонанс называется резонансом напряжений или последовательным резонансом.

Если частота входного напряжения не равна частоте резонанса и входное напряжение не зависит от тока контура ($U_{m\kappa} = E_{m\kappa}$), то:

$$I_{m\kappa} = \frac{U_{m\kappa}}{\sqrt{R^2 + X^2}} = \frac{U_{m\kappa}}{R\sqrt{1 + \xi^2}} = \frac{I_{m\kappa p}}{\sqrt{1 + \xi^2}},$$

где $\xi = \frac{X}{R}$ — обобщенная расстройка.

Это выражение для $I_{m\kappa}$ описывает амплитудно-частотную характеристику контура (резонансную кривую), показанную на рис. 1.27.

Колебательные контуры — это частотно-избирательные цепи, выделяющие сигналы в заданной полосе частот, называемой полосой пропускания. Полоса пропускания определяется на

уровне $\frac{I_{mkp}}{\sqrt{2}}$ амплитудно-частотной характери-



 U_{Lm}

стики последовательного контура $\Delta \omega = \frac{\omega_p}{Q}$.

В параллельном колебательном контуре элементы L и C находятся в параллельных ветвях (рис. 1.28).

Входное сопротивление параллельного контура:

Рис. 1.26. Резонанс напряжений

$$\underline{Z_{\kappa}} = \frac{\left(R_1 - jX_C\right) \cdot \left(R_2 + jX_L\right)}{R_1 + R_2 + j\left(X_L - X_C\right)}.$$


Рис. 1.27. Амплитудно-частотная характеристика последовательного контура



Рис. 1.28. Параллельный колебательный контур

В полосе пропускания контура сопротивления потерь $R_1 \ll X_C$ и $R_2 \ll X_L$, поэтому можно положить в числителе $R_1 = R_2 = 0$, а в знаменателе — $R_1 + R_2 = R$. Тогда при резонансе, когда $X_{Lp} = X_{Cp} = \rho$, входное сопротивление контура активно, равно $Z_{kp} = Z_{kp} = \frac{L}{C \cdot R} = \frac{\rho^2}{R} = \rho \cdot Q$ и составляет десятки и сотни тысяч Ом. Токи, протекающие при резонансе в индуктивной и емкостной ветвях контура $I_{Lmp} = I_{Cmp} = \frac{I_{m\kappa} \cdot Z_{\kappa p}}{\rho} = I_{m\kappa} \cdot Q.$

Ток в ветвях контура намного больше тока, протекающего в неразветвленной части цепи и это нужно учитывать при выборе элементов L и C. Векторная диаграмма напряжений и токов при резонансе имеет вид, показанный на рис. 1.29. Угол между векторами токов индуктивной и емкостной ветвей не равен 180°, потому что в знаменателе формулы входного сопротивления контура оставлено сопротивление потерь R.



Если частота входного напряжения не равна частоте резонанса и ток $I_{m\kappa}$ не зависит от напряжения $U_{m\kappa}$ на контуре ($I_{m\kappa} = I_m$), то модуль напряжения на контуре равен:

Рис. 1.29. Резонанс токов

$$U_{m \kappa} = \frac{I_{m \kappa} \cdot \rho^2}{\sqrt{R^2 + X^2}} = \frac{U_{m \kappa p}}{\sqrt{1 + \zeta^2}}.$$

Амплитудно-частотная характеристика выглядит так же, как для последовательного контура, но представляет собой зависимость напряжения от частоты (рис. 1.30).



Рис. 1.30. Амплитудно-частотная характеристика параллельного контура

Полоса пропускания контура равна отношению резонансной частоты к добротности контура: $\Delta \omega = \frac{\omega_p}{Q}, \quad Q = \frac{\rho}{R}.$

Резонансные контуры применяются в устройствах частотной селекции (фильтрах) для выделения информативной части электрических процессов (полезных сигналов) и подавления помех.

1.1.4. Трехфазные электрические цепи

Трехфазной называется электрическая цепь, содержащая три источника ЭДС, фазы которых отличаются на 120°. Трехфазные цепи широко применяются в электроэнергетике, благодаря их экономичности (меньшему количеству проводов, связывающих источники ЭДС с нагрузкой) и простоте реализации трехфазных электрических двигателей.

Трехфазное напряжение вырабатывается трехфазным электромашинным генератором, устройство которого показано на рис. 1.31.

На неподвижной части машины — статоре (1) по его окружности через 120° размещены три пары полюсов (2): А–Х, В–Ү и С–Z с обмотками, которые называют фазными обмотками или фазами. Фазы обозначаются буквами А, В, С. Подвижная вращающаяся чисть машины — ротор (3), представляет собой электромагнит. Концы обмотки (4) этого электромагнита ротора соединены с медными



Рис. 1.31. Трехфазный электромашинный генератор

кольцами на валу машины, на которые через контактные угольные щетки подается постоянное напряжение возбуждения. При вращении электромагнита ротора, силовые линии его магнитного поля пересекают обмотки статора и наводят в них три ЭДС, смещенные по фазе друг относительно друга на 120°.

$$e_{A}(t) = E_{mA} \sin(\omega t), e_{B}(t) = E_{mB} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right),$$
$$e_{C}(t) = E_{mC} \sin\left(\omega T + \frac{2\pi}{3}\right).$$

Векторная диаграмма напряжений имеет вид, показанный на рис. 1.32.

В трехфазных электрических цепях фазные обмотки генератора соединяются звездой или треугольником, образуя соответствующие системы трехфазного переменного тока.

В случае соединения фазных обмоток генератора звездой (рис. 1.33) их концы Х, Ү, Z соединяются в общей нейтральной точке, обозначаемой, как точка условного нулевого потенциала — «0». Начала фазных обмоток подключаются к линейным проводам, соединяющим генератор с нагрузкой. Обычно сопротивления нагрузки также включаются звездой. Нейтральные точки нагрузки и генератора при этом соединяются нулевым проводом, который, как правило, заземляется.

Напряжение между линейными проводами называется линейным U_{π} (на рисунке — это U_{AB} , U_{AC} , U_{BC}), а между началом и концом



Рис. 1.32. Векторная (*a*) и временная (б) диаграммы напряжений на выходе трехфазного генератора



Рис. 1. 33. Система трехфазного тока «Звезда»

фазной обмотки — фазным U_{ϕ} (U_A , U_C). Из векторной диаграммы (рис. 1.33) следует, что $U_{\pi} = \sqrt{3}U_{\phi}$ (например, при $U_{\phi} = 220$ B, $U_{\pi} = 380$ B). Линейный ток в схеме «Звезда» равен фазному ($I_{\pi} = I_{\phi}$). В схеме с нулевым проводом каждая нагрузка подключена к своей фазе, и ток в ней не зависит от тока других фаз, что позволяет работать системе с несимметричной нагрузкой.

При соединении фаз треугольником конец одной фазной обмотки генератора соединяется с началом другой и так для всех обмоток (рис. 1.34). Ветви нагрузки при этом обычно тоже соединяются треугольником.

В системе «Треугольник» при симметричной нагрузке линейное и фазное напряжения равны ($U_n = U_{\phi}$); линейный ток: $I_n = I_{\phi}\sqrt{3}$.



Рис. 1.34. Система трехфазного тока «Треугольник»

Мощность трехфазной электрической цепи равна сумме мощностей фаз:

$$\underline{S} = \underline{S_A} + \underline{S_B} + \underline{S_C}.$$

При симметричной нагрузке:

$$S = 3U_{\phi}I_{\phi} = \sqrt{3}U_{\pi}I_{\pi};$$

$$P = 3U_{\phi}I_{\phi}\cos\phi = \sqrt{3}U_{\pi}I_{\pi}\cos\phi;$$

$$Q = 3U_{\phi}I_{\phi}\sin\phi = \sqrt{3}U_{\pi}I_{\pi}\sin\phi.$$
MFHOBEHHAR MOЩHOCTE:
$$p(t) = u_{A}i_{A} + u_{B}i_{B} + u_{C}i_{C} = U_{m\phi}I_{m\phi}\cos\omega t\cos(\omega t - \phi) +$$

$$+U_{m\phi}I_{m\phi}\cos(\omega t - 120^{\circ})\cos(\omega t - \phi - 120^{\circ}) +$$

 $+U_{m\phi}I_{m\phi}\cos(\omega t+120^{\circ})\cos(\omega t-\varphi+120^{\circ})=3U_{\phi}I_{\phi}\cos\varphi=P=\text{const.}$

Таким образом, при симметричном режиме работы цепи мощность трехфазной цепи не зависит от времени и активна. Это постоянство мощности нагрузки создает благоприятные условия для работы трехфазного генератора.

1.3. Переходные процессы в линейных электрических цепях

Переходный процесс — это процесс, протекающий в электрической цепи при резком изменении внешних условий или внутреннего состояния цепи. Переходные процессы имеют в общем случае сложный вид, но в линейных цепях можно рассматривать их как наложение (суперпозицию) простых переходных процессов в элементарных цепях, в которых они описываются дифференциальными уравнениями первого и второго порядка. К таким цепям относятся *RC*, *RL* и *RLC*-цепи. Наибольший интерес представляют переходные процессы при ступенчатых (скачкообразных) воздействиях.

Переходные процессы в RC-цепях

Схема, в которой возникает переходный процесс в *RC* цепи, как реакция на ступенчатое воздействие, представлены на рис. 1.35.

e(t) = E — постоянная величина. В исходном состоянии ключ «К» подключает *RC*-цепь к контакту 1 и конденсатор разряжен. При переключении ключа «К» в положение 2 конденсатор начинает заряжаться, и в ветви *RC* течет ток i(t). Этот ток можно найти, решая уравнение Кирхгофа: $u_R + u_C = e(t)$ или

$$i \cdot R + \frac{1}{C} \int i dt = E$$
, откуда можно полу-

чить дифференциальное уравнение: $\frac{di}{dt} + \frac{1}{RC}i = 0.$ Решение этого дифференциаль-



Рис. 1.35. Переходный процесс в *RC*-цепи

ного уравнения для тока содержит только свободную составляющую, так как в установившемся режиме ток через конденсатор будет равен нулю.

$$i(t) = Ae^{pt}$$
, где $p = -\frac{1}{RC} = -\frac{1}{\tau_c}$ — решение характеристиче-

ского уравнения $p + \frac{1}{RC} = 0$. Постоянная интегрирования A опреде-

ляется начальными условиями. Так как до подключения ветви *RC* к источнику, конденсатор не имел начального запаса энергии и, по закону коммутации, напряжение на нем не может измениться скачком, то в момент времени t = 0 ток $i(0) = \frac{E}{R}$ и постоянная интегрирования равна $A = \frac{E}{R}$.

Таким образом, выражение переходного процесса для тока в цепи при ступенчатом воздействии имеет вид $i(t) = \frac{E}{R}e^{-\frac{t}{\tau_c}}$, где $\tau_c = RC$ — постоянная времени *RC*-цепи. Напряжение на резисторе $u_R(t) = i(t) \cdot R = Ee^{-\frac{t}{\tau_c}}$, а на конденсаторе

$$u_{C}(t) = E - u_{R}(t) = = \frac{1}{C} \int i(t)dt = E\left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_{C}}}\right)$$



Рис. 1.36. Временные диаграммы переходного процесса в RC цепи

Временные диаграммы тока и напряжений на элементах схемы приведены на рис. 1.36.

Переходные процессы, как следует из формул и графиков, описываются экспоненциальными зависимостями. Скорость изменения экспоненты зависит от величины постоянной времени цепи. При $t = \tau_c$ ток i(t) уменьшается в *e* раз по сравнению с его максимальным значением *E*/*R*. При малых постоянных времени τ_c , напряжение на резисторе близко к производной входного напряжения, а на конденсаторе при больших τ_c — к его интегралу. Поэтому соответствующие цепочки называются интегрирующей и дифференцирующей (рис. 1.37).

Переходные процессы в RL-цепях

Схема, иллюстрирующая условия возникновения переходного процесса при воздействии скачка напряжения на входе цепи *RL*,



Рис. 1.37. Интегрирующая (а) и дифференцирующая (б) цепи

показана на рис. 1.38. Как и в предыдущем случае, e(t) = E — постоянная величина при t > 0.

В исходном состоянии последовательная цепочка *RL* подключена к контакту «1» (закорочена) и, следовательно, начального запаса энергии в катушке индуктивности нет. При подключении к источнику ЭДС (контакт «2») в цепи *RL* потечет ток i(t), который можно найти из уравнения Кирхгофа $u_R + u_L = e(t)$ или в виде дифферен-

циального уравнения $R \cdot i + L \frac{di}{dt} = E$, которое преобразуется к виду

 $\frac{di}{dt} + \frac{R}{L}i = \frac{E}{L}$. Решение этого уравнения — ток *i* ищется, как сумма

свободной и вынужденной составляющих $i = i_{c_B} + i_{B}$. Вынужденная составляющая равна току в установившемся режиме. Так как сопротивление катушки индуктивности постоянному току равно нулю, то вынужденная составляющая тока равна $i_2 = \frac{E}{R}$. Сво-

бодная составляющая определяется из дифференциального уравнения при E = 0.



Рис. 1.38. Переходный процесс в *RL*-цепи

 $i_{_{\rm CB}}(t) = Ae^{pt}$, где $p = -\frac{R}{L}$ — решение характеристического урав-

нения $p + \frac{R}{L} = 0$. Постоянную интегрирования A можно найти из

уравнения для тока *i*, учитывая начальные условия. Согласно закону коммутации катушки индуктивности, в ней не может скачком измениться ток и, следовательно, при t = 0 ток i(0) = 0 и уравнение для

тока будет иметь вид:
$$0 = A + \frac{E}{R}$$
, откуда $A = -\frac{E}{R}$ и $i = \frac{E}{R} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_L}}\right)$,

где $\tau_L = \frac{L}{R}$ — постоянная времени *RL*-цепи.

Временные диаграммы тока и напряжений на элементах приведены на рис. 1.39. Как и в рассмотренной выше цепи *RC*, они носят экспоненциальный характер, но в катушке индуктивности ток растет, а напряжение на ней падает, стремясь к нулю в установившемся режиме.

На рис. 1.40 приведены схемы дифференцирующей и интегрирующей цепочек *RL*.

Переходные процессы в RLC-цепях

Схема *RL*С-цепи в режиме переходного процесса приведена на рис. 1.41.

В исходном состоянии ключ «К» находится в положении «1» и энергоемкие элементы L и C к моменту его переключения в положение «2» и начала переходного процесса, запасов энергии не имеют. Уравнение Кирхгофа для цепи, когда ключ переводится в положение «2»:

 $u_R + u_L + u_C = e(t),$

где e(t) = E — постоянная величина при t > 0.

Подставляя формулы для напряжений u_R , u_L , u_C , получим это уравнение в виде:

$$i \cdot R + L\frac{di}{dt} + \frac{1}{C}\int i dt = E$$

или, преобразуя,



Рис. 1.39. Временные диаграммы переходного процесса в *RL*-цепи



Рис. 1.40. Дифференцирующая (a) и интегрирующая (б) RL-цепи

$$\frac{d^2 i}{dt^2} + 2\alpha \frac{di}{dt} + \omega_0^2 i = 0,$$

где $\alpha = \frac{R}{2L}, \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$

Вынужденная составляющая тока, то есть его значение в установившемся режиме, равна нулю. Поэтому решение дифференциального уравнения имеет вид:

$$i(t) = i_{\rm cB}(t) = Ae^{p_1t} + Be^{p_2t}.$$

В характеристическом уравне-

нии:
$$p^2 + 2\alpha p + \omega_0^2 = 0$$
, $p_{1,2} = -\alpha \pm \pm \sqrt{\alpha^2 - \omega_0^2} = -\alpha \pm \beta$.

С учетом начальных условий при t = 0: i(0) = 0 и $u_c(0) = 0$ получим B = -A. Тогла:

$$i(t) = A e^{-\alpha t} \left(e^{\beta t} - e^{-\beta t} \right),$$

$$u_L(0) = L\frac{di(0)}{dt} = -E,$$

откуда, дифференцируя i(t), при t = 0 получим:

$$A = -\frac{E}{L(p_1 - p_2)} = -\frac{E}{2\beta L}.$$

Подставляя в уравнение i(t), получим окончательное выражение для тока при переходном процессе:

$$i(t) = -\frac{E}{2\beta L}e^{-\alpha t} \left(e^{\beta t} - e^{-\beta t}\right) = -\frac{E}{\beta L}e^{-\alpha t}sh(\beta t).$$

Если β — вещественное число ($\alpha > \omega_0$), то переходный процесс носит апериодический (неколебательный) характер (рис. 1.42-*a*). Если, наоборот, β — мнимая величина ($\alpha < \omega_0$), то переходный процесс колебательный (рис. 1.42-*б*), так как $sh(jx) = j\sin(x)$. При этом, полагая, что $\beta = j\omega$, получаем, выражение для тока в виде:



Рис. 1.41. Переходный процесс в *RLC*-цепи



Рис. 1.42. Временные диаграммы тока в контуре при переходных процессах: *а*) апериодическом; *б*) колебательном

$$i(t) = -\frac{E}{\omega L}e^{-\alpha t}\sin(\omega t)$$
. Здесь величина α в показателе степени игра-

ет роль коэффициента затухания. При малых значениях $\alpha \approx 0$ ток $i(t) \approx -\frac{E}{\omega_0 L} \sin(\omega_0 t)$, в этом выражении $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ — собственная

частота *RLC*-контура, равная его резонансной частоте. Переходный процесс в предельном случае $\alpha = \omega_0$ (критическом режиме) также имеет апериодический характер. Ток в критическом режиме определяется выражением:

$$i_{\rm kp}(t) = -\frac{E}{2L}e^{-\alpha t}\lim_{\beta \to 0}\frac{e^{\beta t} - e^{-\beta t}}{\beta} = -\frac{E}{L}te^{-\alpha t}.$$

Напряжение на катушке индуктивности равно:

$$u_{L} = L\frac{di}{dt} = \frac{E}{2\beta} \left(p_{1}e^{p_{1}t} - p_{2}e^{p_{2}t} \right).$$

При колебательном процессе напряжение на катушке индуктивности равно $u_L = -\frac{\omega_0}{\omega} E e^{-\alpha t} \sin(\omega t - \varphi)$, а напряжение на конден-

саторе равно
$$u_C = E - u_L - i \cdot R$$
, где $\omega = \sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2}$, $\varphi = \arg tg\left(\frac{\omega}{\alpha}\right)$.

Анализ переходных процессов играет важную роль при разработке и использовании измерительной техники, в том числе гидрометеорологической, так как позволяет оценить инерционность измерений или степень сглаживания результатов аппаратурой.

1.4. Четырехполюсники

Четырехполюсник (рис. 1.43) — это электрическая цепь, или часть цепи, изображаемая на схеме в виде прямоугольника с двумя входными и двумя выходными полюсами (зажимами).

На рисунке U_1 и I_1 — входные напряжение и ток, U_2 и I_2 — выходные. Токи и напряжения представлены в комплексной форме для действующих значений их модулей.

Четырехполюсник называется активным, если содержит источники энергии. Если источников энергии внутри четырехполюсника нет, он называется пассивным.

Четырехполюсник называется линейным, если входные и выходные напряжения и токи связаны линейными зависимостями.

Если при замене выходных полюсов входными, а входных — выходными напряжения и токи не меняются, четырехполюсник называется симметричным.

Входные и выходные напряжения и токи связаны уравнениями, которые называются уравнениями четырехполюсника (уравнениями передачи). Коэффициенты при переменных в этих уравнениях называются первичными параметрами четырехполюсника.



Рис. 1.43. Четырехполюсник

Всего таких систем уравнений шесть. Все величины в уравнениях, в общем случае, комплексные, так как основной интерес представляет работа четырехполюсников в режиме гармонических колебаний.

Уравнения с параметрами «<u>а</u>»:

$$\begin{cases} \underline{U_1} = \underline{a_{11}} \cdot \underline{U_2} + \underline{a_{12}} \cdot \underline{I_2} = \underline{A} \cdot \underline{U_2} + \underline{B} \cdot \underline{I_2} \\ \underline{I_1} = \underline{a_{21}} \cdot \underline{U_2} + \underline{a_{22}} \cdot \underline{I_2} = \underline{C} \cdot \underline{U_2} + \underline{D} \cdot \underline{I_2} \end{cases}$$

Уравнения с параметрами «а» называют основными и их параметры часто обозначают буквами <u>A</u>, <u>B</u>, <u>C</u>, <u>D</u>.

Уравнения с параметрами «<u>b</u>»:

$$\begin{cases} \underline{U_2} = \underline{b_{11}} \cdot \underline{U_1} + \underline{b_{12}} \cdot \underline{I_1} \\ \underline{I_2} = \underline{b_{21}} \cdot \underline{U_1} + \underline{b_{22}} \cdot \underline{I_1} \end{cases}$$

Уравнения с параметрами сопротивления «<u>z</u>»:

$$\begin{cases} \underline{U_1} = \underline{z_{11}} \cdot \underline{I_1} + \underline{z_{12}} \cdot \underline{I_2} \\ \underline{U_2} = \underline{z_{21}} \cdot \underline{I_1} + \underline{z_{22}} \cdot \underline{I_2} \end{cases}$$

Уравнения с параметрами проводимости «у»:

$$\begin{cases} \underline{I_1} = \underline{y_{11}} \cdot \underline{U_1} + \underline{y_{12}} \cdot \underline{U_2} \\ \underline{I_2} = \underline{y_{21}} \cdot \underline{U_1} + \underline{y_{22}} \cdot \underline{U_2} \end{cases}$$

Уравнения с параметрами «<u>h</u>»:

$$\begin{cases} \underline{U_1} = \underline{h_{11}} \cdot \underline{I_1} + \underline{h_{12}} \cdot \underline{U_2} \\ \underline{I_2} = \underline{h_{21}} \cdot \underline{I_1} + \underline{h_{22}} \cdot \underline{U_2} \end{cases}$$

Уравнения с параметрами «f»:

$$\begin{cases} \underline{I_1} = \underline{f_{11}} \cdot \underline{U_1} + \underline{f_{12}} \cdot \underline{I_2} \\ \underline{U_2} = \underline{f_{21}} \cdot \underline{U_1} + \underline{f_{22}} \cdot \underline{I_2} \end{cases}$$

Параметры четырехполюсника, входящие в эти уравнения, можно вычислить или определить экспериментально из опытов холостого хода и короткого замыкания, приравнивая в правой части какой-либо ток или напряжение к нулю.

Определитель системы уравнений с параметрами «а»:

$$|\underline{a}| = \underline{a_{11}} \cdot \underline{a_{22}} - \underline{a_{12}} \cdot \underline{a_{21}} = \frac{\underline{y_{12}}}{\underline{y_{21}}} = 1,$$

так как для линейных пассивных четырехполюсников $\underline{y}_{12} = \underline{y}_{21}$. Поэтому, если известны три параметра «<u>a</u>», то четвертый определяется однозначно. У симметричного четырехполюсника $\underline{a}_{11} = \underline{a}_{22}$, определитель $\underline{A}^2 - \underline{B} \cdot \underline{C} = 1$ и, следовательно, достаточно знать два параметра «*a*», чтобы найти остальные.

На рис. 1.44 приведена схема четырехполюсника с сопротивлением нагрузки $\underline{Z}_{\underline{\mu}}$. Входное сопротивление этой схемы равно:

$$\underline{Z}_{\text{BXH}} = \frac{\underline{U}_{1}}{\underline{I}_{1}} = \frac{\underline{a}_{11} \cdot \underline{U}_{2} + \underline{a}_{12} \cdot \underline{I}_{2}}{\underline{a}_{21} \cdot \underline{U}_{2} + \underline{a}_{22} \cdot \underline{I}_{2}} = \frac{\underline{a}_{11} \cdot \underline{Z}_{\text{H}} + \underline{a}_{12}}{\underline{a}_{21} \cdot \underline{Z}_{\text{H}} + \underline{a}_{22}} = \frac{\underline{A} \cdot \underline{Z}_{\text{H}} + \underline{B}}{\underline{C} \cdot \underline{Z}_{\text{H}} + \underline{D}}$$

Комплексный коэффициент передачи (передаточная функция) четырехполюсника по напряжению:

$$K_{u}(j\omega) = \frac{\underline{U}_{2}}{\underline{U}_{1}} = \frac{\underline{I}_{2} \cdot \underline{Z}_{u}}{\underline{a}_{11} \cdot \underline{I}_{2} \cdot \underline{Z}_{u} + \underline{a}_{12} \cdot \underline{I}_{2}} = \frac{1}{\underline{A} + \frac{\underline{B}}{\underline{Z}_{u}}}$$

Передаточная функция по току:

$$K_{i}(j\omega) = \frac{\underline{I}_{2}}{\underline{I}_{1}} = \frac{\underline{I}_{2}}{\underline{a}_{21} \cdot \underline{U}_{2}} + \underline{a}_{22} \cdot \underline{I}_{2}} = \frac{1}{\underline{C} \cdot \underline{Z}_{\mathtt{H}} + \underline{D}}$$
$$K(j\omega) = K(\omega)e^{j\varphi(\omega)},$$

где $K(\omega)$ — амплитудно-частотная характеристика четырехполюсника, а $\varphi(\omega)$ — фазо-частотная характеристика. Комплексная величина $\underline{\gamma} = \ln\left(\frac{1}{K(j\omega)}\right) = a + jb$ называется постоянной передачи че-

тырехполюсника. Ее вещественная часть $a(\omega)$ — это рабочее (собственное) затухание четырехполюсника, $b(\omega)$ — коэффициент фазы, равный сдвигу фаз между входным и выходным напряжениями (токами).

Два сопротивления Z_{01} и Z_{02} , таких, что при нагрузке выхода четырехполюсника на сопротивление Z_{02} его входное сопротивление равно Z_{01} , и при подключении к его входным зажимам



Рис. 1.44. Нагруженный четырехполюсник

сопротивления Z_{01} сопротивление со стороны выходных зажимов (выходное) равно Z_{02} , называются входным и выходным характеристическими сопротивлениями четырехполюсника. Можно пока-

зать, что
$$\underline{Z}_{01} = \pm \sqrt{\underline{\underline{A}} \cdot \underline{\underline{B}}}$$
 и $\underline{Z}_{02} = \pm \sqrt{\underline{\underline{B}} \cdot \underline{\underline{D}}}$. У симметричного четы-

рехполюсника $\underline{Z}_{01} = \underline{Z}_{02} = \underline{Z}_{0} = \pm \sqrt{\underline{\underline{B}}}$. Знак выбирается с учетом

внутренней схемы четырехполюсника. Четырехполюсник согласован с нагрузкой, если его выходное характеристическое сопротивление равно сопротивлению нагрузки.

Схемы, состоящие из нескольких соединенных между собой четырехполюсников и имеющие два входных и два выходных полюса, называются сложными четырехполюсниками. Есть пять основных видов таких соединений.

1. Каскадное соединение

На рис. 1.45 $\underline{A}_1, \underline{A}_2, \dots, \underline{A}_n$ — матрицы параметров a_{ij} систем уравнений, каскадно-соединенных четырехполюсников. \underline{A}_{1-n} — общая матрица параметров a_{ij} этих четырехполюсников:

$$\underline{A}_{1-n} = \underline{A}_1 \cdot \underline{A}_2 \cdots \underline{A}_n = \prod_{i=1}^n \underline{A}_i.$$

Если четырехполюсники согласованы, то общая постоянная передачи $\underline{\gamma} = \sum_{i=1}^{n} \underline{\gamma}_{i}$ и передаточная функция $K(j\omega) = \prod_{i=1}^{n} K_{i}(j\omega) = \left[\prod_{i=1}^{n} K_{i}(\omega)\right] e^{j\sum_{i=1}^{n} \varphi_{i}(\omega)}.$



Рис. 1.45. Каскадное соединение четырехполюсников



Рис. 1.46. Последовательное соединение четырехполюсников

2. Последовательное соединение

Для четырехполюсников задаются матрицы сопротивлений z_{ij} . Общая матрица параметров для этих четырехполюсников при их объединении: $Z_{12} = Z_1 + Z_2$. При последовательном соединении *n*

четырехполюсников: $\underline{Z}_{1-n} = \sum_{i=1}^{n} \underline{Z}_{i}$.

3. Параллельное соединение (рис. 1.47)

Для четырехполюсников заданы матрицы проводимостей y_{ij} . Общая матрица параметров для этих четырехполюсников при их объединении $\underline{Y}_{12} = \underline{Y}_1 + \underline{Y}_2$. При параллельном соединении *n* четырехполюсников: $\underline{Y}_{1-n} = \sum_{i=1}^n \underline{Y}_i$.

4. Последовательно-параллельное соединение (рис. 1.48)

В этом случае задаются матрицы параметров h_{ij} . Общая матрица параметров для этих четырехполюсников при их объединении:



Рис. 1.47. Параллельное соединение четырехполюсников



Рис. 1.48. Последовательно-параллельное соединение четырехполюсников



Рис. 1.49. Параллельно-последовательное соединение четырехполюсников

<u> $H_{12} = H_1 + H_2$ </u>. При последовательно-параллельном соединении *n* четырехполюсников: <u> $H_{1-n} = \sum_{i=1}^{n} H_i$ </u>.

5. Параллельно-последовательное соединение (рис. 1.49)

Задаются матрицы проводимостей f_{ij} . Общая матрица параметров для этих четырехполюсников при их объединении: $F_{12} = F_1 + F_2$.

При параллельно-последовательном соединении *n* четырехполюсников: $\underline{F}_{1-n} = \sum_{i=1}^{n} \underline{F}_{i}$.

Для описания внутренней структуры пассивных четырехполюсников обычно используются Т, П, Г – образные и мостовые эквивалентные схемы, соответственно (рис. 1.50-*a*, *б*, *в*, *г*) параметры



Рис. 1.50. Эквивалентные схемы четырехполюсников: *а*) Т-образная; *б*) П-образная; *в*) Г-образная; *с*) мостовая

элементов которых связаны с параметрами основных уравнений четырехполюсника простыми зависимостями.

Для Т-образной несимметричной схемы:

$$\underline{A} = 1 + \frac{\underline{Z}_a}{\underline{Z}_c}, \quad \underline{B} = \underline{Z}_a + \underline{Z}_b + \frac{\underline{Z}_a \cdot \underline{Z}_b}{\underline{Z}_c}, \quad \underline{C} = \frac{1}{\underline{Z}_c}, \quad \underline{D} = 1 + \frac{\underline{Z}_b}{\underline{Z}_c}.$$

Для П-образной несимметричной схемы:

$$\underline{A} = 1 + \frac{\underline{Z_c}}{\underline{Z_b}}, \ \underline{B} = \underline{Z_c}, \ \underline{C} = \frac{\underline{Z_a} + \underline{Z_b} + \underline{Z_c}}{\underline{Z_a} \cdot \underline{Z_b}}, \ \underline{D} = \underline{Z_c}.$$

Для симметричных Т и П-образных схем: $Z_a = Z_b$. Формулы для Г-образных схем получаются, если приравнять нулю соответствующее сопротивление (Z_a или Z_b).

Для симметричной мостовой схемы четырехполюсника:

$$\underline{A} = \underline{D} = \frac{\underline{Z}_a + \underline{Z}_b}{\underline{Z}_b - \underline{Z}_a}, \quad \underline{B} = \frac{2\underline{Z}_a \underline{Z}_b}{\underline{Z}_b - \underline{Z}_a}, \quad \underline{C} = \frac{2}{\underline{Z}_b - \underline{Z}_a}.$$

Эти формулы выводятся из уравнений четырехполюсника при короткозамкнутых и разомкнутых входах и выходах эквивалентных схем.

1.5. Анализ линейных электрических цепей при произвольной форме воздействий

При воздействиях произвольной формы для анализа линейных электрических цепей используется рассмотренный выше метод наложения. Сложное воздействие x(t) раскладывается на простые $x_n(t)$ — ступенчатые, импульсные или гармонические, рассматриваемые как отдельные источники $x(t) = \sum_n x_n(t)$, и реакция на сложное

воздействие определяется как алгебраическая сумма реакций на эти

элементарные воздействия $y(t) = \sum_{n} y_n(t)$.

Чтобы определить отклик на элементарное воздействие, нужно знать связывающую их характеристику цепи. В качестве таких характеристик цепей при анализе используются их временные переходные и импульсные характеристики или частотные характеристики — входные и передаточные функции.

Анализ цепей с использованием переходных и импульсных характеристик

Переходная характеристика h(t) электрической цепи — это ее реакция на ступенчатое воздействие (скачок напряжения или тока), имеющее вид функции (рис. 1.51):

 $\sigma(t) = 1(t) = \begin{cases} 0 \text{ при } t < 0 \\ 1 \text{ при } t \ge 0 \end{cases}$

Тогда ступенчатое воздействие величиной *X* описывается выражением $x^{(1)}(t) = X \cdot \sigma(t)$. Отклик на это воздействие имеет вид $y^{(1)}(t) = X \cdot h(t)$. Аппроксимируя сложную функцию x(t) входного воздействия ступенчатой, как показано на рис. 1.52, можно аналогичным образом описать каждую ступеньку воздействия: $x(0) \cdot \sigma(t) \dots \Delta x(\tau) \cdot \sigma(t-\tau)$ и отклик на нее $x(0) \cdot h(t) \dots \Delta x(\tau) \cdot h(t-\tau)$. При $\Delta \tau \to 0$ отклик на соответствующую элементарную ступеньку воздействие x(t) сложной формы:

$$y(t) = x(0)h(t) + \int_{0}^{t} x'(\tau)h(t-\tau)d\tau.$$

Это выражение называется интегралом Дюамеля.

Импульсная характеристика g(t) — это реакция цепи на воздействие, описываемое функцией Дирака $\delta(t-\tau) = \begin{cases} \infty \text{ при } t = \tau \\ 0 \text{ при } t \neq \tau \end{cases}$ (рис. 1.53).

Площадь под функцией $\delta(t-\tau)$ равна 1. $\left(\int_{-\infty}^{+\infty} \delta(t-\tau) dt = 1\right)$.



Рис. 1.51. Единичный скачок

58



Рис. 1.52. Аппроксимация сложного сигнала ступенчатой функцией



Рис. 1.53. Функция $\delta(t)$

Сложное входное воздействие представляется в виде последовательности импульсов (как показано на рис. 1.54): $x^{(\delta)}(t) = S_{\delta} \cdot \delta(t - \tau)$,

где S_{δ} — площадь импульса $x^{(\delta)}(t), S_{\delta} = \int_{-\infty}^{+\infty} x^{(\delta)}(t) dt.$

Отклик на такое элементарное импульсное воздействие $x^{(\delta)}(t)$ равен $y^{(\delta)}(t) = S_{\delta} \cdot g(t-\tau)$. При $\Delta \tau \to 0 \ x^{(\delta)}(t) = x(\tau) d\tau \delta(t-\tau)$ и $y^{(\delta)}(t) = x(\tau) d\tau g(t-\tau)$. Отклик на воздействие сложной формы x(t) при этом равен:

$$y(t) = \int_{0}^{t} x(\tau)g(t-\tau)d\tau = x(t) \otimes g(t).$$

Это уравнение называется сверткой.

Функции h(t) и g(t) связаны между собой: $\delta(t) = \frac{d\sigma(t)}{dt}$, и при

$$h(0) = 0 \ g(t) = \frac{dh(t)}{dt}.$$

Если $h(0) \neq 0$, то $g(t) = h(0)\delta(t) + h'_1(t)$, где $h'_1(t)$ — переходная характеристика цепи без начального скачка.

В качестве иллюстрации применения описанных методов определим, с помощью интеграла Дюамеля, реакцию дифференцирующей *RC*-цепи (рис. 1.55) на воздействие x(t) = u(t) = Ut, где U постоянная величина.

Переходная характеристика этого четырехполюсника была получена ранее при анализе переходных процессов $h(t) = e^{-\frac{t}{\tau_c}}$. В момент времени t = 0: h(0) = 1, u(0) = 0. Производная u'(t) = U. Подставляя все это в формулу интеграла Дюамеля, получим:

$$u_R(t) = \int_0^t U e^{-\frac{t-\tau}{\tau_C}} d\tau = U \tau_C \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_C}} \right).$$

Напряжение на конденсаторе $u_C(t) = u(t) - u_R(t)$. Напряжения $u(t), u_B(t), u_C(t)$ показаны на рис. 1.56.

Анализ цепей

с использованием частотных характеристик

Для двухполюсников частотные характеристиками — это зависимости их входного сопротивления и проводимости от частоты. Для четырехполюсников — это зависимости от частоты коэффициентов передачи напряжения, тока, сопротивления и проводимости.

Входное воздействие сложной формы раскладывается на гармонические составляющие. Если это воздействие периодическое, то разложение представляет собой ряд Фурье, если не периодическое — интеграл Фурье.

Разложение в ряд Фурье периодической функции времени x(t) — тока или напряжения с периодом повторения Т имеет вид:

$$x(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} \left[a_n \cos\left(n\Omega t\right) + b_n \sin\left(n\Omega t\right) \right] = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos\left(n\Omega t - \theta_n\right),$$



Рис. 1.54. Замена воздействия сложной формы x(t) последовательностью импульсов



Рис. 1.55. Дифференцирующая *RC*-цепь



Рис. 1.56. Переходные процессы на элементах цепи

где
$$a_n = \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{+\frac{T}{2}} x(t) \cos(n\Omega t) dt$$
, $b_n = \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{+\frac{T}{2}} x(t) \sin(n\Omega t)$, $A_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}$,
 $\theta_n = \operatorname{arctg}\left(\frac{b_n}{a_n}\right)$.

Постоянные $a_0, a_1, \ldots a_n \ldots$ и $b_1, b_2, \ldots b_n \ldots$ называются коэффициентами Фурье. $\Omega = \frac{2\pi}{T}$ — угловая частота первой (основной) гармоники. Остальные гармонические составляющие ряда имеют частоты, кратные частоте первой гармоники, и называются высшими гармониками.

Ряд сходится, если функция x(t) удовлетворяет условиям Дирихле: ограниченная, имеет на интервале $\left[-\frac{T}{2}, +\frac{T}{2}\right]$ конечное чис-

ло разрывов и конечное число максимумов и минимумов.

Совокупность гармонических составляющих, на которые раскладывается функции x(t), называется ее спектром. При этом, постоянную составляющую ряда, можно рассматривать как гармонику

с нулевой частотой и амплитудой $\frac{a_0}{2}$.

Наглядное представление о спектре временного процесса дают амплитудные и фазовые спектральные диаграммы.

В качестве примера на рис. 1.57 приведена временная диаграмма периодической последовательности прямоугольных импульсов напряжения, где τ — длительность импульса, T — период следования импульсов, и U — амплитуда импульса. Разложение этой функции в ряд Фурье:

$$u(t) = U\left[\frac{\tau}{T} + \frac{2}{\pi}\sum_{n=1}^{\infty}\frac{\sin\left(\frac{n\Omega}{2}\tau\right)}{n}\cos(n\Omega t)\right].$$

На рис. 1.58 приведены соответствующие этому разложению модули амплитудной и фазовой спектральных диаграмм.



Рис. 1.57. Периодическая последовательность прямоугольных импульсов



Рис. 1.58. Амплитудная (а) и фазовая (б) спектральные диаграммы

Амплитуды и начальные фазы гармонических составляющих спектра изображаются на спектральных диаграммах отрезками вертикальных линий, расположенных в соответствующих местах оси частот. Длины этих отрезков на амплитудной диаграмме равны амплитудам гармоник, а на фазовой — их начальным фазам. Такой дискретный спектр называется линейчатым.

Ряд Фурье имеет также комплексную форму представления, что позволяет использовать для анализа цепей при сложной форме воздействий метод комплексных амплитуд. Так как:

$$\cos(n\omega t) = \frac{e^{jn\omega t} + e^{-jn\omega t}}{2}, \ \sin(n\omega t) = \frac{e^{jn\omega t} - e^{-jn\omega t}}{2j},$$

разложение функции x(t) в ряд Фурье можно записать в виде:

$$x(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{a_n - jb_n}{2} e^{-jn\omega t} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{a_n + jb_n}{2} e^{-jn\omega t}.$$

Если обозначить $\underline{A_n} = a_n - jb_n$, $\underline{A_{-n}} = a_n + jb_n$, то:

$$x(t) = \frac{a_0}{2} + \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} \underline{A_n} e^{-jn\omega t} + \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} \underline{A_{-n}} e^{-jn\omega t}.$$

Полагая $\underline{A}_0 = a_0$ и учитывая, что $\sum_{n=1}^{\infty} \underline{A}_{-n} e^{-jn\omega t} = \sum_{n=-1}^{-\infty} \underline{A}_n e^{jn\omega t}$, мож-

но окончательно записать сумму ряда Фурье в комплексной форме в виде выражения $x(t) = \frac{1}{2} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \underline{A}_n e^{jn\omega t}$, где комплексный коэффициент Фурье:

$$\underline{A}_{\underline{n}} = A(n\Omega)e^{-j\theta(n\Omega)} = \frac{2}{T}\int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} x(t)\cos(n\Omega t)dt - j\frac{2}{T}\int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} x(t)\sin(n\omega t)dt =$$
$$= \frac{2}{T}\int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} x(t)e^{-jn\Omega t}dt.$$

Например, для рассмотренной выше периодической последовательности прямоугольных импульсов комплексный ряд Фурье можно записать в виде:

$$u(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} U \frac{\tau}{T} \frac{\sin \frac{n\Omega\tau}{2}}{\frac{n\Omega\tau}{2}} e^{jn\Omega t}.$$

Мощность и действующие значения тока и напряжения для периодического процесса x(t) можно определить, используя равенство Парсеваля:

$$\frac{1}{T}\int_{0}^{T} \left[x(t)\right]^{2} dt = \frac{a_{0}^{2}}{4} + \frac{1}{2}\sum_{n=1}^{\infty} \left(a_{n}^{2} + b_{n}^{2}\right).$$

Средняя за период *T* мощность, расходуемая на сопротивлении *R*:

$$P = \frac{1}{T} \int_{0}^{T} p(t) dt = \frac{1}{T} \int_{0}^{T} i^{2}(t) R dt = \frac{1}{T} \int_{0}^{T} \frac{u^{2}(t)}{R} dt.$$

Следовательно, левая часть равенства Парсеваля соответствует средней мощности, расходуемой на сопротивлении 1 Ом. Если в правой части обозначить $\frac{a_0}{2} = I_0$ — постоянная составляющая тока, $\sqrt{a_n^2 + b_n^2} = I_n$ — амплитуда *n*-й гармоники, то $P = I_0^2 R + \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} I_n^2 R$, то есть средняя мощность процесса сложной формы равна сумме мощностей всех его гармонических составляющих. $\frac{I_n}{\sqrt{2}} = I_{4n}$ — действующее значение тока *n*-й гармоники. Тогда дей-

ствующее значение тока сложного процесса $I_{\pi} = \sqrt{\frac{P}{R}} = \sqrt{I_0^2 + \sum_{n=1}^{\infty} I_{\pi n}^2}$.

Аналогично для напряжения: $U_{\mu} = \sqrt{U_0^2 + \sum_{n=1}^{\infty} U_{\mu n}^2}$.

Отклик y(t) на выходе линейной электрической цепи на воздействие сложной формы, в соответствии с принципом суперпозиции, равен алгебраической сумме откликов на его гармоники. При этом отклики на отдельные гармоники определяются методом комплексных амплитуд. Для двухполюсника с входным сопротивлением <u>Z</u> (рис. 1.59), при заданном напряжении u(t) на его входе $u(t) = \frac{1}{2} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} U_n e^{jn\Omega t}$,

$$i(t) = \frac{1}{2} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \frac{\underline{U}_n}{Z(jn\Omega)} e^{jn\Omega t}$$
, где \underline{U}_n — комплексная амплитуда напря-

жения *n*-й гармоники входного напряжения. В тригонометрической форме:

$$u(t) = U_0 + \sum_{n=1}^{\infty} U_n \cos(n\Omega t - \theta_n),$$

$$i(t) = \frac{U_0}{Z(0)} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{U_n}{Z(n\Omega)} \cos\left[n\Omega t - \theta_n - \varphi(n\Omega)\right]$$

Для четырехполюсника (рис. 1.60), где x(t) и y(t), соответственно, воздействие и отклик (напряжение или ток) при заданной передаточной функции $K(j\omega)$, если:

$$x(t) = \frac{1}{2} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \underline{X}_n e^{jn\Omega t}, \text{ to } y(t) = \frac{1}{2} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} K(jn\Omega) \underline{X}_n e^{jn\Omega t}$$

или, в тригонометрической форме,

$$\begin{aligned} x(t) &= X_0 + \sum_{n=1}^{\infty} X_n \cos(n\Omega t - \theta_n), \\ y(t) &= X_0 K(0) + \sum_{n=1}^{\infty} X_n K(n\Omega) \cos\left[n\Omega t - \theta_n + \varphi_k(n\Omega)\right]. \end{aligned}$$

В этих выражениях n — номер гармоники, а $K(n\Omega)$, $\phi_k(n\Omega)$ — значения модуля и аргумента передаточной функции на частоте $n\Omega$.

Как следует из приведенных соотношений, при прохождении через электрическую цепь двухполюсник или четырехполюсник, спектр входного воздействия изменяется и форма реакции на выходе цепи, в общем случае, не совпадает с формой воздействия. Например, при напряжении $u_{\text{вх}}(t) = U_0 + U_m \sin(\omega t)$ на входе



Рис. 1.59. Воздействие на двухполюсник



Рис. 1.60. Четырехполюсник при воздействии произвольной формы

дифференцирующей цепи (рис. 1.37-б), передаточная функция которой по напряжению:

$$K_{u}(j\omega) = \frac{R}{R - j\frac{1}{\omega C}} = \frac{1}{1 - j\frac{1}{\omega\tau_{c}}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega\tau_{c}}\right)^{2}}} e^{j \operatorname{argtg}\left(\frac{1}{\omega\tau_{c}}\right)},$$

постоянная составляющая в спектре напряжения на выходе $U_{0_{\text{BBJX}}} = 0$. Если положить, что частота гармоники входного напряжения $\omega = \frac{1}{\tau_c}$,

то выходное напряжение будет равно:
$$u_{\text{вых}} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_m \sin(\omega t + 45^\circ).$$

Когда воздействие x(t) непериодическое, то, дополнив его справа и слева до периодичности (рис. 1.61) с периодом *T*, можно на интервале времени $\left[-\frac{T}{2}, +\frac{T}{2}\right]$ описать это воздействие рядом Фурье, в который раскладывается периодическая последовательность та-

в которын раскладывается периодическая последовательность таких функций, если на этом интервале x(t) удовлетворяет условиям Дирихле:

$$x(t) = \frac{1}{2} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \underline{A}_n e^{jn\Omega t}, \quad \underline{A}_n = \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{+\frac{T}{2}} x(t) e^{-jn\Omega t} dt.$$

При увеличении интервала $\left[-\frac{T}{2},+\frac{T}{2}\right]$ частота $\Omega = \frac{2\pi}{T}$ стре-

мится к нулю, и ее можно заменить бесконечно малой величиной $d\omega$, а $n\Omega$ — рассматривать, как текущую частоту ω , которая изменяется от $-\infty$ до ∞ . Тогда:

$$\underline{A}_{\underline{n}} = \frac{d\omega}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) e^{-j\omega t} dt = \frac{1}{\pi} F(j\omega) d\omega = d\underline{A},$$

где

$$\begin{cases} F(j\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t)e^{-j\omega t} dt \\ x(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} F(j\omega)e^{j\omega t} d\omega \end{cases}$$

Это, соответственно, выражения прямого и обратного преобразования Фурье. Они имеют смысл, если функция x(t) абсолютно ин-

тегрируема, то есть $\int_{-\infty}^{+\infty} |x(t)| dt < \infty$ и на интервале $[-\infty, \infty]$ удовлетворяет условиям Дирихле.

Из приведенных соотношений следует, что непериодическую функцию воздействия x(t) можно разложить на бесконечное множество гармонических составляющих, частоты которых в диапазоне частот $[-\infty, \infty]$ образуют непрерывное множество значений.

Так как в этой совокупности гармоник, составляющих спектр функции x(t), каждая гармоника имеет бесконечно малую комплексную амплитуду $d\underline{A}$, то в качестве спектральной характеристики непериодической функции x(t) используется функция $F(j\omega) = \pi \frac{d\underline{A}}{d\omega}$,

которая называется ее спектральной плотностью и определяет соотношение между комплексными амплитудами гармоник в спектре.



Рис. 1.61. Непериодическое воздействие

Выше, в качестве примера рассматривался спектр периодической последовательности прямоугольных импульсов (рис. 1.57, 1.58). Можно показать, что спектральная плотность амплитуды одиночного прямоугольного импульса напряжения, имеющего значение амплитуды U и длительность т, который задан на интервале

$$\left[-\frac{\tau}{2},+\frac{\tau}{2}\right]$$
, равна $F(j\omega) = U\tau \frac{\sin \frac{\omega \tau}{2}}{\frac{\omega \tau}{2}}$, и ее график совпадает с гра-

фиком огибающей линейчатого спектра периодической последовательности, обозначенной на рис. 1.58-*а* пунктирной линией, отличаясь только значениями по оси ординат (рис. 1.62). Размерность амплитудного спектра периодической функции совпадает с размерностью самой этой функции, а спектр непериодической функции



Рис. 1.62. Одиночный прямоугольный импульс (а) и его амплитудный спектр (б)

имеет размерность равную размерности этой функции умноженной на размерность времени. На графике также видно, что, в отличие от линейчатого характера спектра периодической последовательности импульсов, спектр одиночного импульса сплошной.

С уменьшением длительности импульса его спектр расширяется и при $\tau \to 0$, становится постоянной величиной S_{s} , не зависящей от частоты, т. е. функция $\delta(t)$ имеет равномерный частотный спектр на всей оси частот.

Функция непериодического воздействия x(t) на входе электрической цепи — это напряжение или ток. Следовательно, энергия, выделяемая этим сигналом за время его действия на сопротивлении

1 Ом равна $\int_{-\infty}^{+\infty} x^2(t) dt$. Квадрат модуля спектральной плотности $|F(\omega)|^2 = F(j\omega) \cdot F^*(j\omega)$, где $F^*(j\omega)$ — комплексно-сопряженная

функция:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} F^{2}(\omega)d\omega = \int_{-\infty}^{+\infty} F(j\omega) \left[\int_{-\infty}^{+\infty} x(t)e^{j\omega t} dt \right] d\omega = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \left[\int_{-\infty}^{+\infty} F(j\omega)e^{j\omega t} d\omega \right] =$$
$$= 2\pi \int_{-\infty}^{+\infty} x^{2}(t) dt.$$

Следовательно, квадрат модуля спектральной плотности характеризует распределение энергии в спектре воздействия.

Отклик dy на выходе линейной электрической цепи на элементарное воздействие: $d\underline{x} = \frac{1}{\pi} F(j\omega) d\omega;$

$$-\infty < \omega < \infty$$
 paben $dy = T(j\omega) \cdot e^{j\omega t} dx = \frac{1}{\pi} F(j\omega) T(j\omega) e^{j\omega t} d\omega$,

где Т(јш) частотная характеристика цепи. Для двухполюсника $T(j\omega)$ — входное сопротивление или входная проводимость, для четырехполюсника — это передаточная функция. На основании принципа суперпозиции реакция на выходе цепи на воздействие x(t):

$$y(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} F(j\omega) T(j\omega) e^{j\omega t} d\omega.$$

Например, на выходе четырехполюсника с передаточной функцией $K(j\omega) = Ke^{-j\omega t_0}$, где K и t_0 постоянные величины (рис. 1.63)



Рис. 1.63. Амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики

реакция на входное воздействие $x(t) = u_{_{BX}}(t)$, имеющее спектральную плотность $F(j\omega)$:

$$u_{\text{BMX}}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} F(j\omega) K e^{-j\omega t_0} e^{j\omega t} d\omega = \frac{K}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} F(j\omega) e^{j\omega(t-t_0)} d\omega =$$
$$= K u_{\text{BX}}(t-t_0).$$

Входное напряжение передается на выход без искажения формы, но с временным сдвигом t_0 (теорема запаздывания).

Временные h(t), g(t) и частотные $T(j\omega)$ характеристики однозначно связаны:

$$g(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} T(j\omega) e^{j\omega t} d\omega,$$

$$T(j\omega) = \int_{0}^{\infty} g(t)e^{-j\omega t}dt = h(0) + \int_{0}^{\infty} h'(t)e^{-j\omega t}dt$$

Выбор для анализа той или иной характеристики определяется характером и условиями задачи.

Рассмотренные методы анализа реакции электрических цепей на воздействия сложной формы обеспечивают возможность математического описания преобразования электрическими цепями сигналов разных источников, в том числе измерительных преобразователей гидрометеорологических величин.

Для анализа переходных процессов обычно применяют преобразование Лапласа, позволяющее перевести интегрально-дифференциальные уравнения в алгебраическую форму и учесть начальные запасы энергии в реактивных элементах:

$$F(p) = \int_{0}^{\infty} f(t)e^{-pt}dt$$
 — прямое преобразование,
$$f(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{\sigma-j\infty}^{\sigma+j\infty} F(p)e^{pt}dp$$
 — обратное преобразование

В этих формулах $p = \sigma + j\omega$ где σ — положительное число. Функцию f(t) называют оригиналом, а функцию F(p) — ее изображением. Для многих простых функций изображения приводятся в математических таблицах теории операционного счисления и, решив алгебраическое уравнение, можно перейти от изображения обратно к оригиналу.

Например, для электрической цепи, приведенной на рис. 1.64-*а*, в уравнении Кирхгофа:

$$L\frac{di}{dt} + Ri + \frac{1}{C}\int idt = e(t).$$

Изображения:

$$i(t) \doteq I(p), \ e(t) \doteq E(p), \ \frac{di}{dt} \doteq pI(p) - i(0), \ cu_c = \int i dt \doteq \frac{i(p)}{p} + \frac{Cu_c(0)}{p}.$$

Уравнение Кирхгофа в операторной форме принимает вид:

$$I(p)\left(R + pL + \frac{1}{pC}\right) = E(p) + Li(0) - \frac{u_{C}(0)}{p},$$

rge $\left(R + pL + \frac{1}{pC}\right) = Z_{R}(p) + Z_{L}(p) + Z_{C}(p) = Z(p)$ — операторное

сопротивление цепи.

Этому уравнению соответствует схема (рис. 1.64- δ), в которой учтены начальные запасы энергии в элементах L и C (начальные условия).

Если задана функция e(t), то перейдя к ее изображению, можно найти выражение для тока в операторной форме:

$$I(p) = \frac{E(p) + Li(0) - \frac{u_C(0)}{p}}{Z(p)},$$

и, используя формулы преобразования Лапласа, определить оригинал i(t).


Рис. 1.64. Операторный метод анализа переходных процессов: *a)* исходная схема; б) операторная схема

1.6. Линейные пассивные фильтрующие четырехполюсники

Электрические фильтры выполняют задачи выделения и подавления гармонических колебаний в заданных областях оси частот. Эти свойства фильтрующих цепей определяются их амплитудно-частотными характеристиками — характеристикой рабочего затухания a_p и модулем передаточной функции $K(\omega)$. Полоса частот, в которой затухание фильтра не превышает заданного максимального значения и полоса, где оно не меньше заданного минимального значения, называются, соответственно, полосами пропускания (прозрачности) и задерживания (подавления). Между этими частотными областями располагаются переходные зоны, ширина которых характеризует частотную избирательность фильтров.

По виду амплитудно-частотных характеристик фильтры делятся на фильтры нижних частот (ФНЧ), фильтры верхних частот (ФВЧ), полосовые фильтры (ПФ) и заграждающие (режекторные) фильтры (РФ). Их условные графические обозначения представлены на рис. 1.65.

Идеализированные характеристики рабочего затухания этих фильтров показаны на рис. 1.66, где ПП, ПЗ, ПХ — полосы пропускания, задерживания и переходной области. Частоты f_r , F_r и f_3 , F_3 , соответственно, — граничные частоты полос пропускания и задерживания фильтров низких и высоких частот. У полосовых и



Рис. 1.65. Условные графические обозначения фильтров: *а*) ФНЧ; *б*) ФВЧ; *в*) РФ; *с*) ПФ



Рис. 1.66. Характеристики рабочего затухания фильтров: *а*) ФНЧ; *б*) ФВЧ; *в*) РФ; *с*) ПФ

режекторных фильтров полосы пропускания и задерживания имеют по две граничные частоты верхнюю $F_{\rm rs}$ и нижнюю $F_{\rm rs}$.

Частотный фильтр представляет собой четырехполюсник, состоящий из реактивных элементов — *LC* или активных и реактивных — *RC*, *RL*.

По способу реализации можно выделить два основных вида фильтров.

Для фильтров *первого вида* (фильтры типа «*k*» и «*m*») выбирается одна из типовых схем, приведенных на рис. 1.67, и такое сопротивление нагрузки, величина которого близка к выходному



Рис. 1.67. Схемы звеньев фильтров: а) П-образная; б) Т-образная; в) мостовая

характеристическому сопротивлению фильтрующего четырехполюсника в большей части полосы пропускания.

Полагая равным нулю в схеме П-образного фильтра одно из сопротивлений Z_2 или в схеме Т-образного фильтра одно из сопротивлений Z_1 , можно получить разные схемы простейших Г-образных фильтров. Принятые на схемах (рис. 1.67-*а* и рис. 1.67-*б*) обозначения, позволяют получить для разных схем одинаковые количественные соотношения. Симметричная мостовая схема (рис. 1.67-*в*) также может использоваться в качестве фильтра. Для этого в полосе пропускания сопротивления \underline{Z}_a и \underline{Z}_b должны иметь разные знаки, а в полосе задерживания одинаковые.

При точном согласовании фильтра с нагрузкой затухание равно нулю, но такое согласование возможно только в одной точке полосы пропускания, так как характеристическое сопротивление четырехполюсника, состоящего из элементов с реактивными сопротивлениями, зависит от частоты. Полоса пропускания определяется на уровне $-3Дб\left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right)$ от максимального значения $K(\omega)$. Для улучшения избирательности используется каскадное соединение звеньев фильтров.

Параметры элементов фильтра вычисляются по формулам, учитывающим требуемые значения граничных частот и сопротивления нагрузки. Такой способ реализации фильтров сравнительно прост, но не позволяет в процессе расчета параметров их элементов гарантировать нужный уровень избирательности и затухания в полосе подавления.

Для второго типа фильтров — полиномиальных LC, задаются требования к характеристике рабочего затухания: максимальное затухание в полосе пропускания, минимальное затухание в полосе подавления, граничные частоты полос пропускания и подавления и величина сопротивления нагрузки. При расчете (синтезе) ФНЧ определяется передаточная функция в виде отношения степенных полиномов, по которой строится схема фильтра. При синтезе ФВЧ, ПФ и РФ заданные граничные частоты преобразуются в граничные частоты ФНЧ — прототипа:

для ФВЧ
$$f_{r\phi_{H4}} = F_{3\phi_{4H}}, f_{3\phi_{H4}} = F_{r\phi_{B4}};$$

для ПФ $f_{r\phi_{H4}} = F_{ren\phi} - F_{ren\phi}, f_{3\phi_{H4}} = F_{3en\phi} - F_{3en\phi};$
для РФ $f_{r\phi_{H4}} = F_{3ep\phi} - F_{3ep\phi}, f_{3\phi_{H4}} = F_{rep\phi} - F_{rep\phi}.$

После синтеза, полученная схема ФНЧ-прототипа заменой элементов преобразуется в соответствующую схему ФВЧ, ПФ или РФ. Для получения схемы ФВЧ конденсаторы схемы ФНЧ заменяются катушками индуктивности, а катушки индуктивности конденсаторами. Для перехода от схемы ФНЧ-прототипа к схеме ПФ катушки индуктивности схемы ФНЧ заменяются последовательными, а конденсаторы параллельными резонансными колебательными контурами *LC*. Для перехода к схеме РФ, наоборот, катушки индуктивности схемы ФНЧ заменяются параллельными, а конденсаторы последовательными, резонансными колебательными *LC*. При замене элементов их параметры пересчитываются в соответствии с преобразованиями шкалы частот.

Аналитическое выражение характеристики рабочего затухания полиномиальных фильтров имеет вид:

$$a_{\rm p} = 10 \log \left[1 + \varepsilon^2 \psi^2(\Omega) \right],$$

где є — коэффициент неравномерности затухания в полосе пропускания, $\Psi(\Omega)$ — функция фильтрации. Обычно функции $\Psi(\Omega)$ — это полиномы Баттерворта или Чебышева и такие фильтры называются,

соответственно, фильтрами Баттерворта и фильтрами Чебышева. Фильтры Баттерворта имеют максимально плоскую характеристику затухания в полосе пропускания, а фильтры Чебышева — колебательную, но избирательность фильтров Чебышева, при одинаковом количестве элементов, лучше, чем у фильтров Баттерворта.

На рис. 1.68. приведены примеры принципиальных схем звеньев *LC*- и *RC*-фильтра нижних частот.

Сопротивление катушек индуктивности, включенных в фильтрах *LC* последовательно, увеличивается с частотой $(x_t = \omega L)$, а конден-

саторов, которые включены параллельно, уменьшается $\left(x_{C} = \frac{1}{\omega C}\right)$.

Поэтому высокочастотные гармоники входного воздействия задерживаются индуктивностью и шунтируются емкостью конденсатора, то есть их токи проходят, в основном, через него, не попадая на выход схемы. Затухание растет с увеличением частоты колебаний.



Рис. 1.68. Звенья фильтров нижних частот: a) LC; б) RC

В звеньях *RC* роль катушки индуктивности выполняет резистор. Такие звенья применяются при небольшой мощности цепи, так как резисторы рассеивают электроэнергию, что приводит к потерям и снижает коэффициент полезного действия цепи.

Примеры схем типовых звеньев фильтров верхних частот приведены на рис. 1.69

В *LC*-фильтрах верхних частот конденсаторы включаются последовательно, задерживая низкочастотные гармоники, а катушки индуктивности включаются параллельно, шунтируя их, т. е. катушки индуктивности ответвляют гармоники обратно в цепь источника.

На рис. 1.70 показаны примеры типовых схем звеньев полосовых фильтров.



Рис. 1.69. Звенья фильтров верхних частот: *а*) *LC*; *б*) *RC*



Рис. 1.70. Звенья полосовых фильтров: *а) LC; б) RC*

В последовательную цепь полосового *LC*-фильтра включается последовательный колебательный контур, сопротивление которого на резонансной частоте мало, а в параллельную цепь — параллельный контур, сопротивление которого на резонансной частоте наоборот велико. Это обеспечивает пропускание гармонических составляющих входного воздействия в заданной полосе частот, близкой к резонансным частотам контуров фильтра и подавление их на всех остальных частотах.

В полосовом фильтре *RC*, часто применяемом в схемах автогенераторов гармонических колебаний низкой частоты, последовательная по отношению ко входу *RC*-цепь не пропускает низкие частоты, а параллельная — высокие.

На рис. 1.71 приведены типовые схемы звеньев режекторных фильтров.

В схемах *LC*-режекторных (заграждающих) фильтров параллельные контуры включены последовательно и не пропускают на выход фильтра гармоники с частотами, близкими к резонансным,



Рис. 1.71 (*начало*). Звенья режекторных фильтров: *а*) *LC*; *б*) *RC* — мост Вина; *в*) *RC* — двойной Т-мост

а последовательные колебательные контуры, включенные параллельно выходу, шунтируют их.

В *RC*-схемах заграждающих фильтров (мост Вина и двойной Т-мост) используются дифференциальные (разностные) свойства мостовых схем, напряжение на выходе которых равно нулю, когда равны произведения сопротивлений противоположных плеч моста. *RC*-фильтры применяются, в основном, на низких частотах в схемах автогенераторов гармонических колебаний.

Рассмотренная теория электрических фильтров имеет важное прикладное значение, позволяя рассчитывать электрические цепи, осуществляющие частотную селекцию сигналов в нужных областях



Рис. 1.71 (*окончание*). Звенья режекторных фильтров: *а*) *LC*; *б*) *RC* — мост Вина; *в*) *RC* — двойной Т-мост

их спектров. Это, в частности используется при анализе структуры сигналов случайной природы. Схемы полиномиальных фильтров можно переводить в цифровую форму, что позволяет производить фильтрацию в любых частотных диапазонах, в том числе, в диапазонах гидрометеорологических процессов.

1.7. Линейные электрические цепи с распределенными параметрами

В рассмотренных выше линейных электрических цепях с сосредоточенными параметрами длины волн гармонических колебаний напряжения и тока намного больше длины проводников *l*_{..} этих

цепей $\lambda \gg l_{\mu}$, $\lambda = \frac{c}{f}$, где $c = 3 \cdot 10^8$ м/с — скорость света в вакууме.

Поэтому токи и напряжения в этих цепях можно считать зависящими только от времени i(t), u(t). При этом параметры (количественные характеристики) элементов цепей сосредоточены в этих элементах, а соединяющие их проводники считаются идеальными, не имеющими параметров.

В цепях, где длины волн гармонических колебаний соизмеримы с размерами цепи или меньше ее размеров, токи и напряжения зависят не только от времени, но и от места их измерения i(t, x), u(t, x). К этим цепям можно, в частности, отнести цепи с частотами гармонических колебаний в них выше 30 МГц.

Рассматривая процессы передачи электромагнитной энергии в таких цепях необходимо учитывать, что магнитные и электрические поля распределены по всей длине этих цепей, и превращение электроэнергии в тепловую также происходит по всей длине цепи.

Проводниками электроэнергии в цепях с распределенными параметрами служат длинные линии и волноводы. Двухпроводная воздушная длинная линия по своему внешнему виду представляет собой обычную линию связи, состоящую из двух параллельных проводников, укрепленных на опорах.

Другой, часто встречающийся вид длинных линий — коаксиальный кабель, в котором центральный внутренний проводник круглого сечения (центральная жила), окруженный слоем изоляции помещается внутри другого проводника цилиндрической формы (оплетки), покрытого внешним слоем защитной изоляции. У коаксиальной линии наружный провод одновременно служит экраном и может заземляться. При этом электрическое и магнитное поля находятся между проводами внутри кабеля, а снаружи отсутствуют, что является преимуществом такой линии по сравнению с двухпроводной воздушной.

Третий вид длинных линий — витая пара, тоже представляет собой кабель, внутри защитной оболочки которого находятся два скрученных проводника.

Длинные линии применяются, в основном, в качестве проводников, по которым передается энергия между высокочастотными устройствами: от антенных устройств к радиоприемникам, от радиопередатчиков к антеннам, в высокочастотных трактах вычислительных систем и других высокочастотных цепях.

В основе анализа цепей с распределенными параметрами лежит представление о длинной линии, как о цепи с бесконечно большим числом пассивных элементов с бесконечно малыми по величине параметрами. Эквивалентная электрическая схема отрезка линии длиной *dx* приведена на рис. 1.72.

Вместо величин dR, dL, dC, dG в теории длинных линий используются погонные параметры $R_1 = \frac{dR}{dx}$, $L_1 = \frac{dL}{dx}$, $C_1 = \frac{dC}{dx}$,

 $G_1 = \frac{dG}{dx}$, рассчитываемые на единицу длины. Эти параметры назы-

ваются первичными параметрами длинной линии. Если они не меняются по длине линии, то линия называется однородной. Также часто для упрощения анализа, потерями в длинной линии пренебрегают, полагая, что $R_1 = G_1 = 0$. Из-за падения напряжения на индуктивности dL и сопротивле-

Из-за падения напряжения на индуктивности dL и сопротивлении dR, напряжение на выходе отрезка линии dx меньше, чем на его входе на величину du:



Рис. 1.72. Эквивалентная схема элементарного отрезка длинной линии

$$-du = L_1 \cdot dx \cdot \frac{\partial i}{\partial t} + R_1 \cdot dx \cdot i.$$

Ток на выходе также уменьшается по сравнению с входным на величину di из-за его ответвления через емкость dC и проводимость dG:

$$-di = C_1 \cdot dx \cdot \frac{\partial u}{\partial t} + G_1 \cdot dx \cdot u$$

ИЛИ

$$\begin{cases} -\frac{\partial u}{\partial x} = L_1 \frac{\partial i}{\partial t} + R_1 i\\ -\frac{\partial i}{\partial x} = C_1 \frac{\partial u}{\partial t} + G_1 u \end{cases}$$

Эти уравнения были выведены для линий телеграфной связи и потому получили название телеграфных уравнений.

Если пренебречь потерями, положив $R_1 = G_1 = 0$, что во многих случаях допустимо, то уравнения будут иметь вид:

$$\begin{cases} \frac{\partial u}{\partial x} = -L_1 \frac{\partial i}{\partial t} \\ \frac{\partial i}{\partial x} = -C_1 \frac{\partial u}{\partial t} \end{cases}$$

Можно привести эту систему уравнений к виду:

$$\begin{cases} \frac{\partial^2 u}{\partial x^2} = \frac{1}{v^2} \frac{\partial^2 u}{\partial t^2} \\ \frac{\partial^2 i}{\partial x^2} = \frac{1}{v^2} \frac{\partial^2 i}{\partial t^2}, \text{ где } v = \frac{1}{\sqrt{L_1 \cdot C_1}}. \end{cases}$$

Эти уравнения называются волновыми, и их общее решение имеет вид:

$$\begin{cases} u = f_1\left(t - \frac{x}{v}\right) + f_2\left(t + \frac{x}{v}\right) \\ i = \varphi_1\left(t - \frac{x}{v}\right) + \varphi_2\left(t + \frac{x}{v}\right) \end{cases}$$

Значения функции $f_1\left(t-\frac{x}{v}\right)$ в произвольный момент времени

 $t = t_1$ в разных точках оси *x* не равны друг другу, но для любых двух точек линии с координатами x_1 и x_2 существуют такие моменты на-

блюдения t_1 и t_2 , в которых $f_1\left(t_1 - \frac{x_1}{v}\right) = f_1\left(t_2 - \frac{x_2}{v}\right)$.

Это равенство соблюдается, если $t_1 - \frac{x_1}{v} = t_2 - \frac{x_2}{v}$. Если $t_2 > t_1$ и

 $x_2 > x_1$, то $\Delta t = t_2 - t_1 = \frac{x_2 - x_1}{v} = \frac{\Delta x}{v}$. Значение функции $f_1\left(t - \frac{x}{v}\right)$, ко-

торое она имела в точке x_1 в момент времени t_1 , повторяется в точке x_2 через промежуток времени Δt , пропорциональный расстоянию Δx между точками x_1 и x_2 .

Следовательно, значения функции $f_1\left(t-\frac{x}{v}\right)$ движутся во вре-

мени вдоль оси х со скоростью $v = \frac{\Delta x}{\Delta t}$, называемой фазовой скоро-

стью. Это свойство функции $f_1\left(t-\frac{x}{v}\right)$ дает основание называть ее волновой функцией или волной. Функция $f_2\left(t+\frac{x}{v}\right)$ описывает вол-

ну, распространяющуюся по линии в обратном направлении (обрат-

ная волна). Можно показать, что:

$$\frac{u_{\rm np}}{i_{\rm np}} = -\frac{u_{\rm obp}}{i_{\rm obp}} = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} = Z_0,$$

где u_{np} , i_{np} — напряжение и ток прямой волны; u_{obp} , i_{obp} — напряжение и ток обратной волны; Z_0 — волновое сопротивление длинной линии.

В установившемся режиме, когда вдоль длинной линии распространяется только прямая волна и в начале линии в точке $x = 0, f_1(t, 0) = U \cos \omega t$,

$$u(t,x) = U \cos \omega \left(t - \frac{x}{v}\right) = U \cos \left(\omega t - \beta x\right),$$

$$i(t,x) = I \cos \omega \left(t - \frac{x}{v}\right) = I \cos \left(\omega t - \beta x\right),$$

где U и $I = \frac{U}{Z_0}$ — амплитуды напряжения и тока прямой волны;

 $\beta = \frac{\omega}{v} = \omega \sqrt{L_1 C_1}$ — коэффициент фазы (волновое число), равный из-

менению фазы напряжения и тока на единицу длины линии. Так как на расстоянии, равном длине волны λ , фаза напряжения (тока) меняется на 2π , то $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$. Величина $\beta l = 2\pi \frac{l}{\lambda}$, где l — длина линии, называется электрической длиной линии. Если $\beta l \ll 1$, то волновой характер процессов в линии проявляется слабо, а если $\beta l > 1$ сильно. В частности, при $l = \frac{\lambda}{4}$, $\beta l = \frac{\pi}{2}$, при $l = \frac{\lambda}{2}$, $\beta l = \pi$ и т.д.

Параметры v, Z_0, β называются вторичными параметрами длинной линии. Они, как было показано, полностью определяются значениями первичных параметров L_1, C_1 .

При эксплуатации длинных линий используются, в основном, два режима их работы — режим бегущей волны (РБВ) и режим стоячих волн (РСВ).

Режим бегущей волны устанавливается в длинной линии, когда она согласована с источником и нагружена на сопротивление равное волновому. В этом режиме в линии существует только прямая (падающая) волна. Линия представляет собой для тока активную нагрузку, фазы напряжения и тока совпадают, поэтому энергия бегущей волны носит активный характер и полностью поглощается в нагрузке.

Если пренебречь потерями, то можно считать, что энергия, передаваемая по линии, в любой момент времени распределяется поровну между электрическим и магнитным полями, и амплитуда колебаний напряжения и тока постоянны по всей длине линии (рис. 1.73).

У двухпроводной линии, состоящей из двух параллельных проводников диаметром d с расстоянием между ними r в среде с диэлектрической проницаемостью ε и магнитной проницаемостью μ , погонные емкость и индуктивность равны:

$$C_{1} = \frac{\varepsilon}{4\ln\frac{2r}{d}} \cdot \frac{1}{9 \cdot 10^{9}}; \ L_{1} = 4\mu\ln\frac{2r}{d} \cdot 10^{-7}$$

и, следовательно, волна в длинной линии распространяется со скоростью $v = \frac{3 \cdot 10^8}{\sqrt{\epsilon \mu}}$, с которой бы она распространялась в свободном

пространстве с такими же параметрами є и μ (диэлектрическая и магнтиная проницаемость).

Режим бегущей волны применяется для передачи энергии высокочастотных сигналов от источника к нагрузке. Линия, по которой передается энергия в режиме бегущей волны от генератора к нагрузке, называется фидером (от англ. to feed — «питать»). Если сопротивление нагрузки отличается от волнового сопротивления длинной линии, то, чтобы обеспечить условия режима бегущей волны, применяются элементы согласования — шлейфы и четвертьволновые трансформаторы, представляющие собой специальные отрезки длинных линий, подключаемые к линии, по которой передается энергия. Эти элементы компенсируют реактивную составляющую сопротивления нагрузки и трансформируют его активную составляющую так, чтобы длинная линия была нагружена на сопротивление равное ее волновому сопротивлению.



Рис. 1.73. Распределение амплитуд (или действующих значений) напряжения и тока *U*, *I* вдоль линии в режиме бегущей волны

Режим стоячих волн (PCB) устанавливается в длинной линии, когда она либо замкнута накоротко ($R_{\rm H} = 0$), либо разомкнута на конце ($R_{\rm H} = \infty$).

Ёсли длинная линия на конце разомкнута, то прямая волна, идущая от генератора (падающая), полностью отражается, дойдя до конца линии, и отраженная (обратная) волна распространяется к началу линии. Напряжение отраженной волны в конце линии равно напряжению падающей, и амплитуда его максимальна. Ток на конце линии при этом равен нулю. В любом сечении линии напряжения падающей $u_n(t, x)$ и отраженной $u_o(t, x)$ волн складываются, а токи $i_n(t, x), i_o(t, x)$ вычитаются, так как их направления противоположны. $u(t, x) = u_n(t, x) + u_o(t, x) = U \sin(\omega t + \beta x) + U \sin(\omega t - \beta x) =$

$$= 2U\cos\beta x\cos\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right);$$

$$i(t,x) = i_{n}(t,x) - i_{o}(t,x) = I\sin(\omega t + \beta x) - [I\sin(\omega t - \beta x)] =$$

 $= 2I\sin\beta x\cos\omega t,$

где $2U\cos\beta x$, $2I\sin\beta x$ — амплитуды стоячих волн напряжения и тока.

$$I = \frac{U}{Z_0}$$

Полученные уравнения описывают стоячие волны напряжения и тока.

Распределение амплитуд напряжения и тока в режиме стоячей волны вдоль линии, разомкнутой на конце, показано на рис. 1.74. Напряжение и ток сдвинуты по фазе друг относительно друга на $\frac{\pi}{2}$, т. е. по отношению к генератору линия в режиме стоячей волны представляет собой реактивное сопротивление. Напряжение на конце разомкнутой линии максимально, а ток равен нулю. Точки, в которых амплитуды максимальны, называются пучностями напряжения или тока, а в которых они равны нулю — узлами. В пучностях напряжения кения сопротивление $\frac{U}{I}$ бесконечно велико, а в узлах равно нулю.

Когда линия на конце замкнута накоротко, напряжение на ее конце равно нулю, т. е. в этой точке напряжение отраженной волны равно напряжению падающей волны и противоположно ему по знаку.



Рис. 1.74. Амплитуды (или действующие значения) напряжения и тока *U*, *I* в разомкнутой на конце линии

$$u(t,x) = u_{\pi}(t,x) + u_{o}(t,x) = U\sin(\omega t + \beta x) + \left[-U\sin(\omega t - \beta x)\right] =$$

= $2U\sin\beta x\sin\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right).$
 $i(t,x) = i_{\pi}(t,x) - i_{o}(t,x) = I\sin(\omega t + \beta x) - \left[-I\sin(\omega t - \beta x)\right] =$
= $2L\cos\beta x\sin\omega t$

Распределение амплитуд напряжения и тока в длинной линии при коротком замыкании на ее конце показано на рис. 1.75.

Важное практическое значение имеют разомкнутые и короткозамкнутые на концах отрезки линий длиной $\lambda/4$. Распределение амплитуд напряжений и токов в них показано на рис. 1.76.

Со стороны генератора в точках подключения его к длинной линии разомкнутый на конце отрезок линии длиной $\lambda/4$ эквивалентен последовательному колебательному контуру, а короткозамкнутый — параллельному. Это важно в связи с тем, что на частотах, которые используются в длинных линиях, практически невозможно реализовать высокодобротные частотно-избирательные цепи с сосредоточенными параметрами, так как расчетные значения индуктивностей и емкостей слишком малы и соизмеримы с паразитными



Рис. 1.75. Амплитуды напряжения и тока U, I в короткозамкнутой на конце линии

параметрами схем (монтажными емкостями, индуктивностями выводов и др.). В то же время резонансные цепи на отрезках длинных линий на этих частотах обладают высокой добротностью и хорошей избирательностью.

Короткозамкнутые отрезки линии длиной $\lambda/4$ применяются также в качестве элементов крепления (металлических изоляторов) для протяженных двухпроводных фидерных линий, так как на входе имеют очень высокое сопротивление.

В длинных линиях распространяются волны, векторы напряженности электрического и магнитного полей которых в любой точке пространства вне проводников, перпендикулярны между собой и лежат в плоскости, поперечной осям проводников, т. е. перпендикулярны направлению распространения волны в линии. Такие волны называются *поперечными* или *Т-волнами*.

В диапазоне сверхвысоких частот, когда расстояние между проводниками длинной линии соизмеримо с длиной волны или больше нее поперечные волны распространяться не могут, потери в линии резко возрастают, и волна быстро затухает. Если при этом уменьшать расстояние между проводниками линии, то увеличивается погонная емкость, уменьшаются погонная индуктивность и волновое сопротивление, что ведет к росту затухания, снижается также электрическая прочность линии.



Рис. 1.76. Режим стоячей волны в λ /4-отрезках длинной линии: *a*) разомкнутом; б) короткозамкнутом

Поэтому в диапазонах сантиметровых длин волн вместо длинных линий применяют волноводы — медные трубы прямоугольного или круглого сечения, внутренняя поверхность которых покрывается тонким слоем проводящего материала, например, серебра. Толщина покрытия выбирается с учетом скин-эффекта, заключающегося в том, что на высоких частотах токи текут только в поверхностном слое проводящего материала. Глубина проникновения в диапазоне сверхвысоких частот (СВЧ) обычно составляет единицы и доли микрон.

В коротковолновом конце сантиметрового диапазона и в миллиметровом диапазоне волн применяются также полосковые (ленточные) волноводы. Полосковый волновод состоит из двух металлических токопроводящих полосок, разделенных слоем диэлектрика. Так как ширина этих полосок соизмерима с длиной волны и электромагнитное поле убывает к их краям, то излучения в окружающее пространство нет. Диэлектрик повышает электрическую прочность этих волноводов и они могут применяться для передачи сигналов большой мещности. Микрополосковые линии являются основой интегральных микросхем сверхвысоких частот.

Из-за экранирующего действия металлических стенок в волноводах отсутствует излучение энергии в пространство, а поверхность внутренних стенок настолько велика, что даже с учетом скин-эффекта плотности токов и тепловые потери в стенках волновода намного меньше, чем в проводах длинной линии.

К недостаткам волновода можно отнести наличие нижнего предела пропускаемых частот. По нему могут распространяться только волны, длина которых меньше критической $\lambda_{\rm kp}$. Это объясняется конструктивными особенностями волновода (рис. 1.77). На этом



Рис. 1.77. Переход от длинной линии к прямоугольному волноводу

рисунке показано, что, соединяя провода двухпроводной симметричной длинной линии короткозамкнутыми на конце $\lambda/4$ отрезками длинной линии, не влияющими на работу линии, в связи с их высокими входными сопротивлениями, можно, располагая такие отрезки вплотную друг к другу, получить прямоугольный волновод.

Ширина проводников длинной линии равна: $h = b - \frac{\lambda}{2}$. При длине волны $\lambda_{\rm kp} = 2b$, расстояние h = 0, сопротивление линии бесконечно велико и волны по ней не могут распространяться.

Распределение электрического и магнитного полей в волноводе аналогично распределению напряжения и тока в длинной линии. Если замкнуть конец волновода проводящей стенкой, в нем возникают стоячие волны. Установив две проводящие стенки с расстоянием между ними $l = 0,5\lambda p$, где p = 1, 2, 3..., можно получить объемный резонатор (объемный контур) для колебаний с этой длиной волны.

Объемные резонаторы применяются в сантиметровом диапазоне волн. В дециметровом диапазоне используются коаксиальные резонаторы, представляющие собой отрезки коаксиальной линии, закороченной на концах. В качестве элементов связи, вводящих и выводящих энергию в волноводах и резонаторах, используются (рис. 1.78): штырь (например, конец центрального провода коаксиальной линии), осуществляющий связь с электрическим полем; петля, осуществляющая связь с магнитным полем; щель, прорезанная в стенке волновода на пересечении линий тока, возбуждающего при этом в окружающем пространстве электромагнитные колебания.

Чтобы распределить высокочастотную энергию, передаваемую по волноводам между несколькими нагрузками, используются различные волноводные разветвления: разветвление одного волновода на два; волноводные тройники; кольцевые распределители,



Рис. 1.78. Элементы связи: а) штырь; б) петля; в) щель

состоящие из нескольких ответвлений от свернутого кольцом основного волновода и другие.

Для установления режима бегущей волны в волноводах, как и в длинных линиях, необходимо обеспечить согласование волновода с нагрузкой. Для этого применяются методы, аналогичные тем, что используются при согласовании с нагрузкой длинных линий, в частности, четвертьволновые трансформаторы, реактивные шлейфы и др.

В гидрометеорологии цепи с распределенными параметрами применяются в локационных системах, системах связи, рефрактометрии и др.

1.8. Нелинейные электрические цепи

Элементы линейных электрических цепей описываются их статическими характеристиками y = f(x). Резистор характеристикой i = f(u) (вольтамперная характеристика), катушка индуктивности характеристикой $\Psi = f(i)$ (вебер-амперная, характеристика), конденсатор характеристикой q = f(u) (кулон-вольтная характеристика). Величина $p = \frac{y}{x}$ называется статическим параметром (сопротивление, индуктивность, емкость). Нелинейные элементы характеризуются также дифференциальными параметрами $p_d = \frac{dy}{dx}$ или, так как y = px, то $p_d = x \frac{dp}{dx} + p$. У линейных элементов дифференциальный параметр равен статическому и статическая характеристика линей-

ного элемента — это прямая, проходящая через начало координат. Параметры линейных элементов постоянны и не зависят от величины воздействия, а параметры нелинейных элементов зависят.

На рис. 1.79 показаны условные обозначения нелинейных элементов сопротивления, индуктивности и емкости.



Рис. 1.79. Условные графические обозначения нелинейных элементов

Для резистора: x = u, y = i, $p = \frac{i}{u} = G = \frac{1}{R}$, $p_d = \frac{di}{du} = G_d = \frac{1}{R_d}$.

Для катушки индуктивности: $x = i, y = \psi, p = \frac{\psi}{i} = L, p_d = \frac{d\psi}{di} = L_d.$

Для конденсатора:
$$x = u$$
, $y = q$, $p = \frac{q}{u} = C$, $p_d = \frac{dq}{du} = C_d$

В произвольной точке статической характеристики нелинейного элемента значение статического параметра равно тангенсу угла наклона секущей, проведенной из начала координат в эту точку, а значение дифференциального параметра в той же точке равно тангенсу угла наклона касательной к характеристике.

На рис. 1.80 приведена в качестве примера вольтамперная характеристика нелинейного резистора. На ней $p = tg\alpha$, а $p_d = tg\beta$.

Так как к нелинейным цепям не применим принцип суперпозиции, и нельзя использовать метод наложения, анализ этих цепей осуществляется графоаналитическими методами, либо аналитическими, основанными на аппроксимации характеристик нелинейных элементов, например, кусочно-линейной или полиномиальной функциями.



Рис. 1.80. Вольтамперная характеристика нелинейного резистора

В электрической цепи постоянного тока, содержащей нелинейный резистор $R_{_{\rm H}}$, величину тока $I_{_{\rm H}}$, протекающего через него, можно найти с помощью метода эквивалентного генератора напряжения. Уравнение Кирхгофа для цепи с эквивалентным генератором напряжения имеет вид: $E_{_{\Im}} = I_{_{\rm H}}R_{_{\Im}} + U_{_{\rm H}} = U_{_{\Im}} + U_{_{\rm H}}$ (рис. 1.81-*a*). Это уравнение прямой линии, которую называют нагрузочной прямой. Точка пересечения этой линии с вольтамперной характеристикой нелинейного элемента (рис. 1.81- δ) определяет величину тока в цепи.

Так определяются все величины ($I_{\rm H}$, $U_{\rm H}$, $U_{\rm 9}$), характеризующие режим цепи. Для типовых соединений нелинейных резисторов, как и для линейных, можно выполнять эквивалентные преобразования, складывая их вольтамперные характеристики (рис. 1.82).

При гармоническом воздействий $u(t) = U \sin \omega t$ (где U — амплитуда напряжения) на резистор с нелинейной вольтамперной



Рис. 1.81. *а)* электрическая цепь с нелинейным сопротивлением нагрузки; *б)* определение силы тока в цепи графическим методом

характеристикой, выходной ток будет иметь вид, показанный на рис. 1.83. Эта периодическая функция раскладывается в ряд Фурье:

$$i(t) = I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} I_n \sin\left(n\omega t - \varphi_n\right),$$

где I_0 — постоянная составляющая тока в резисторе; I_n — амплитуда гармоники с частотой $n\omega$; ϕ_n — начальная фаза *n*-й гармоники. Такие преобразования применяются, в частности, в выпря-

Такие преобразования применяются, в частности, в выпрямителях переменного напряжения и детекторах радиоприемных устройств.

Характеристики нелинейных реактивных элементов неоднозначны.

Для нелинейных элементов индуктивности они определяются свойствами материалов сердечников (магнитопроводов), на которых размещаются катушки индуктивности.

Магнитное поле в каждой точке пространства характеризуется напряженностью H(A/m). Вещества, которые оказывают влияние на магнитное поле, называют магнетиками. Круговые движения электронов в их атомах и молекулах создают элементарные магнитные поля, векторы напряженности которых при отсутствии внешнего магнитного поля расположены хаотично, и средняя напряженность собственного магнитного поля магнетика H_{cp} при этом равна нулю. Внешнее магнитное воздействие ориентирует микроскопические токи в магнетиках и векторы напряженности их магнитных полей.



Рис. 1.82. Преобразование типовых соединений нелинейных резисторов: *а)* параллельного; *б)* последовательного

По отношению к воздействию магнитного поля материалы делятся на диамагнетики, ослабляющие магнитное поле, парамагнетики, в которых магнитное поле усиливается, и ферромагнетики, в которых оно усиливается многократно $H_{\phi} = \mu H$, где $\mu = \frac{\mu_a}{\mu_0}$ — относительная магнитная проницаемость вещества, μ_a — его абсолютная диэлектрическая проницаемость, а $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м — диэлектрическая проницаемость вакуума. Благодаря своей способности усиливать магнитные поля, ферромагнетики широко применяются в электротехнике и электронике.



Рис. 1.83. Гармоническое воздействие на нелинейный резистор

В международной системе единиц СИ для характеристики магнитного поля в магнетике используют величину $B = \mu_0 \mu H$. Этот вектор называется магнитной индукцией (измеряется в Тесла — Тл). Векторы напряженности магнитного поля и магнитной индукции, с точки зрения геометрии, представляют собой касательные к силовым линиям магнитного поля. Число силовых линий магнитной индукции, пронизывающих перпендикулярную к ним площадку *S* называется магнитным потоком через эту площадку. $\Phi = BS$ (измеряется в Веберах — Вб).

Магнитные свойства материалов характеризуются кривой намагничивания, представляющей собой зависимость магнитной индукции от напряженности магнитного поля B = f(H). У ферромагнетиков эта зависимость не линейна. Если материал размагничен, то с увеличением напряженности магнитного поля индукция изменяется по кривой первоначального намагничивания. На рис. 1.84 это кривая $0 \rightarrow a$.

При повторном циклическом изменении напряженности магнитного поля в заданных максимальных пределах от H_m до $-H_m$ изменение индукции происходит по замкнутой кривой, называемой кривой гистерезиса, которая имеет вид симметричного цикла. Пути изменения индукции при увеличении и уменьшении напряженности магнитного поля показаны на рис. 1.84 стрелками.

Материалы с широкой петлей гистерезиса называют магнитотвердыми и применяют в постоянных магнитах, так как они имеют большую остаточную индукцию. Материалы с узкой петлей



Рис. 1.84. Кривая намагничивания (петля гистерезиса)

называют магнитомягкими и используют в магнитных цепях с переменными магнитными потоками, например, в трансформаторах.

Если построить несколько петель гистерезиса для разных значений H_m при медленном перемагничивании, то их вершины будут располагаться на кривой начального намагничивания, которую также называют основной кривой намагничивания ферромагнитного материала (ОКН). Эта нелинейная характеристика используется для расчета магнитных цепей при постоянных потоках.

Величина индукции B_0 при H = 0 называется остаточной индукцией, а напряженность магнитного поля H_c — коэрцетивной силой. H_c — это напряженность магнитного поля, которая нужна для того, чтобы довести индукцию намагниченного материала до нуля.

Статический параметр среды, который характеризует ее магнитные свойства, называется статической магнитной проницаемость: $\mu = \frac{B}{H}$. Дифференциальная магнитная проницаемость (крутизна характеристики намагничивания): $\mu_d = \frac{dB}{dH}$.

Для катушки индуктивности индукция в сердечнике пропорциональна магнитному потоку, так как потокосцепление $\Psi = w\Phi = wBS$, где *w* — количество витков катушки индуктивности; Φ — поток магнитной индукции *B* в сердечнике с площадью поперечного сечения *S*. Согласно закону полного тока, циркуляция вектора напряженности магнитного поля по замкнутому контуру равна алгебраической сумме токов, охватываемых этим контуром: $\oint \overline{Hdl} = \sum I$. Сле-

довательно, $i \cdot w = H \cdot l$, где i — ток в катушке индуктивности; l — средняя длина магнитной силовой линии в ферромагнитном сердечнике. Учитывая пропорциональность магнитной индукции магнитному потоку и напряженности магнитного поля току, можно от характеристики B(H) перейти к вебер-амперной характеристике $\Phi(i)$, или $\Psi(i)$. При этом параметр $L = \frac{\Psi}{i}$ — статическая индуктивность, пропорциональна статической магнитной проницаемости, а дифференциальная индуктивность $L_d = \frac{d\Psi}{di}$ — дифференциаль-

ной магнитной проницаемости.

Обобщенная эквивалентная электрическая схема катушки индуктивности с ферромагнитным сердечником приведена на рис. 1.85, на котором: $R_{\rm K}$ — активное сопротивление провода катушки; $R_{\rm \Gamma}$ — сопротивление, учитывающее расход энергии на перемагничивание сердечника (потери на гистерезис); $R_{\rm B}$ — сопротивление, учитывающее потери энергии на вихревые токи, возникающие в толще сердечника при воздействии переменного магнитного поля.

Все эти сопротивления превращают электрическую энергию в тепло. Сопротивления $R_{\rm K}$ и R_{Γ} уменьшают путем рационального выбора материалов проводника и сердечника. Для уменьшения потерь в сопротивлении $R_{\rm B}$ сердечники катушек переменного тока изготавливают из тонких листов магнитного железа, изолированных друг от друга. На высоких частотах используются ферритовые сердечники, из частиц ферромагнитного порошка, связанных диэлектриком. Ферриты имеют магнитную проницаемость μ , равную 10–10000, и высокое удельное сопротивление порядка 10^2-10^8 Ом/см, за что их называют магнитодиэлектриками.



Рис. 1.85. Эквивалентная схема нелинейной индуктивности

Нелинейные магнитные элементы широко применяются в электротехнике и электронике.

Они входят в состав многих устройств измерения гидрометеорологических величин в качестве чувствительных элементов преобразователей угловых и линейных перемещений и электропроводности среды.

Расчет устройств, в которых используются нелинейные индуктивности, производится методами теории магнитных цепей, основы которой рассматриваются в следующем разделе пособия.

В нелинейных конденсаторах используются диэлектрики с нелинейными свойствами. Свойства диэлектрика характеризуются зависимостью между электрической индукцией (смещением) D (K/м²) и напряженностью электрического поля E (B/м): D = f(E). Параметр

 $\varepsilon = \frac{D}{E}$ называется статической относительной диэлектрической про-

ницаемостью. Дифференциальная диэлектрическая проницаемость:

 $\varepsilon_d = \frac{dD}{dE}$. Впервые нелинейность характеристики была обнаружена

у сегнетовой соли, поэтому в дальнейшем все материалы, обладающие такими свойствами, стали называть сегнетоэлектриками.

Поведение сегнетоэлектриков в электрических цепях аналогично поведению ферромагнетиков в магнитных цепях. Зависимости D = f(E) также имеют вид петель гистерезиса (рис. 1.86).

Электрический поток через диэлектрик плоского конденсатора: $\Phi_E = \varepsilon ES = \varepsilon_a \varepsilon_0 ES = DS = q,$

где ε_a — абсолютная диэлектрическая проницаемость вещества, ε_0 — диэлектрическая проницаемость вакуума, $\varepsilon_0 = \frac{1}{36\pi \cdot 10^9} \Phi/M$,

q — заряд конденсатора. Напряжение между обкладками конденсатора $u_c = Ed$. Заряд конденсатора пропорционален смещению, а напряжение на нем — напряженности электрического поля и, следовательно, можно характеристику D = f(E) заменить кулон-вольтной характеристикой q = f(u), имеющей такой же вид. При этом статиче-

ский параметр — емкость конденсатора $C = \frac{q}{u}$, а дифференциаль-

ный — $C_d = \frac{dq}{du}$. Характеристика q = f(u) имеет сложный вид, и при



Рис. 1.86. Кривая электризации (заряда нелинейного конденсатора)

анализе используют ее полиномиальную аппроксимацию. Разность между энергией, запасаемой при заряде нелинейного конденсатора и отдаваемой при его разряде, представляет собой энергию потерь на диэлектрический гистерезис. Эти потери характеризуются углом диэлектрических потерь δ , на котором разность фаз межу током и напряжением на конденсаторе отличается от $\pi/2$. Эквивалентная схема нелинейного конденсатора приведена на рис. 1.87. Потери учитывает сопротивление R_{cr} .

Нелинейные конденсаторы применяются в диэлектрических параметрических усилителях, электроакустических преобразователях, измерительных преобразователях влажности, и других устройствах электротехники и электроники.



Рис. 1.87. Эквивалентная схема нелинейного конденсатора

1.9. Магнитные цепи

Магнитная цепь — это совокупность устройств из ферромагнитных материалов, называемых магнитопроводами, служащих для сосредоточения магнитного потока в определенной части пространства. Ферромагнитные материалы имеют высокую магнитную проницаемость, которая непостоянна. Поэтому магнитные цепи не линейны.

Магнитные цепи могут состоять из постоянных магнитов или электромагнитов, в которых магнитный поток создается током в обмотках, размещенных на магнитопроводе. Если вся магнитная цепь выполнена из одного материала, то она называется однородной, в противном случае — неоднородной. Величина $F = i \cdot w$, где w — количество витков катушки индуктивности, называется намагничивающей или магнитодвижущей силой (м.д.с.). Магнитодвижущая сила измеряется в амперах или в ампер-витках. При практических расчетах магнитных цепей интеграл в законе полного тока заменяется суммой:

$$\sum_{k=1}^n H_k l_k = \sum_{k=1}^n \frac{B_k}{\mu_{ak}} \cdot l_k = F.$$

Это выражение можно рассматривать, как формулу второго закона Кирхгофа для магнитной цепи, где F играет роль ЭДС, а $H_k l_k = U_k$ — магнитного напряжения на k-том участке магнитной цепи, l_k — длина средней линии магнитной индукции k-го участка магнитопровода. Обычно считают, что эта линия проходит через центры тяжести поперечных сечений магнитной цепи, которые на рис. 1.88 показаны пунктиром.

Магнитные цепи так же, как электрические, могут быть разветвленными и неразветвленными (рис. 1.88).



Рис. 1.88. Магнитные цепи: а) неразветвленная; б) разветвленная

В неразветвленной цепи магнитный поток на всех ее участках одинаков, а в разветвленной на участке, который подходит к месту разветвления, равен сумме магнитных потоков участков, отходящих

от места разветвления $\Phi = \sum_{k=1}^{m} \Phi_k$. Это выражение первого закона

Кирхгофа для узла магнитной цепи, в котором магнитные потоки $\Phi_k = B_k \cdot S_k$ играют роль токов. Из отношения $\frac{F}{\Phi} = \frac{l}{\mu_a \cdot S} = R_{_{\rm M}}$, где ве-

личину $R_{_{\rm M}}$, имеющую размерность 1/Гн, называют магнитным сопротивлением, следует закон Ома для магнитной цепи: $F = H \cdot l = \Phi \cdot R_{_{\rm N}}$.

Раэличают два вида задач, расчета магнитных цепей при постоянном магнитном потоке: *прямая*, когда определяется магнитодвижущая сила, нужная для создания в участке магнитопровода заданной величины магнитного потока, и *обратная*, когда по заданной магнитодвижущей силе рассчитываются значения магнитных потоков в участках цепи.

Прямая задача для магнитной цепи аналогична обратной задаче для нелинейной электрической цепи, когда заданы ток и вольтамперные характеристики всех нелинейных резисторов и нужно найти напряжение источника.

Порядок решения прямой задачи для неразветвленной магнитной цепи с электромагнитом следующий:

• по заданной величине магнитного потока Φ находится индукция во всех участках магнитной цепи $B_k = \frac{\Phi}{S_k};$

• по основной кривой намагничивания *B*(*H*) определяется напряженность магнитного поля для каждого участка магнитной цепи

 H_k и для воздушного зазора, если он есть: $H_{\rm B3} = \frac{B_{\rm B3}}{\mu_0};$

для каждого участка магнитной цепи рассчитывается магнитное напряжение: U_k = H_k · l_k;
определяется требуемая магнитодвижущая сила обмотки

• определяется требуемая магнитодвижущая сила обмотки с током: $F = \sum U_k$;

• определяется ток обмотки: $I = \frac{F}{w}$.

При решении обратной задачи известны параметры магнитной цепи l_k , S_k , μ_{ak} , ток *i* и количество *w* витков обмотки, а рассчитывается магнитный поток. Это аналогично прямой задаче анализа одноконтурной электрической цепи постоянного тока, в которой при заданных вольтамперных характеристиках нелинейных элементов и напряжении источника ищется ток.



Порядок расчета включает в себя следующие этапы.



• С помощью основной кривой намагничивания B(H) определяются пересчетом характеристики $\Phi_k(U_k)$ ферромагнитных участков цепи с учетом того, что $\Phi_k = B_k \cdot S_k$, $U_k = H_k \cdot l_k$. Для воздушного зазора характеристика $\Phi_{_{B3}}(U_{_{B3}}) = \frac{U_{_{B3}}}{R_{_{MB3}}}$ линейна. Магнитное сопротивление воздушного зазора: $R_{_{MB3}} = \frac{l_{_{B3}}}{S_{_{R4}}\mu_0}$.

• Значения U_k на графике полученных характеристик складываются (рис. 1.89) при одинаковых значениях Φ_k .

• Вычисляется суммарное магнитное напряжение в рабочей точке, равное магнитодвижущей силе $U_{\Sigma_{D}} = F_{\Sigma_{D}} = w \cdot i.$

• Зная U_{Σ_p} на графике $U_{\Sigma}(\Phi)$ можно определить величину магнитного потока цепи в рабочей точке — Φ_{p} .

У постоянных магнитов нет обмотки с током и, согласно закону полного тока, уравнение Кирхгофа для одноконтурной магнитной цепи имеет вид:

$$U_{\rm M} + U_{\rm B3} = H_{\rm M} l_{\rm M} + H_{\rm B3} l_{\rm B3} = 0, \ H_{\rm M} = \frac{-H_{\rm B3} l_{\rm B3}}{l_{\rm M}}.$$

Так как постоянные магниты изготавливаются из магнитотвердых материалов, имеющих большую остаточную индукцию и широкую петлю гистерезиса, то приближенный расчет по основной кривой намагничивания для них невозможен, и приходится пользоваться неоднозначной петлей гистерезиса. В воздушном зазоре $\vec{B}_{B3} = \mu_0 \vec{H}_{B3}$ и векторы \vec{B}_{B3} и \vec{H}_{B3} совпадают по направлению. Так как линии вектора магнитной индукции непрерывны и замкнуты, они сохраняют в магнитопроводе то же направление, что и в воздушном зазоре, и, следовательно, в нем \vec{B}_{M} и \vec{H}_{M} направлены в разные стороны: $B_{M} > 0$, а $H_{M} < 0$. Этому условию соответствует участок кривой размагничивания, находящийся во втором квадранте петли гистерезиса (рис. 1.90).

Если заданы параметры магнитной цепи l_k , S_k и кривая размагничивания $B_{M}(H_{M})$, а найти нужно значение магнитного потока в рабочей точке Φ_{p} , то:

• кривая размагничивания пересчитывается по формулам: $\Phi = S_{M}B_{M}$, $U_{M} = l_{M}H_{M}$, и строится график $U_{M}(\Phi)$;

• на том же графике строится прямая линия:

$$-U_{_{\rm B3}}(\Phi) = \frac{-R_{_{\rm MB3}}}{\Phi} = -\frac{l_{_{\rm B3}}}{S_{_{\rm B3}}\mu_0}\Phi;$$



Рис. 1.90. Определение магнитного потока в цепи с постоянным магнитом

• рабочая точка $\Phi_{\mathbf{p}}(U_{\mathbf{MP}})$ находится на пересечении этих линий.

В цепях переменного тока с ферромагнитными элементами, т. е. в магнитных цепях с переменными магнитными потоками приходится учитывать не только зависимость магнитного потока от токов в обмотках, но и зависимость токов в обмотках от изменения магнитного потока, поэтому при расчетах приходится делать ряд допущений. Необходимо также учитывать потери от гистерезиса и вихревых токов.

Для учета этих факторов используются понятия угла потерь, комплексной магнитной проницаемости, динамической петли гистерезиса и др., которые позволяют с достаточной точностью описывать процессы в магнитных цепях с переменными потоками, рассчитывать размеры магнитопроводов и количество витков обмоток.

В гидрометеорологических измерительных устройствах используются магнитные цепи и с постоянными и с переменными магнитными потоками. Это, упомянутые выше, датчики угловых и линейных перемещений, дроссельного типа (постоянные электромагниты с подвижным сердечником), трансформаторные преобразователи электропроводности воды, индукционные расходомеры и др.

2. Электронные приборы

2.1. Понятие и классификация

Электронные приборы — это нелинейные элементы с управляемыми параметрами, осуществляющие преобразования сигналов в электронных устройствах. Работа этих приборов основана на электронных эффектах, происходящих в различных средах, при воздействии на них электрических, магнитных, световых, тепловых, акустических и других полей. Под действием этих полей в электронных приборах происходит направленное движение заряженных частиц или изменение их энергетического состояния.

В зависимости от среды, в которой находятся эти заряженные частицы, различают полупроводниковые, электровакуумные, газоразрядные, диэлектрические, магнитные и электролитические приборы. Основные группы универсальных электронных приборов включают в себя полупроводниковые (наиболее распространенные), электровакуумные и газоразрядные приборы. Остальные, в основном специализированные, обычно объединяются в одну группу приборов — приборы функциональной электроники.

Принцип действия большинства электронных приборов основан на управлении потоками заряженных частиц — плотностью потока, скоростью и направлением движения частиц, силами электрических и магнитных полей. При этом продольные поля изменяют скорость движения частиц и используются для формирования потоков частиц, а поперечные — изменяют направление движения этих потоков. К этим электронным приборам относятся, в частности, практически все полупроводниковые, газоразрядные и электровакуумные приборы.

К приборам, работа которых основана на воздействии внешних полей на энергетическое состояние заряженных частиц, относятся, например, квантовые, диэлектрические и магнитные приборы.

Электронные приборы находят широкое применение во всех областях современной науки и техники. Они составляют основу профессиональной и бытовой электронной аппаратуры от простых электронных устройств до сложных электронных систем, например, систем передачи информации, радиолокационных и радионавигационных систем, электронных систем промышленной автоматики, вычислительных систем, и информационно-измерительных систем,

в том числе, гидрометеорологических. В гидрометеорологических информационно-измерительных системах такие электронные приборы составляют основу интеллектуальных датчиков — устройств, преобразующих физические величины в электрические сигналы, обеспечивающие неограниченные возможности автоматизации сбора, передачи, обработки, хранения и отображения измерительной информации.

2.2. Полупроводниковые приборы

2.2.1 Материалы полупроводниковых приборов и их электрофизические свойства

Полупроводниковые приборы, благодаря их высокой надежности и возможности микроминиатюризации электронных устройств, составляют основу современной электроники. Материалы, из которых изготавливаются полупроводниковые приборы, имеют твердую кристаллическую структуру и относятся в четвертой группе периодической таблицы элементов Д.И. Менделеева. К ним относятся как простые полупроводники: германий (Ge), кремний (Si), селен (Se), так и сложные материалы: арсенид галлия (GaAs), фосфид галлия (GaP) и др.

По своему удельному сопротивлению $\rho = 10^{-3} \div 10^7$ Ом·м полупроводниковые материалы занимают промежуточное место между проводниками, у которых $\rho = 10^{-8} \div 10^{-14}$ Ом·м, и диэлектриками, которые имеют $\rho = 10^8 \div 10^{13}$ Ом·м. При этом электропроводность полупроводниковых материалов не постоянна и зависит от многих факторов, в первую очередь от температуры.

Известно, что в твердом теле энергетические уровни электронов расщепляются на энергетические зоны, состоящие из множества уровней с близкими значениями энергий. Количество уровней в зоне пропорционально числу атомов в теле, а их ширина, расстоянию между соседними атомами. Верхняя энергетическая зона, наиболее удаленная от ядра атома, называется валентной, и находящиеся в ней электроны могут участвовать в химических реакциях, а следующая за ней зона, в которой электроны теряют связь с атомом и становятся свободными, называется зоной проводимости. Взаимное расположение валентной энергетической зоны и зоны проводимости в проводниках, диэлектриках и полупроводниках показано на рис. 2.1.


Рис. 2.1. Внешние энергетические зоны: *а)* в проводниках; *б)* в диэлектриках; *в)* в полупроводниках

В проводниках зона проводимости и валентная зона пересекаются. В непосредственной близости от верхних уровней валентной зоны, занятых электронами, находятся свободные энергетические состояния, для перехода в которые достаточно очень небольших приращений энергии за счет воздействия внешнего электрического поля, после чего начинается их направленное движение по проводнику, создающее в нем электрический ток.

В диэлектриках между полностью заполненной валентной зоной и свободной зоной проводимости существует энергетический зазор, называемый запрещенной зоной, в котором нет разрешенных энергетических уровней. В этом случае, для перехода электрона из валентной зоны в зону проводимости, электрону нужно сообщить значительную энергию, обеспечивающую этот процесс, определяемую шириной запрещенной зоны (до 6–10 электрон-вольт). Поэтому существенная проводимость в диэлектриках может возникать только при температурах выше 400–800°С и при электрическом пробое в сильных электрических полях.

В полупроводниках ширина запрещенной зоны, т. е. энергия, необходимая для перехода валентного электрона в зону проводимости, невелика. Например, для германия она составляет 0,72 эВ, а для кремния — 1,12 эВ, что существенно меньше, чем в диэлектриках. Это обусловлено характером связи валентных электронов с атомами в полупроводнике. В кристаллической решетке четырехвалентного полупроводникового материала соседние атомы имеют два общих валентных электрона, по одному от каждого атома, т. е внешний слой электронной оболочки каждого атома содержит восемь валентных электронов. Такая связь называется ковалентной.

При температурах, близких к нулю градусов Кельвина, все валентные электроны в полупроводниковом кристалле прочно связаны с атомами. Свободных электронов, способных участвовать в переносе зарядов при этом нет, и полупроводник имеет такое же сопротивление, как диэлектрик. С ростом температуры, энергия электронов возрастает, они, освобождаясь от ковалентных связей, переходят в зону проводимости, становясь свободными, и проводимость полупроводника быстро возрастает. Остающееся в валентной зоне место после перехода электрона в зону проводимости называется дыркой. Процесс образования свободного электрона называется генерацией, а обратный процесс слияния электрона с дыркой и восстановления ковалентной связи — рекомбинацией.

Эти процессы носят вероятностный характер. Энергия, которую имеет возбужденный электрон с вероятностью 0,5, называется уровнем Ферми (W_F). Уровень Ферми чистого полупроводника находится посередине запрещенной зоны.

Существенное влияние на электропроводность полупроводниковых материалов оказывают также электрические поля, воздействие света, ионизирующих излучений и механические воздействия. Эта способность полупроводниковых материалов изменять свою электропроводность при различных внешних воздействиях в широком диапазоне (от диэлектрического до проводящего состояния) и определила их название.

При отсутствии внешнего электрического поля свободные электроны и дырки, возникая и исчезая при их генерации и рекомбинации, хаотически перемещаются по кристаллу полупроводника. Если подать на кристалл напряжение от источника, движение электронов и дырок становится направленным, и течет электрический ток. Этот ток имеет две составляющие — электронную и дырочную. Причем отрицательные свободные заряды — электроны движутся к положительному полюсу источника, а положительные свободные заряды — дырки — к отрицательному. Соответственно различают два типа проводимости — электронную *n*-типа (от англ. *negative* — «отрицательный») и дырочную *p*-типа (от англ. *positive* — «положительный»).

В химически чистом полупроводниковом материале количество дырок и свободных электронов одинаково, и электрический ток создается переносом зарядов обоих знаков. Такую

электронно-дырочную проводимость называют собственной проводимостью полупроводника.

Чистые полупроводниковые материалы применяются в полупроводниковых резисторах. Другие полупроводниковые приборы изготавливаются на основе примесных полупроводников. В примесных полупроводниковых материалах часть атомов в узлах кристаллической решетки замещается атомами с другой валентностью. В качестве примесей служат материалы: пятивалентные — фосфор (P), сурьма (Sb), мышьяк (As) и трехвалентные — галлий (Ga), индий (In), алюминий (Al), бор (B).

При внесении в полупроводник пятивалентной примеси ее атомы, вступая в ковалентную связь с атомами полупроводника, освобождают один электрон, который оказывается при этом лишним. Возникает избыток свободных электронов, которые в таких примесных материалах являются основными носителями зарядов, а в узлах кристаллической решетки появляются неподвижные положительные ионы примеси. Такая примесь называется донорной, а материалы — полупроводниками *n*-типа, поскольку в них преобладает электронная проводимость. Дырок в таких полупроводниках намного меньше, чем электронов, и они называются неосновными носителями.

Если в полупроводник вносится трехвалентная примесь, то ее атомы при вступлении в ковалентную связь с атомами полупроводника захватывают электроны валентной зоны, создавая избыток дырок и образуя отрицательные неподвижные ионы в кристаллической решетке полупроводника. Такая примесь называется акцепторной, а материалы — полупроводниками *p*-типа, так как в них преобладает дырочная проводимость. Дырки в этих материалах являются основными носителями, а электроны — неосновными.

Введение примесей приводит к перераспределению энергетических уровней в полупроводнике и смещению уровней Ферми в полупроводниках *n*-типа к зоне проводимости, а в полупроводниках *p*-типа — в сторону валентной зоны.

В примесных полупроводниках концентрация основных носителей электрических зарядов на 2–3 порядка выше концентрации неосновных. При этом проводимость примесных полупроводников в десятки и сотни тысяч раз выше проводимости чистых.

С ростом температуры за счет термогенерации увеличивается концентрация неосновных носителей и при высоких температурах примесный полупроводник вырождается в собственный. Для

германия этот температурный предел составляет +75 ÷ +85 °C, для кремния — +150 ÷ +170 °C. Это существенное преимущество кремния, как материала для изготовления полупроводниковых приборов. Нижний предел рабочего диапазона температур полупроводника определяется снижением концентрации основных носителей (уменьшением электропроводности) и составляет порядка $-55 \div -60$ °C.

2.2.2. Полупроводниковые резисторы

Полупроводниковый резистор — это двухполюсный полупроводниковый элемент с сопротивлением, зависящим от управляющих воздействий. Основные виды полупроводниковых резисторов и их условные графические обозначения показаны на рис. 2.2. Свойства этих приборов реализуются соответствующим выбором конструкции и примесей.

Характеристики линейных резисторов и варисторов мало зависят от параметров окружающей среды.



Рис. 2.2. Основные виды полупроводниковых резисторов

Сопротивление линейных резисторов практически постоянно, и их вольтамперные характеристики линейны в широком диапазоне токов и напряжений. Такие резисторы применяются в полупроводниковых интегральных микросхемах и состоят из слаболегированного примесями полупроводникового материала типа кремния или арсенида галлия.

Сопротивление варистора зависит от приложенного к нему напряжения. Его вольтамперная характеристика не линейна и имеет вид, показанный на рис. 2.3-а. Основной параметр варистора — коэффициент нелинейности:

$$\lambda = \frac{U/I}{dU/dI}$$

где *U* и *I* — напряжение на варисторе и ток варистора. Обычно коэффициент $\lambda = 2 \div 6$.

Варисторы применяются в схемах ограничителей напряжения стабилизаторов тока и нелинейных преобразователях. Изготавливаются из карбида кремния (SiC).



Рис. 2.3. Характеристика: *а)* варистора; *б)* терморезисторов: 1 – термистора, 2 – позистора

Остальные полупроводниковые резисторы, приведенные на рис. 2.2, преобразуют неэлектрические величины в электрическое сопротивление. При этом следует учитывать, что все они имеют существенную температурную зависимость.

У терморезисторов используется зависимость их сопротивления от температуры окружающей среды. Есть два вида терморезисторов: термисторы, у которых сопротивление уменьшается с ростом температуры, и позисторы, у которых оно с ростом температуры увеличивается. Примеры характеристик этих терморезисторов приведены на рис. 2.3-б. У большинства терморезисторов зависимость сопротивления от температуры в широком диапазоне температур имеет экспоненциальный характер.

Основной параметр, характеризующий терморезистор, — температурный коэффициент сопротивления:

$$\alpha = \frac{1}{R_T} \frac{dR_T}{dT} 100\%,$$

показывающий в процентах изменение сопротивления терморезистора от температуры. У термисторов: $\alpha = -0,3 \div -0,66$ у позисторов: $10 \div 50$.

Материалом для изготовления термисторов служат, в основном, полупроводники *n*-типа — оксиды металлов и смеси оксидов. Эти терморезисторы работают в широком диапазоне температур на частотах до 500 МГц.

Позисторы изготавливаются из титанат-бариевой керамики с примесью редкоземельных элементов. При определенной температуре, называемой точкой Кюри, сопротивление этого материала резко возрастает на несколько порядков, что ограничивает температурный диапазон применения позисторов.

Терморезисторы применяются в системах тепловой защиты, пожарной сигнализации, регулирования температуры. В гидрометеорологии терморезисторы применяются для измерения температуры окружающей среды в случаях, когда не требуется долговременной стабильности характеристик, например, в радиозондах.

Тензорезистор — это полупроводниковый резистор, сопротивление которого зависит от механических воздействий на него. Характеристика тензорезистора показана на рис. 2.4-*a*.

Номинальное сопротивление тензорезисторов (сопротивление при отсутствии механического воздействия): $R_{\rm H} = 100 \div 500$ Ом. Полезный параметр — коэффициент тензочувствительности:

$$K_{\text{тч}} = \frac{\Delta R/R}{\Delta l/l},$$

где $\frac{\Delta R}{R}$ — относительное изменение сопротивления; $\frac{\Delta l}{l}$ — относи-

тельная деформация (изменение длины l рабочего тела тензорезистора). Для тензорезисторов разных типов: $K_{\rm TY} = -150 \div +150$. Тензорезисторы изготавливаются из кремния *p*- и *n*-типов, заготовки которого режутся на пластинки и шлифуются, после чего к их концам привариваются контакты.

Тензорезисторы применяют как измерительные преобразователи механических воздействий. В гидрометеорологии они используются, например, в мостовых схемах измерения атмосферного и гидростатического давления.

Сопротивление фоторезисторов изменяется под воздействием светового потока. В зависимости от того, из какого материала изготовлен фоторезистор, его темновое сопротивление в отсутствии освещения может иметь значения от 10^2 до 10^9 Ом. При воздействии на него света в фоторезисторе возрастает концентрация свободных зарядов и, соответственно увеличивается ток в цепи, в которую он включен. Разность токов в фоторезисторе при наличии и отсутствии освещения называется фототоком I_{ϕ} . Пример зависимости величины



Рис. 2.4. Характеристики: а) тензорезисторов; б) фоторезистора

фототока от светового потока $I_{\phi}(\Phi)$ — энергетической характеристики фоторезистора, приведен на рис. 2.4- δ , где световой поток измеряется в люменах (лм). Величина $S = \frac{I_{\phi}}{\Phi}$, называемая чувствительно-

стью фоторезистора, может достигать 20 А/лм.

Для изготовления фоторезисторов используют сульфид кадмия, селенид кадмия, сернистый кадмий, селенид свинца.

К достоинствам фоторезисторов можно отнести их высокую чувствительность, малые габариты, возможность использования в цепях постоянного и переменного тока и в инфракрасной области спектра излучения.

Фоторезисторы применяют для обнаружения и регистрации световых сигналов и измерения освещенности.

Датчики Холла применяются для измерения магнитных полей, токов, мощности, для перемножения сигналов, в качестве модуляторов, преобразователей частоты и т.д. Их действие основано на эффекте Холла, который заключается в том, что в полупроводнике с током, помещенном в магнитное поле (рис. 2.5), возникает поперечная ЭДС, направленная перпендикулярно плоскости векторов электрического и магнитного полей:

 $\varepsilon_{\rm X} = a\mu_{\rm X}HE$,

где *а* — ширина образца полупроводника; μ_x — холловская подвижность носителей (может совпадать с обычной дрейфовой



Рис. 2.5. Датчик Холла

подвижностью носителей зарядов, обусловленной действием электрического поля или отличаться от нее, но не более, чем в два раза); *H*, *E* — напряженности внешних магнитного и электрического полей.

Эффект Холла указывает на появление стационарной силы, которая противодействует стремлению магнитного поля изменить направление движения носителей заряда в полупроводнике.

Датчики Холла изготавливаются в виде тонких пластинок или пленок, полупроводниковых материалов, в которых эффект Холла проявляется наиболее сильно (германий, сурьмянистый индий, селенистая ртуть и др.).

В полупроводниках воздействие магнитного поля приводит не только к возникновению ЭДС Холла. Искривление траекторий движения электронов и дырок снижает скорость их движения вдоль оси прибора, что равнозначно увеличению сопротивления. При этом относительное изменение сопротивления может достигать 10⁵ раз. Этот магниторезистивный эффект используется во многих электронных устройствах.

Действие магнитного поля на освещенную поверхность полупроводника применяется также в фотомагнитных приборах, преобразующих световые и магнитные воздействия в электрические сигналы. Под действием света вблизи освещенной поверхности генерируются электроны и дырки, диффундирующие в неосвещенные области. Если магнитное поле действует параллельно освещенной поверхности в перпендикулярном к этой диффузии направлении, то электроны и дырки отклоняются в разных направлениях, и возникает разность потенциалов, зависящая от напряженности магнитного поля и интенсивности светового потока.

2.2.3. Полупроводниковые диоды

Полупроводниковые диоды — это нелинейные электронные приборы с одним электронно-дырочным *p-n*-переходом, работа которых основана на свойствах этого перехода.

Электронно-дырочным переходом называется тонкий слой на границе контакта полупроводников с *p*- и *n*-типами проводимости. Такой переход получается, например, при вплавлении соответствующих примесей в пластинку чистого полупроводника. Если при этом концентрации основных носителей зарядов в *p*- и *n*-одинаковы, то переход называют симметричным, а если нет, то несимметричным.

При соприкосновении *p*- и *n*-областей, из-за различной концентрации носителей зарядов, начинается переход электронов в область *р* и дырок в область *n*. Этот процесс называется диффузией, а возникающий при этом ток диффузионным.

На границе *p*- и *n*-областей, в результате рекомбинации движущихся навстречу друг другу электронов и дырок, образуется запирающий слой толщиной в несколько микрометров, в котором свободные носители зарядов практически отсутствуют, называемый обедненной зоной. При этом, не скомпенсированные заряды неподвижных ионов примеси, отрицательные в области *p* и положительные в области *n*, концентрируясь на границах обедненной зоны, создают между ними контактную разность потенциалов $\varphi_{\rm K}$ (потенциальный барьер), препятствующую диффузии основных носителей (рис. 2.6).

Препятствуя перемещению через границу *p*- и *n*-полупроводников основных носителей, контактная разность потенциалов, наоборот, поддерживает движение через нее носителей неосновных, создающее ток, называемый дрейфовым, и в определенный момент, устанавливается динамическое равновесие между направленными встречно дрейфовым и диффузным токами.

Согласно зонной теории твердого тела процесс установления равновесного состояния происходит до тех пор, пока уровни Ферми *p*- и *n*-областей не сравняются, т. е. пока уровень Ферми не станет одинаковым для всего кристалла. Выравнивание уровня Ферми, как



Рис. 2.6. Электронно-дырочный переход

следует из рис. 2.6, приводит к искривлению энергетических зон в районе перехода и образованию потенциального барьера $\varphi_{\rm K}$, который электрон должен преодолеть, чтобы перейти из области с проводимостью *n*-типа в область с проводимостью *p*-типа. Такой же барьер должны преодолевать и дырки, чтобы перейти из области *p* в область *n*.

Контактная разность потенциалов зависит от температуры и концентрации неосновных носителей. При комнатной температуре для германия она составляет 0,3–0,5 В, для кремния 0,6–0,8 В. С ростом температуры потенциальный барьер ϕ_k уменьшается.

Если приложить к *p*-*n*-переходу внешнее напряжение U, условия переноса заряда через него изменяются. Когда положительный полюс внешнего источника подключен к области *n*, а отрицательный к области *p*, создаваемое им поле увеличивает потенциальный барьер на величину U (рис. 2.7).

Обедненная зона расширяется, и уровни Ферми становятся разными. Такое включение *p-n*-перехода называют обратным или говорят, что он смещен в обратном направлении. Ток основных носителей через переход в этом случае отсутствует, так как свободные электроны *n*-области притягиваются положительным полюсом источника, а свободные дырки *p*-области отрицательным.

Для неосновных свободных носителей заряда — электронов *p*-области и дырок *n*-области, которые при такой полярности подключения отталкиваются от полюсов источника к границе перехода, *p*-*n*-переход открыт, и ток неосновных носителей с ростом внешнего напряжения увеличивается до возможного максимального значения (тока насыщения).



Рис. 2.7. Обратное включение *p*-*n*-перехода

Если поменять полярность подключения источника к p-n-переходу, подключив его минусом к n и плюсом к p, то переход будет смещен в прямом направлении, и ток основных носителей заряда через него, который называют прямым током или током проводимости возрастает, так как потенциальный барьер уменьшается (рис. 2.8).

Когда прямое напряжение достигает величины контактной разности потенциалов, потенциальный барьер исчезает, и при дальнейшем росте напряжения ток в цепи будет ограничиваться только внешними по отношению к *p-n*-переходу сопротивлениями. На рис. 2.9 показан примерный вид вольтамперной характеристики *p-n*-перехода.

Различают обратную U_{ofp} , I_{ofp} и прямую U_{np} , I_{np} ветви вольтамперной характеристики *p*-*n*-перехода, соответственно, при прямом и обратном его смещении. При обратном смещении перехода (U_{ofp}), т. е. включении его в непроводящем направлении, диффузионного тока основных носителей почти нет, остается только дрейфовый (обратный) ток I_0 неосновных носителей, существенно зависящий от температуры. Этот ток мал, по сравнению с прямым (диффузионным током) и с увеличением температуры растет примерно по экспоненциальному закону. В кремниевых *p*-*n*-переходах обратный ток значительно меньше, чем в германиевых, что является их важным достоинством.

При повышении обратного напряжения может возникнуть пробой *p-n*-перехода, сопровождающийся резким возрастанием обратного тока. Различают электрический и тепловой типы пробоя. Есть два вида электрического пробоя: лавинный и туннельный. Лавинный пробой возникает тогда, когда энергия неосновных носителей



Рис. 2.8. Прямое включение *p-n*-перехода



Рис. 2.9. Вольтамперная характеристика р-п-перехода

(электронов) под действием обратного напряжения возрастает настолько, что в обедненной зоне перехода в результате ударной лавинообразной ионизации атомов появляется большое количество свободных носителей заряда и она становится проводящей. Лавинный пробой возникает в широких *p-n*-переходах, где вероятность встречи быстрых электронов с нейтральными атомами велика.

При туннельном пробое валентные электроны отрываются от атомов под действием сильного электрического поля, и возникающие при этом дополнительные свободные носители заряда увеличивают обратный ток в *p-n*-переходе.

Лавинный и туннельный пробои обратимы. Они не приводят к повреждению *p*-*n*-перехода и все его свойства при понижении напряжения восстанавливаются.

Тепловой пробой происходит в результате интенсивной термогенерации свободных носителей заряда в *p-n*-переходе при недопустимом повышении его температуры. Этот процесс носит локальный характер в связи с неоднородностью перехода и развивается лавинообразно. В результате участок, в котором происходит тепловой пробой, расплавляется, и полупроводниковый прибор выходит из строя. Тепловой пробой может быть следствием лавинного или туннельного пробоев при больших обратных токах, вызывающих недопустимый разогрев прибора. Он может также возникать при общем перегреве *p-n*-перехода из-за плохого теплоотвода. Чтобы исключить возможность электрического и теплового пробоя, ограничивают величину обратного напряжения на переходе максимально допустимым значением, обычно 0,5–0,8 В.

При прямом смещении *p-n*-перехода $(U_{\rm np})$ величина тока определяется основными носителями, концентрация которых на несколько порядков выше концентрации неосновных. Прямой ток (ток проводимости) при этом, соответственно, на несколько порядков больше обратного. Зависимость прямого тока от величины приложенного напряжения приблизительно экспоненциальная:

$$I = I_0 \left(e^{\frac{qU}{KT}} - 1 \right),$$

где I_0 — ток насыщения *p-n*-перехода (независящая от напряжения составляющая тока, обусловленная неосновными носителями); *q* — заряд электрона; *K* — постоянная Больцмана; *T* — абсолютная температура; *U* — внешнее, приложенное к *p-n*-переходу напряжение.

Величину $U_T = \frac{KT}{q}$ при T = 300 °K, примерно равную 25 мВ, назы-

вают температурной разностью потенциалов. При прямых смещениях перехода больших (2–3) U_T , единицей в формуле прямого тока обычно можно пренебречь, и тогда он описывается только экспонентой $I \approx I_0 e^{U/0,025}$.

Существенное влияние на вольтамперные характеристики *p-n*-переходов оказывает температура, так как от нее зависит количество свободных зарядов в полупроводнике. Верхний предел рабочих температур для германиевых приборов 70÷90 °C, для кремниевых — 120÷150 °C.

Частотные свойства p-n-перехода определяются электрической емкостью между p и n областями. При обратном напряжении структура p-n-перехода подобна конденсатору, пластинами которого являются области p и n, а роль диэлектрика играет обедненная зона, почти свободная от носителей заряда. Эту емкость называют барьерной, и ее значение можно определить по формуле плоского кон

денсатора: $C_{\text{бар}} = \frac{\varepsilon_a S}{\delta}$, где ε_a — абсолютная диэлектрическая проницаемость полупроводника; *S* и δ — соответственно, площадь и толщина *p*-*n*-перехода.

При воздействии прямого напряжения, емкость перехода определяется ее диффузионной составляющей, обусловленной инжекцией неосновных носителей, диффундирующих через пониженный потенциальный барьер, которые не успевая рекомбинировать, накапливаются: электроны в *p*-, а дырки в *n*-области. Эта емкость равна отношению накопленного заряда к величине прямого напряжения:

 $C_{\text{диф}} = \frac{q_{\text{диф}}}{U_{\text{пр}}}$. Диффузионная емкость может быть намного больше ба-

рьерной, но она не влияет на работу перехода, потому что зашунтирована малым прямым сопротивлением перехода.

На высоких частотах, когда сказывается шунтирующее влияние указанных емкостей, *p-n*-переход теряет свойство односторонней проводимости.

При изготовлении *p-n*-переходов полупроводниковых приборов применяются разные технологии.

По сплавной технологии в пластинку одного типа проводимости вплавляют примесь, необходимую для получения полупроводника с проводимостью другого типа. Например, на пластинку германия *n*-типа помещают таблетку индия и нагревают его до температуры плавления. При этом в расплавленной примеси частично растворяется материал полупроводника, и в приграничной зоне создается слой проводимости *p*-типа. Такие *p*-*n*-переходы могут работать при больших обратных напряжениях, имеют высокую надежность и малое сопротивление при прямом смещении.

При использовании метода диффузии *p*- и *n*-области в полупроводнике получаются при проникновении акцепторных и донорных примесей, содержащихся в парах, в которые помещают нагретую до высокой температуры пластинку полупроводника. Атомы примеси диффундируют внутрь полупроводника с его поверхности. При этом концентрация примеси у поверхности наибольшая и убывает по мере удаления от нее вглубь полупроводника.

Метод эпитаксиального (упорядоченного) выращивания представляет собой процесс кристаллизации одного вещества на кристалле (подложке) другого. Эпитаксиальные слои (пленки) получают разными способами: термическим испарением в вакууме; кристаллизацией в расплавленном веществе, содержащем примесь; осаждением из парообразной фазы. Меняя условия выращивания и тип примеси, можно изменять электрические свойства эпитаксиальной пленки.

Технологический процесс ионного легирования заключается в бомбардировке ионами примеси нагретой полупроводниковой пластинки, находящейся в вакууме. Ионы, внедряясь в полупроводник, играют роль донорных и акцепторных примесей.

Процесс окисного маскирования применяется, когда нужно обеспечить проникновение примеси только в определенные участки полупроводниковой пластинки. В качестве маски, защищающей остальную поверхность, для полупроводников на основе кремния используется двуокись кремния SiO₂, которая обладает хорошими изоляционными свойствами и, по сравнению с чистым кремнием, значительно меньшей скоростью диффузии в нее примесей. Для получения этой пленки окисла кремниевую пластинку нагревают до 900-1200 °С в атмосфере кислорода. После охлаждения, травлением получают участки, подлежащие воздействию примесей. Для этого окисная пленка покрывается фоторезистом (светочувствительным материалом), после чего его экспонируют (засвечивают) ультрафиолетовыми лучами через маску с рисунком, состоящим из прозрачных и непрозрачных участков. Засвеченные участки становятся нерастворимыми, а с остальных фоторезист удаляют растворителем и производят травление их плавиковой кислотой. Этот процесс называется фотолитографией.

Для германия акцептором служит индий, а для кремния — алюминий. При диффузионной технологии исходным материалом служит кремний.

Технологии, при которых полупроводниковые структуры формируются в поверхностном слое плоской полупроводниковой подложки, называются планарными.

Физические свойства *p-n*-перехода используются в различных полупроводниковых приборах, в том числе в полупроводниковых диодах. На диаграмме, представленной на рис. 2.10, приведены основные типы диодов, которые будут рассмотрены ниже, а также их условные графические обозначения. Стандартное буквенное обозначение диодов на электрических схемах — VD.

Полупроводниковый диод — это двухэлектродный прибор с одним *p*-*n*-переходом. Вывод (электрод) *p*-области называют анодом, а из *n*-области — катодом. Эта терминология перешла к полупроводниковым приборам от электровакуумных.

В выпрямительных диодах используется свойство односторонней проводимости *p-n*-перехода, поэтому их иногда называют вентилями. Вольтамперная характеристика выпрямительного диода выглядит как характеристика *p-n*-перехода (рис. 2.9.) без участка пробоя. Так как эти приборы пропускают ток только в одном направлении, соответствующем прямому смещению *p-n*-перехода, то они применяются, в основном, как выпрямительные, в выпрямительных и



Рис. 2.10. Полупроводниковые диоды

детекторных устройствах, где процессы, имеющие две полярности — положительную и отрицательную, преобразуются в однополярные.

Различают точечные диоды, с малой площадью контакта *p-n* и плоскостные с большой площадью этого контакта. У точечных

диодов, в связи с небольшой площадью контакта, мала и межэлектродная емкость, что позволяет использовать их в электронных устройствах высоких и сверхвысоких частот, но небольшой мощности. В плоскостных диодах, наоборот, благодаря большой площади перехода прямой ток может иметь большие значения — от единиц до тысяч ампер (силовые диоды), но диапазон рабочих частот ограничен (50–20000 Гц). Для повышения допустимых обратных напряжений применяются силовые диодные сборки с последовательным соединением диодов, а для повышения прямого тока с параллельным.

Германиевые диоды работают при температурах до 85–150 °C, кремниевые — до 150–200 °C

При анализе электрических схем с выпрямительными диодами для упрощения расчетов часто используются идеализированные вольтамперные характеристики (рис. 2.11).

На рис. 2.11-*а*: U_{np} — напряжение на *p*-*n*-переходе при прямом смещении (для германиевых диодов $U_{np} \cong 0, 2 \div 0, 4$ В, для кремниевых диодов $U_{np} \cong 0, 5 \div 0, 7$ В); I_0 — обратный (тепловой) ток диода; I_{max} — максимально допустимый ток диода. На рис. 2.11-*б* приведен пример еще большей идеализации ВАХ, когда считается, что $I_0 \cong 0$ и $U_{np} \cong 0$.



Рис. 2.11. Идеализированные вольтамперные характеристики диода: *а)* обратный ток и прямое напряжение учтены; *б)* обратный ток и прямое напряжение равны нулю



Рис. 2.12. ВАХ: а) стабилитрона; б) 1 – туннельного диода, 2 – обращенного диода

Стабилитроны применяются в схемах стабилизации напряжения. Работа этих диодов основана на использовании участка электрического пробоя, где напряжение на диоде слабо зависит от величины обратного тока (рис. 2.12-*a*). Обычно это кремниевые плоскостные диоды. Номинальный (рабочий) ток стабилизации $I_{\rm стном}$ выбирается от $I_{\rm стмин} = 1 \div 10$ мА до $I_{\rm стмакc} = 50 \div 2000$ мА. Напряжение стабилизации $U_{\rm ст}$ зависит от толщины *p*-*n*-перехода и может иметь значения 1 ÷ 1000 В.

Промышленностью выпускаются также двухсторонние стабилитроны с симметричной ВАХ, которые позволяют стабилизировать и прямое и обратное напряжение (причем на одинаковых по величине уровнях), и стабисторы — кремниевые диоды, в которых для стабилизации напряжения используется участок прямого тока.

Работа туннельных диодов основана на туннельном эффекте, который возникает в *p*-*n*-структуре с таким большим содержанием примесей, что полупроводник приобретает свойства близкие к свойствам металлов. Такие полупроводники называют вырожденными. При туннельном переходе электрон, энергия которого недостаточна для преодоления потенциального барьера *p*-*n*-перехода, все же проходит через переход, если с другой стороны есть такой же свободный энергетический уровень (рис. 2.13).

Донорная примесь смещает уровень Ферми вверх, а акцепторная — вниз относительно середины запрещенной зоны.



Рис. 2.13. Туннельный эффект при разных напряжениях на переходе

В вырожденных полупроводниках *n*-типа уровень Ферми W_{Fn} достигает зоны проводимости и располагается внутри нее, а в полупроводниках *p*-типа уровень Ферми W_{Fp} , опустившись, располагается внутри валентной зоны.

На рис. 2.13 уровни ниже уровня Ферми, показанные горизонтальными линиями, заняты электронами, а выше него — свободны. При отсутствии внешнего напряжения уровни W_{Fn} и W_{Fp} совпадают, а границы энергетических зон искривляются так, что они перекрываются, и разрешенные уровни валентной зоны располагаются напротив уровней зоны проводимости (рис. 2.13-*a*). В этом случае возможны только встречные переходы, и результирующий туннельный ток равен нулю.

При небольшом прямом напряжении $U_1 > 0$ потенциальный барьер уменьшается, смещая уровни Ферми (рис. 2.13-б), и часть занятых электронами уровней *п*-области оказывается расположенной против свободных уровней валентной зоны *p*-области. Это создает условия, необходимые для туннельного перехода, и через диод течет ток.

С ростом прямого напряжения туннельный ток сначала растет на участке 0-а вольтамперной характеристики туннельного диода (рис. 2.12- δ -1), но затем уменьшается из-за уменьшения перекрытия зон. При напряжении $U_2 > U_1 > 0$ (рис. 2.13- ϵ) туннельный ток равен нулю, так как против занятых уровней *n*-области, при этом, находится запрещенная зона *p*-области. Но при этом уже течет прямой ток проводимости, который складывается с туннельным током и формируется суммарная *N*-образная вольтамперная характеристика с участком *a*- δ , на котором дифференциальное сопротивление диода отрицательно. Это свойство туннельного диода используется в автогенераторах.

При обратном напряжении на *p*-*n*-переходе (U < 0) уровни Ферми смещаются в противоположных направлениях, и появляется возможность туннельного перехода электронов из валентной зоны *p*-области на свободные уровни зоны проводимости *n*-области (рис. 2.13-*в*). Через диод течет обратный ток, который растет с ростом напряжения.

Туннельный переход происходит без затрат энергии, так как энергетический уровень перед барьером и за ним одинаковый. Вероятность туннельного перехода тем выше, чем меньше ширина зоны *p-n*-перехода и меньше его потенциальный барьер. Благодаря высокой концентрации примесей толщина *p-n*-перехода туннельных диодов составляет порядка 0,01 мкм, что в десятки раз меньше, чем у диодов других типов, поэтому они отличаются высоким быстродействием и работают на частотах до 10¹⁰ Гц.

Основные параметры туннельных диодов (рис. 2.12-б-1): ток пика — I_n ; ток впадины — $I_{_{\rm MHH}}$, и их отношение $I_n / I_{_{_{\rm MHH}}}$. У туннельных диодов, выпускаемых промышленностью $I_n = 0,1 \div 1000$ мА, а $I_n / I_{_{_{\rm MHH}}} = 5 \div 20$. Материалами для изготовления туннельных диодов служат арсенид галлия и сильнолегированный примесями германий.

Туннельные диоды, применяются в автогенераторах высокочастотных колебаний и импульсных схемах. Туннельный эффект слабо зависит от температуры, поэтому туннельные диоды можно применять в диапазоне температур от –100 °C до 150 °C.

N-образную вольтамперную характеристику, аналогичную характеристике туннельного диода, имеют также диоды Ганна, в которых нет *p*-*n*-перехода, и работа которых основана на объемных свойствах материалов на основе арсенида галлия, и лавинно-пролетные диоды, изготавливаемые из германия, кремния и арсенида галлия, работающие при обратном напряжении на *p*-*n*-переходе в режиме электрического пробоя и лавинного умножения количества носителей заряда. Рабочий диапазон частот этих диодов — до сотен гигагерц.

Обращенные диоды — это разновидность туннельных диодов на основе полупроводников с критической концентрацией примеси, у которых проводимость при обратном напряжении намного больше, чем при прямом. На вольтамперной характеристике обращенных диодов (рис. 2.12-*6*-2) ток пика примерно равен нулю, а обратный ток быстро растет, с увеличением обратного напряжения, начиная с нуля. Как следует из вида ВАХ, эти диоды обладают вентильными свойствами в той области, где выпрямительные диоды из-за наличия обедненной зоны ими не обладают. Поэтому обращенные диоды применяются, например, в высокочастотных детекторных устройствах.

Варикапами (от англ. variable capacity — «переменная емкость») называются диоды, применяемые в качестве конденсаторов с электрически управляемой переменной емкостью. Их работа основана на том, что от величины обратного внешнего напряжения, приложенного к *p-n*-переходу, зависит ширина обедненной зоны и, соответственно, барьерная емкость. Вид зависимости емкости варикапа от значения обратного напряжения (его вольт-фарадная характеристика) показан на рис. 2.14.

Основные параметры варикапа — номинальная емкость, задаваемая обычно при небольшом обратном напряжении, диапазон из-

менения емкости $C_{\text{мин}} \div C_{\text{макс}}$, коэффициент перекрытия $K_{C} = \frac{C_{\text{макс}}}{C_{\text{мин}}}$,

максимально допустимое обратное напряжение и мощность.

Варикапы применяются, в основном, в устройствах высоких и сверхвысоких частот, например, для электрической настройки колебательных контуров. Работающие в диапазоне сверхвысоких частот варикапы называют варакторами. Они применяются в устройствах параметрического усиления сигналов и умножения частоты.

Импульсные диоды, предназначенные для работы в импульсных устройствах, должны иметь малую длительность переходных процессов. Это достигается уменьшением емкости *p-n*-перехода за счет уменьшения его площади. Но при уменьшении площади перехода ухудшается теплоотвод, поэтому допустимая мощность рассеяния таких диодов всего 30–40 мВт. Переходные процессы в импульсном диоде показаны на рис. 2.15.



Рис. 2.14. Вольт-фарадная характеристика варикапа



Рис. 2.15. Переходные процессы в импульсном диоде

При подаче на *p*-*n*-переход импульса напряжения прямой полярности *U* диод переходит из закрытого состояния в открытое, и в *n*-область из *p*-области инжектируются неосновные носители (дырки). Происходит процесс установления прямого тока и напряжения $I_{\rm np}$, $U_{\rm np}$, характеризуемый временем установления t_y . При изменении полярности импульса на диоде для его запирания (восстановления исходного состояния) требуется время на рассасывание неосновных носителей в *n*-области. Рассасывание происходит за счет рекомбинации электронов и дырок в *n*-области и за счет возвращения дырок в *p*-область, сопровождающегося импульсом обратного тока, который постепенно спадает до I_0 . Время $t_{\rm в}$ восстановления обратного сопротивления диода равно времени, за которое обратный ток диода уменьшается до 0,1 $I_{\rm m}$.

Импульсные диоды характеризуются, в дополнение к параметрам выпрямительных диодов, параметрами t_y , $t_{\rm B}$, а также емкостью диода и максимальным импульсным напряжением.

Диоды с барьером Шоттки (металлополупроводниковые диоды) основаны на свойствах контактов металл-полупроводник. Возможны два типа таких контактов — невыпрямляющие (омические), используемые для организации выводов, которыми полупроводниковые приборы присоединяются к внешним цепям, и выпрямляющие (рис. 2.16).

В случае омических контактов на поверхность *п*-области наносится металл с работой выхода электронов меньшей, чем



Рис. 2.16. Барьер Шоттки

у полупроводника. Его электроны обогащают приконтактный слой полупроводника, обеспечивая малое электрическое сопротивление *m*-*n*-перехода при любом направлении тока.

Для *т-р*-перехода такой же эффект дает покрытие полупроводника *p*-области металлом, имеющим работу выхода электронов большую, чем у этого полупроводника. При этом электроны, наоборот, уходят из приконтактного слоя *p*-области полупроводника в металл, обогащая этот слой дырками и обеспечивая таким образом малое сопротивление перехода в обоих направлениях.

Если, наоборот, при контакте *m-n* металла с полупроводниковым материалом, работа выхода электронов у металла выше, чем у полупроводника, то преобладает перемещение электронов из полупроводника в металл, и металл заряжается отрицательно, а ионы донорной примеси, оставшиеся в полупроводнике, создают в приграничном слое положительный потенциал. При этом, так же, как на *p-n*-переходе, на *m-n*-переходе возникает контактная разность потенциалов U_{κ} (потенциальный барьер), препятствующий перемещению электронов в металл, а в слое, прилегающем к границе, образуется обедненная зона, и его сопротивление повышается.

Если приложить к *m-n*-переходу обратное напряжение, то ширина обедненной зоны увеличивается, так как электроны *n*-области притягиваются к положительному полюсу источника. При прямой полярности приложенного напряжения обедненная зона становится уже. Таким образом рассмотренный *m-n*-переход подобен *p-n*-переходу, и их вольтамперные характеристики идентичны. Такой *m-n*-переход, в отличие от омического, обладает вентильными свойствами и называется выпрямляющим или переходом Шоттки.

Прямое падение напряжения на *m*-*n*-переходе значительно меньше, чем на *p*-*n*-переходе, так как одна из контактирующих областей — металл, имеющий сопротивление значительно меньшее, чем у полупроводника. В *m*-*n*-переходе также отсутствует инжекция неосновных носителей (дырок) в *n*-область и, следовательно, нет диффузионной емкости, связанной с их накоплением, что существенно повышает быстродействие приборов с барьером Шоттки по сравнению с приборами, в которых используется *p*-*n*-переход.

Диоды Шоттки, у которых выпрямляющий переход представляет собой тонкую пленку молибдена или алюминия, нанесенную на пластинку кремния методом вакуумного испарения, имеют емкость не более 0,01 пФ. При этом время их переключения — доли наносекунды, и предельная рабочая частота достигает десятков гигагерц. Мощные диоды Шоттки пропускают токи в десятки ампер при обратных напряжениях до 500 В. В то же время, благодаря малой величине прямого напряжения (0,3–0,7 В), обеспечивается высокий коэффициент полезного действия.

К СВЧ-диодам (диодам сверхвысоких частот) относятся полупроводниковые диоды, рабочие частоты которых гигагерцы и десятки гигагерц. По конструкции это обычно точечные металлополупроводниковые диоды. Диоды СВЧ применяются в устройствах, преобразующих спектры высокочастотных сигналов, а также в качестве элементов, регулирующих мощность сигналов в волноводных линиях.

Фотодиоды — это светочувствительные приборы, которые могут работать как фотогенераторы (фотогальванический режим), вырабатывая ЭДС, или как фотопреобразователи (фотодиодный режим), преобразуя световую энергию в электрическое сопротивление. Фотодиоды, работающие в фотогальваническом режиме, называют фотоэлементами.

В фотоэлементах (рис. 2.17) при воздействии светового излучения на *p*-*n*-переход в направлении перпендикулярном его плоскости в результате поглощения фотонов, энергия которых больше ширины запрещенной зоны, в *n*-области образуются пары свободных электронов и дырок — фотоносители зарядов. При диффузии этих носителей в *n*-области к границе *p*-*n*-перехода основная их часть не успевает рекомбинировать. Дойдя до границы дырки (неосновные носители *n*-области) переходят в *p*-область, а электроны скапливаются у границы, так как не могут преодолеть потенциальный барьер. Дрейфовый ток, который при этом создается неосновными носителями (дырками), называется фототоком I_{ϕ} . Фотоносители-дырки заряжают *p*-область положительно относительно *n*-области, а



Рис. 2.17. Схема включения и характеристики фотоэлемента



Рис. 2.18. Схема включения и характеристики диодного фотопреобразователя

фотоносители-электроны заряжают *n*-область отрицательно относительно *p*-области, и возникает разность потенциалов, которая называется фото ЭДС E_{ϕ} , равная напряжению холостого хода U_{xx} на зажимах фотоэлемента. Таким образом, в схеме (рис. 2.17) фотодиод — фотоэлемент работает, как генератор.

Значения фото ЭДС составляют десятые доли вольта. У селеновых и кремниевых фотоэлементов 0,5–0,6 В, у арсенида галлия — 0,87 В.

В фотодиодном режиме на *p-n*-переход подается обратное напряжение (рис. 2.18.). При этом ток через фотодиод почти линейно зависит от освещенности и практически не зависит от напряжения на нем.

Инерционные свойства фотодиодов характеризуются граничной частотой, которая у обычных диодов составляет порядка 10 кГц. У специальных фотодиодов — лавинных, с барьером Шоттки и на основе гетероструктур, состоящих из полупроводников с разной шириной запрещенной зоны, граничные частоты достигают 10²–10³ ГГц.

По сравнению с фоторезисторами фотодиоды имеют более высокое быстродействие, но чувствительность их меньше.

Светодиод (*LED*) — это миниатюрный полупроводниковый источник света, преобразующий электроэнергию в световое излучение видимой или инфракрасной части спектра. Работа светодиодов основана на инжекционной электролюминисценции, т. е. генерации нетеплового оптического излучения при рекомбинациии носителей зарядов в *p*-*n*-переходе, находящимся под прямым внешним напряжением. Для генерации излучения в видимом диапазоне волн полупроводниковый материал светодиода должен иметь ширину запрещенной зоны 1,8–3,0 эВ. Этому требованию удовлетворяют: GaP — 2,25 эВ, AlAs — 2,16 эВ, ZnSe — 2,7 эВ, CdS — 2,5 эВ и др.

Оптические характеристики светодиодов (рис. 2.19): спектральная характеристика — зависимость светового потока от длины волны излучения; излучательная характеристика — зависимость светового потока от прямого тока; диаграмма направленности излучения — зависимость светового потока от направления распространения, а также длина волны, на которой значение светового потока максимально, мощность излучения и сила света или яркость.

Электрические характеристики: вольтамперная характеристика — аналогична ВАХ *p*-*n*-перехода (рис. 2.9), время включения и выключения (предельная частота), максимально допустимые значения прямого и обратного напряжения и прямого тока.

Области применения светодиодов непрерывно расширяются, благодаря целому ряду достоинств этих источников света, к которым можно отнести: малые габариты, высокую надежность и долговечность, низкий уровень энергопотребления, высокое быстродействие, ударо- и вибростойкость, высокую яркость до сотен кандел на м², совместимость с интегральными схемами по уровням напряжений и токов.

В настоящее время практически все точечные индикаторы светодиодные. Светодиоды также являются основой цифровых индикаторных панелей и матричных экранов мониторов.

Магнитодиод — это полупроводниковый диод на основе германия или кремния с увеличенной толщиной материала полупроводника, у которого вольтамперная характеристика изменяется под воздействием магнитных полей. Основной параметр магнитодиода —

чувствительность $\gamma = \frac{\Delta U}{(\Delta B \cdot I)}$, где ΔU и ΔB , соответственно,



Рис. 2.19. Характеристики светодиода: *а)* излучательная; *б)* спектральная; *в)* диаграмма направленности

приращения прямого напряжения и магнитной индукции, а *I* — прямой ток. Диапазон значений чувствительности магнитодиодов:

$$\gamma = (10 \div 50) \cdot 10^3 \frac{\mathrm{B}}{\mathrm{T}\pi \cdot \mathrm{mA}}.$$

Магнитодиоды применяются в бесконтактной клавиатуре, при измерении положения движущихся предметов и параметров магнитных полей, в магнитных усилителях и в других устройствах.

Изготавливаются также диоды с фотомагнитным эффектом. В них при освещении *p-n*-перехода, помещенного в магнитное поле, генерируются электроны и дырки, создающие фотогальваническую ЭДС, величина которой зависит от влияния магнитного поля на процесс разделения зарядов *p-n*-переходом. Этот эффект используется в магнитометрах.

К измерительным преобразователям относятся и тензодиоды, в которых используется влияние механической деформации на вольтамперную характеристику. В качестве тензодиодов применяются, например, туннельные диоды, ВАХ которых сильно изменяется при деформации рабочего тела диода.

2.2.4. Транзисторы

Транзистором (полупроводниковым триодом) называют полупроводниковый усилительный прибор с тремя электродами (выводами). Буквенное обозначение на схемах — VT. По внутреннему устройству и принципу действия они делятся на биполярные и полевые. Транзисторы классифицируют по разным признакам: по мощности — малой мощности, средней, большой; по диапазону рабочих частот — низкочастотные, средней частоты, высокочастотные, СВЧ; по технологии изготовления — сплавные, диффузионные, планарные, мезаструктуры и пр.

Биполярные транзисторы

Биполярный транзистор состоит из трех чередующихся областей полупроводников *p*- и *n*-типа, образующих структуры *p*-*n*-*p* или *n*-*p*-*n*. Расположение этих слоев в приборе и условные графические изображения транзисторов соответствующих типов показаны на рис. 2.20. Средний слой транзистора называется базой (Б). Наружные слои называются: один эмиттером (Э) — источником носителей заряда, а другой коллектором (К) — приемником, собирающим эти заряды. Между наружными полупроводниковыми слоями и слоем базы образуются, соответственно, эмиттерный и коллекторный *p*-*n*-переходы. Стрелка эмиттера на условном графическом изображении транзистора указывает направление тока через него. Электроды на графическом обозначении могут находиться внутри окружности, обозначающей корпус прибора.

Поскольку в работе этого прибора одновременно участвуют два типа носителей заряда — электроны и дырки, такой транзистор называется биполярным.

В качестве материалов для изготовления биполярных транзисторов используются германий и кремний.

В зависимости от направления смещения *p*-*n*-переходов различают три режима работы транзисторов.

 Состояние транзистора, когда оба его *p-n*-перехода закрыты (смещены в обратном направлении), называется *режимом отсечки*.
В этом режиме сопротивление транзистора очень велико, и ток через него равен нулю.

2) Если оба *p*-*n*-перехода включены в прямом направлении, то транзистор находится в *режиме насыщения*. В этом режиме, происходит насыщение базы неосновными носителями, что приводит к изменению типа ее проводимости и биполярные транзисторы превращаются в структуры *n*-*n*-*n* или *p*-*p*-*p*, т. е. практически в проводники.

3) Режим, когда один *p-n*-переход открыт, а другой закрыт, называется *активным*. Причем, если открыт переход эмиттер-база,



Рис. 2.20. Структура и условные графические обозначения биполярных транзисторов

а закрыт коллектор-база, то это нормальный активный режим, а если, наоборот, открыт переход коллектор-база, а переход эмиттер-база закрыт — инверсный активный режим.

В режимах отсечки и насыщения транзистор работает как ключ (вентиль) в дискретных импульсных и цифровых устройствах. В аналоговых устройствах, где токи и напряжения меняются непрерывно, транзисторы работают обычно в активном нормальном режиме.

Так как транзистор — усилительный прибор, то схема его включения представляет собой четырехполюсник, на входные зажимы которого подается усиливаемое воздействие, а с выходных снимается результат его преобразования. При этом, поскольку электродов у транзистора три, один из них общий для входа и выхода и возможны три варианта включения его в эту схему: с общей базой (ОБ), с общим эмиттером (ОЭ) и с общим коллектором (ОК), показанные на рис. 2.21 на примере транзистора *p-n-p*-типа, работающего в активном нормальном режиме.

В схеме включения транзистора с общей базой (рис. 2.21-*a*) *р*-*n*-переход «база—эмиттер» открыт, и под действием прямого напряжения $U_{\rm E9}$ дырки из области эмиттера инжектируются (впрыскиваются) в область базы, создавая ток эмиттера I_{-9} . Попавшие в область базы дырки частично рекомбинируют с электронами базы, но доля таких носителей мала (1–2% от общего числа), так как область базы делают узкой, а концентрацию электронов в ней значительно меньшей концентрации дырок в эмиттере. Небольшая часть рекомбинировавших дырок создает ток базы $I_{\rm E}$, но большинство дырок, распространяясь в области базы, доходят до *p*-*n*-перехода «база– коллектор». Этот переход закрыт для основных носителей базы и коллектора, но поскольку дырки в базе — неосновные носители, то для них он включен в прямом направлении, и захваченные его полем они переходят в область коллектора, создавая коллекторный ток

 $I_{\rm K} = I_{\rm B} - I_{\rm B}$. Величина $\alpha = \frac{I_{\rm K}}{I_{\rm B}}$ называется статическим коэффициен-

том передачи тока в транзисторе. Коэффициент $\alpha < 1$, но может достигать значений 0,9–0,995.

При $U_{\rm E9} = 0$ ток эмиттера I_9 практически отсутствует из-за потенциального барьера *p-n*-перехода «база–эмиттер», но через переход «коллектор–база» течет небольшой обратный ток $I_{\rm K0}$ неосновных носителей. Величина этого обратного тока зависит от





количества неосновных носителей, т. е. от температуры *p-n*-перехода, в связи с чем он называется тепловым током. Тепловой ток не зависит от тока эмиттера. С его учетом ток коллектора $I_{\rm K} = \alpha I_{\rm 9} + I_{\rm K0} \approx \alpha I_{\rm 9}$, а ток базы $I_{\rm E} = (1 - \alpha) I_{\rm 9} - I_{\rm K0}$.

В рассмотренной схеме с общей базой транзистор не усиливает ток. Выходной ток коллектора меньше входного эмиттерного тока. Эта схема — усилитель напряжения, так как напряжение на закрытом *p-n*-переходе (выходное) «база–коллектор» в десятки раз больше входного напряжения на открытом переходе «база–эмиттер». Существенный недостаток схемы с общей базой — низкое входное сопротивление (несколько десятков Ом), т. е. для управления транзистором требуется большая величина входного тока.

Схема с общим эмиттером (рис. 2.21-*б*) работает аналогично, но входным в ней является ток базы $I_{\rm E}$, который намного меньше тока коллектора $I_{\rm K}$. Величина $\beta = \frac{I_{\rm K}}{I_{\rm E}}$ называется коэффициентом передачи (усиления) тока в схеме с общим эмиттером. Коэффициент $\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha} \gg 1$, и для транзисторов разных типов его значения лежат в пределах от 10 до 200 и более. Вместе с тем в этой схеме включения транзистор усиливает и напряжение, так как $\frac{U_{\rm K3}}{U_{\rm E3}} \gg 1$, т. е. явля-

ется усилителем мощности. Входное сопротивление схемы с общим эмиттером составляет несколько сотен Ом.

Схема включения с общим коллектором (2.21-*в*) усиливает ток, так как на ее выходе $I_{2} = I_{5}(\beta + 1)$.

Напряжение на выходе схемы примерно равно входному $U_{\rm K\Im} \approx U_{\rm EK}$, так как падение напряжения на открытом *p-n*-переходе «база–эмиттер» намного меньше, чем на закрытом переходе «база–коллектор».

Для транзисторов, имеющих структуру *n-p-n*, в рассмотренных схемах включения, полярности напряжений и направления токов меняются на противоположные, и носителями, инжектируемыми из области эмиттера в область базы, будут не дырки, а электроны.

Во всех схемах включения транзистора усиление происходит благодаря разному сопротивлению *p-n*-переходов «база–эмиттер» и «база–коллектор». Этим обусловлено название прибора — транзистор

(сокращенное от англ. *transfer resistor* — «переносить сопротивление»).

Схема с общим эмиттером, усиливающая мощность входного воздействия, применяется чаще других и называется основной схемой включения. Схема с общей базой применяется редко, в основном, в усилителях на высоких частотах, поскольку входная и выходная цепи в ней разнесены, и потому она более устойчива к самовозбуждению. Схема с общим коллектором используется, в основном, для согласования цепей с высокими выходными сопротивлениями с низкоомными входными цепями, например, усилителя с коаксиальным кабелем. В этой схеме при включении в цепь эмиттера нагрузочного резистора реализуется усилитель тока со стопроцентной отрицательной обратной связью, называемый эмиттерным повторителем. Входное сопротивление эмиттерного повторителя десятки Ом, а выходное — десятки и сотни кОм. Напряжения на входе и выходе при этом практически одинаковые, с чем связано название этой схемы.

Усилительные свойства транзисторов наиболее полно описываются их статическими (при отсутствии нагрузки) характеристиками. Для биполярных транзисторов это два параметрических семейства кривых — входные и выходные характеристики. При разных схемах включения статические характеристики выглядят примерно одинаково.

На рис. 2.22 показан вид этих характеристик для основной схемы включения (с общим эмиттером) *n-p-n*-транзистора.



Рис. 2.22. Семейства статических характеристик биполярного *n-p-n*-транзистора: *а)* входные; *б)* выходные

Входные характеристики (рис. 2.22-*a*), как у открытого *p*-*n*-перехода, имеют вид экспоненциальных зависимостей. Когда напряжение между коллектором и эмиттером больше нуля, они практически сливаются и поэтому часто изображаются одной линей. В точке $I_{\rm b} = I_{\rm b}(1-\alpha) - I_{\rm K0}$ характеристика пересекает ось абсцисс и, при дальнейшем уменьшении напряжения $U_{\rm b3}$ и, соответственно, тока эмиттера ток базы меняет знак. При токе эмиттера, равном нулю, через базу течет только обратный тепловой ток коллектора. По входной характеристике можно определить приближенно дифференциальное (разностное) входное сопротивление транзистора, как отношение приращений напряжения «база–эмиттер» и тока базы $R_{\rm BX} = R_{\rm b3} = \frac{\partial U_{\rm b3}}{\partial I_{\rm b}} \cong \frac{\Delta U_{\rm b3}}{\Delta I_{\rm b}}$ при $U_{\rm k3}$ = const. Обычно оно равно не-

скольким сотням Ом.

Выходные характеристики (рис. 2.22-б) показывают зависимость тока коллектора от напряжения между коллектором и эмиттером $I_{\rm K}(U_{\rm K\Im})$ при постоянной величине тока базы $I_{\rm b}$ = const, который играет для этого семейства выходных характеристик роль параметра. В рабочей области характеристик (правее пунктирной линии), соответствующей нормальному активному режиму, ток коллектора с ростом тока базы, (показанным стрелкой справа) растет практически линейно и мало зависит от напряжения между коллектором и эмиттером. Это соответствует режиму линейного усиления входного тока базы. По отношению к внешним элементам коллекторной цепи биполярный транзистор ведет себя как генератор тока.

При токе базы, равном нулю ($I_{\rm E} = 0$), через транзистор проходит ток, называемый сквозным током, равный $I_{\rm K0}(1+\beta)$. Когда эмиттерный переход закрыт, через цепь базы замыкается тепловой ток коллекторного перехода $I_{\rm K0}$. По выходным характеристикам можно приближенно определить в рабочей области характеристик дифференциальный коэффициент усиления тока $\beta = \frac{\partial I_{\rm K9}}{\partial I_{\rm E}} \cong \frac{\Delta I_{\rm K91}}{I_{\rm E2} - I_{\rm E1}} = \frac{\Delta I_{\rm K91}}{\Delta I_{\rm E}}$ при напряжении $U_{\rm K9}$ = const (десятки и сотни) и дифференциальное выходное сопротивление транзистора $R_{\rm K9} = \frac{\partial I_{\rm K9}}{\partial I_{\rm K}} \cong \frac{\Delta U_{\rm K9}}{\Delta I_{\rm K2}}$ при постоянном токе базы $I_{\rm E}$ = const (сотни кОм и единицы МОм).

При использовании транзисторов в аппаратуре необходимо учитывать ограничения для них по напряжению, току и мощности. Если между коллектором и эмиттером приложено слишком высокое напряжение, то может произойти электрический или даже тепловой пробой коллекторного перехода. Поэтому нужно следить за тем, чтобы при работе транзистора коллекторное напряжение не превышало максимально допустимого $U_{{\rm K} \ni {\rm Makc}}$. Аналогичное ограничение по коллекторному току предельно допустимым значением І. условлено возможным перегревом прибора. Для предотвращения перегрева коллекторного перехода выделяемая в нем мощность не должна превышать максимально допустимого значения, т. е. должно выполняться условие $P_{\rm K} = I_{\rm K} U_{\rm K3} \leq P_{\rm Kmake}$. В мощных транзисторах для улучшения теплоотвода коллектор соединяется с металлическим корпусом транзистора и сам транзистор монтируют на радиаторе. На рис 2.22-б области характеристик, где ток коллектора, напряжение «коллектор-эмиттер» и мощность на коллекторном переходе превышают допустимые значения, показаны стрелками, и линиями указаны их границы.

На рис. 2.23 приведена схема включения транзистора с общим эмиттером, на которой в цепь его коллектора включено сопротивление нагрузки R_{μ} .

По второму закону Кирхгофа уравнение для контура коллекторной цепи имеет вид $E_{\rm K} = U_{\rm KP} + I_{\rm K}R_{\rm H}$. Это уравнение нагрузочной



Рис. 2.23. Включение транзистора по схеме с общим эмиттером с нагрузкой
прямой транзистора, вид которой показан на графике выходных характеристик (рис. 2.22-б). Нагрузочная прямая строится по двум

точкам: на оси тока коллектора $I_{\rm K} = \frac{E_{\rm K}}{R_{\rm H}}$ при $U_{\rm K9} = 0$ и $U_{\rm K9} = E_{\rm K}$ при

 $I_{\rm K}=0.$ Точка $I_{\rm K}=\frac{E_{\rm K}}{R_{\rm H}}$ соответствует режиму насыщения транзисто-

ра, а точка $U_{\rm K\Im} = E_{\rm K}$ — режиму отсечки. Точка пересечения нагрузочной прямой с выходной характеристикой транзистора в активном режиме, выбираемая при расчете усилителя на транзисторе, относительно которой изменяется входной базовый ток, называется рабочей точкой (точкой покоя).

Характеристики биполярных транзисторов сильно зависят от температуры, так как при ее увеличении возрастают концентрация и подвижность носителей заряда. Особенно сильно сказывается увеличение температуры на величине теплового тока коллекторного перехода $I_{\rm K0}$. Температурная нестабильность приводит к необходимости термостатирования или электрической термостабилизации режима работы транзистора (положения рабочей точки).

Параметры транзистора зависят также от частоты входных сигналов. С повышением частоты, в частности, уменьшается коэффициент усиления из-за инерционности носителей зарядов и влияния емкостей *p-n*-переходов. Частоту, на которой коэффициент β усиления тока в схеме с общим эмиттером уменьшается в $\sqrt{2}$ раз (-3 Дб) называют граничной частотой, а частота, на которой $\beta = 1$, — предельной.

Когда уровень входного сигнала соизмерим с размерами рабочей области характеристик транзистора, расчеты, связанные с его использованием, проводятся, обычно, графоаналитическим методом, с помощью соответствующих построений на графиках характеристик. Если же входные сигналы малы, можно считать ту область характеристик, в которой они действуют, линейной и, используя дифференциальные (малосигнальные) параметры, заменить транзистор для этой области его эквивалентной линейной схемой замещения. Такая замена позволяет применять для схем с транзисторами методы расчета линейных электрических цепей.

Используют два типа таких линейных схем замещения — схемы с параметрами четырехполюсника и схемы с физическими параметрами транзистора. Эти схемы не содержат реактивных элементов,

так как во всем рабочем диапазоне частот коэффициент передачи транзистора должен быть постоянным.

В схемах замещения с параметрами четырехполюсника чаще всего используются *h*-параметры. В этом случае уравнения четырехполюсника в общем виде:

$$u_1 = h_{11}i_1 + h_{12}u_2,$$

 $i_2 = h_{21}i_1 + h_{22}u_2,$
где u_1, i_1 — напряжение и ток на входе четырехполюсника; u_2, i_2 —
напряжение и ток на выходе четырехполюсника; $h_{11} = \frac{\partial u_1}{\partial i_1}$ при
 $u_2 = 0$ — входное сопротивление четырехполюсника при коротком
замыкании выходной цепи по переменному току; $h_{12} = \frac{\partial u_1}{\partial u_2}$ при
 $i_1 = 0$ — коэффициент обратной связи по напряжению при разомкну-
той по переменному току входной цепи; $h_{21} = \frac{\partial i_2}{\partial i_1}$ при $u_2 = 0$ — коэф-
фициент передачи по току при коротком замыкании выходной цепи
по переменному току; $h_{22} = \frac{\partial i_2}{\partial u_2}$ при $i_1 = 0$ — выходная проводи-

мость при разомкнутой по переменному току входной цепи. Параметры h в уравнениях четырехполюсника имеют разные значения для разных схем включения транзистора, поэтому в их индексы добавляются буквы: Э, Б, К.

Линейная схема замещения с *h*-параметрами четырехполюсника для биполярного транзистора в схеме с общим эмиттером приведена на рис. 2.24.

Уравнения четырехполюсника для этой схемы:

$$\Delta U_{\rm F3} = h_{113} \Delta I_{\rm F} + h_{123} \Delta U_{\rm K3},$$

$$\Delta I_{\rm K} = h_{213} \Delta I_{\rm F} + h_{223} \Delta U_{\rm K3}.$$

В этих уравнениях и на схеме (рис. 2.24):

$$h_{113} = \frac{\Delta U_{\text{Б3}}}{\Delta I_{\text{Б}}}$$
 при $\Delta U_{\text{K3}} = 0$ ($U_{\text{K3}} = \text{const}$) — входное сопротивление

транзистора ($h_{112} = 100 \div 1000$ Ом);



Рис. 2.24. Эквивалентная линейная схема замещения биполярного транзистора

$$h_{12\Im} = \frac{\Delta U_{E\Im}}{\Delta U_{K\Im}}$$
 при $\Delta I_{E} = 0$ ($I_{E} = \text{const}$) — безразмерный коэффициент

обратной связи по напряжению ($h_{123} = 0,002 \div 0,0002$), которым при расчетах обычно пренебрегают, полагая его равным нулю;

$$h_{213} = \frac{\Delta I_{\rm K}}{\Delta I_{\rm B}}$$
 при $\Delta U_{\rm K3} = 0$ ($U_{\rm K3} = \text{const}$) — коэффициент передачи (уси-

ления) тока обозначаемый, как K_i или $\beta(h_{213} = \beta = 10 \div 200)$ при постоянном напряжении «коллектор–эмиттер» (аналогичный коэффи-

циент передачи тока в схеме с общей базой $h_{215} = \frac{\Delta I_{\odot}}{\Delta I_{\rm E}} = \alpha$ при

 $\Delta U_{\rm bk} = 0 \ (U_{\rm bk} = \text{const});$ $h_{229} = \frac{\Delta I_{\rm k}}{\Delta U_{\rm K9}}$ при $\Delta I_{\rm b} = 0 \ (I_{\rm b} = \text{const})$ — выходная проводимость тран-

зистора при постоянном токе базы $h_{223} = 10^{-4} \div 10^{-6}$ См.

Для схем с общей базой и общим коллектором аналогичные параметры имеют такой же смысл.

Параметры *h* могут быть взяты из справочной литературы или измерены путем проведения соответствующих опытов холостого хода и короткого замыкания. Существуют приборы, позволяющие измерить эти параметры.

В схемах замещения с физическими (собственными) параметрами транзистора (рис. 2.25) значения этих параметров не зависят от типа схемы его включения. К этим параметрам относятся: $R_{\Im} = \frac{\partial u_{{}_{\rm E}\Im}}{\partial i_{\Im}}$ — дифференциальное сопротивление эмиттерного пере-

хода (единицы и десятки Ом);

 $R_{\rm b}$ — объемное (поперечное) сопротивление базы (сотни Ом); $R_{\rm K} = \frac{\partial u_{\rm K}}{\partial i_{\rm K}}$ — дифференциальное сопротивление коллекторного пе-

рехода (сотни кОм).

Физические параметры нельзя измерить. Они могут быть взяты из справочной литературы или вычислены по известным значениям *h*-параметров, например, с помощью формул:

$$R_{\Im} = h_{115} - \frac{h_{125} \left(1 + h_{215}\right)}{h_{225}}; \ R_{5} = \frac{h_{125}}{h_{225}}; \ R_{K} = \frac{1 - h_{125}}{h_{225}}.$$

Биполярные транзисторы — это универсальные полупроводниковые приборы широкого назначения. Они применяются в различных видах усилителей и генераторов, логических и импульсных устройствах, но то, что они являются источниками тока, управляемыми током, препятствует их использованию в аналоговых устройствах с высокой чувствительностью из-за низкого входного сопротивления и в интегральных схемах с большой степенью интеграции из-за высокого энергопотребления и проблемы теплоотвода. В таких устройствах чаще применяются, рассматриваемые ниже полевые транзисторы.

Полевые транзисторы

К группе полевых (униполярных) относятся транзисторы, принцип действия и усилительные свойства которых основаны на использовании носителей зарядов одного знака — электронов или дырок. Управление током в них осуществляется за счет изменения под воздействием электрического поля проводимости канала, через который он течет. Вследствие этого такие транзисторы называют полевыми.

По способу создания токопроводящего канала различают полевые транзисторы с управляющим *p*-*n*-переходом и с изолированным затвором.

Полевые транзисторы отличаются высокой стабильностью характеристик, значительно меньшей, чем у биполярных транзисторов, температурной зависимостью, высокой радиационной



Рис. 2.25. Линейные схемы замещения биполярного транзистора с физическими параметрами: *a*) с общей базой; *б*) с общим эмиттером; *в*) с общим коллектором



Рис. 2.26. Структура *n*-канального полевого транзистора с управляющим *p*-*n*-переходом

устойчивостью, высоким входным сопротивлением, малым уровнем собственных шумов, так как ток в канале переносится только его основными носителями, и нет рекомбинационных шумов. Изготавливаются они, в основном, из кремния.

Кремниевый полевой транзистор с управляющим *p-n*-переходом и каналом *n*-типа представляет собой пластину кремния, в центральной части которой находится токопроводящий канал с электродами на концах, называемыми истоком и стоком (рис. 2.26). Когда на эти электроды подается внешнее напряжение от источника $U_{\rm CW}$, подключаемое плюсом к стоку и минусом к истоку, электроны под действием этого напряжения движутся от истока к стоку и через транзистор течет ток.

На других гранях пластины, внесением акцепторной примеси, создаются две области *p*-типа, которые внутри транзистора электрически соединены и вместе образуют электрод, называемый затвором. Между каналом *n*-типа и затвором *p*-типа образуется *p*-*n*-переход. Напряжение, управляющее проводимостью транзистора U_{3N} , подключается между затвором и истоком минусом к затвору и плюсом к истоку. При этом *p*-*n*-переход закрыт (смещен в непроводящем направлении) и, соответственно, образуется обедненная зона, частично перекрывающая токопроводящий канал (показана на рисунке пунктирной линией). Эта зона шире у стока, так как обратное напряжение там больше.

При изменении, приложенного к *p*-*n*-переходу обратного напряжения, меняется ширина обедненной зоны, а, следовательно, и площадь поперечного сечения канала и количество проходящих по нему зарядов, т. е. ток стока $I_{\rm C}$. Ток $I_{\rm C}$ имеет максимальное значение, когда $U_{\rm 3H} = 0$, и уменьшается при увеличении этого напряжения. При некотором значении обратного напряжения «затвор–исток», называемым напряжением отсечки, ток стока становится равным нулю. Таким образом, управление током через транзистор осуществляется электрическим полем обратного напряжения на *p*-*n*-переходе, и через переход может течь только обратный тепловой ток. Вследствие этого входное сопротивление транзистора может иметь значения до 10^9 Ом.

В *р*-канальном полевом транзисторе с управляющим *p*-*n*-переходом канал, соответственно имеет *p*-тип, а затвор — *n*-тип. Условные графические обозначения *n*- и *p*-канального полевых транзисторов с управляющим *p*-*n*-переходом показаны на рис. 2.27.

Обозначения отличаются только направлением стрелки затвора. Окружность обозначает корпус прибора, в который помещается кристалл транзистора.

Основные свойства полевых транзисторов описываются двумя параметрическими семействами характеристик — проходными (стоко-затворными) характеристиками $I_{\rm C}(U_{\rm 3H})$ и выходными характеристиками $I_{\rm C}(U_{\rm CH})$, примерный вид которых показан на рис. 2.28.

Рабочая область выходных характеристик в режиме усиления (активном режиме) находится справа от пунктирной линии, как и у биполярных транзисторов. Это область насыщения, в которой



Рис. 2.27. Условные графические обозначения полевых транзисторов с управляющим *p-n*-переходом



Рис. 2.28 Статические характеристики *n*-канального полевого транзистора с управляющим *p*-*n*-переходом: *a*) проходные; *б*) выходные

выходные характеристики становятся плоскими, а ток стока определяется напряжением «затвор–исток» и мало зависит от напряжения «сток–исток». Ток стока имеет наибольшее значение, когда напряжение между затвором и истоком равно нулю. По мере роста отрицательного напряжения на затворе сечение канала уменьшается, и уменьшается ток стока.

Выходные характеристики выглядят так же, как выходные характеристики биполярного транзистора, но величиной тока стока управляет напряжение «затвор–исток», а не ток, как в биполярном транзисторе.

Полевые транзисторы с управляющим *p-n*-переходом применяются, в основном, в усилительных устройствах. В импульсных и

цифровых устройствах применяют полевые транзисторы с изолированным затвором, имеющие более высокое входное сопротивление и, в силу своих особенностей, более подходящие для использования в интегральных микросхемах.

В полевом транзисторе с изолированным затвором (рис. 2.29) металлический затвор отделен от полупроводника слоем диэлектрика, поэтому такие транзисторы называют транзисторами МДП (металл-диэлектрик-полупроводник). В кремниевых транзисторах в качестве диэлектрика используется тонкий слой оксида кремния SiO₂, обладающего хорошими изоляционными свойствами. Транзисторы с такой структурой называют МОП-транзисторами (металл-оксид-полупроводник).

Исток и сток в исходной пластинке кремния (подложке) формируют с помощью диффузионной технологии в виде сильно легированных примесью областей полупроводника. Наличие диэлектрика в цепи затвора обеспечивает очень высокое входное сопротивление транзистора до $10^{12} \div 10^{14}$ Ом.

Принцип действия полевых транзисторов с изолированным затвором основан на эффекте изменения проводимости канала в приповерхностном слое полупроводника на границе с диэлектриком под воздействием электрического поля. Токопроводящий канал может быть всторенным, т. е. созданным при изготовлении прибора или индуцированным — наводящимся под действием напряжения, приложенного между затвором и истоком.

На рис. 2.29 показаны конструкция *n*- и *p*-канального транзисторов с индуцированным каналом и их условные графические обозначения.

Подложку П обычно электрически соединяют с истоком.

В транзисторе с наводимым *n*-каналом при положительном напряжении на затворе больше порогового $U_{_{3Ипор}}$ электроны — неосновные носители *p*-области (подложки), стягиваются под затвор и создают между сильнолегированными примесями областями (*n*⁺) истока и стока токопроводящий *n*-канал. По такому же принципу работает и транзистор с наводимым *p*-каналом, но, в этом случае, для образования канала между сильнолегированными областями истока и стока (*p*⁺) на затвор подается отрицательное напряжение, притягивающее к нему из подложки дырки.

Выходные характеристики этих транзисторов выглядят так же, как у транзисторов с управляющим *p-n*-переходом, а входная характеристика располагается у *n*-канальных полевых транзисторов



Рис. 2.29. Полевые транзисторы с индуцированным каналом: *а) п*-канальный; *б) р*-канальный

в области положительных напряжений «затвор–исток», а у *p*-канальных — в области отрицательных (рис. 2.30).

У транзисторов с *p*-каналом характеристики выглядят так же, но пороговое напряжение намного больше.

В транзисторе со встроенным каналом (рис. 2.31) при его изготовлении в области канала под затвором формируют тонкий слой полупроводника с таким же типом проводимости, как у истока и стока. Такой транзистор может работать и в режиме обогащения



Рис. 2.30. Статические характеристики *n*-канального полевого транзистора с индуцированным *n*-каналом: *a*) проходные; *б*) выходные

канала носителями и в режиме его обеднения в зависимости от полярности напряжения, приложенного к затвору. При обогащении носители втягиваются электрическим полем из подложки в канал, а при обеднении выталкиваются из него.

Вид статических характеристик *n*-канального полевого транзистора с изолированным затвором и встроенным каналом показан на рис. 2.32.

Использование в полевых транзисторах арсенида галлия вместо кремния позволило в несколько раз повысить их быстродействие. Так как арсенид галлия не образует прочных окислов, на нем нельзя создать структуру МОП. Затвор этих транзисторов выполняется в виде перехода Шоттки со структурой «металл–полупроводник», в связи с чем их называют МЕП-транзисторами (металл–полупроводник) или ПТШ (полевой транзистор с затвором Шоттки).

Контактная разность потенциалов на переходе Шоттки создает под затвором обедненную зону, сечение которой зависит от напряжения между затвором и истоком. Если эта зона перекрывает весь канал при $U_{_{3H}} = 0$, то МЕП-транзистор работает в режиме обогащения канала, а, если при напряжении $U_{_{3H}} = 0$ есть токопроводящий канал, то транзистор работает в режиме обеднения. МЕП-транзисторы, работающие в режиме обеднения канала, более технологичны и применяются чаще. Вид проходных статических характеристик МЕП-транзисторов показан на рис. 2.33.

Выходные характеристики этих транзисторов выглядят так же как выходные характеристики транзисторов МДП.





Рис. 2.31. Полевые транзисторы со встроенным каналом: *а*) *п*-канальный; б) *р*-канальный

Как и биполярные, полевые транзисторы могут включаться по схеме с общим затвором (O3), общим истоком (OИ) или общим сто-ком (OC). Основная схема включения — с общим истоком.

При малых сигналах для расчета схем с полевыми транзисторами, как и в случае биполярных транзисторов, используют их эквивалентные линейные схемы замещения на основе дифференциальных параметров. Для этого, при включении транзистора по схеме с общим истоком, используются три параметра.



Рис. 2.32. Статические характеристики *n*-канального полевого транзистора со встроенным *n*-каналом: *a*) проходные; *б*) выходные

1) Статическая крутизна проходной характеристики:

$$S = \frac{\Delta I_{\rm C}}{\Delta U_{_{3H}}}$$
 при $U_{_{\rm CH}} = {\rm const.}$

2) Внутреннее сопротивление транзистора:

$$R_i = \frac{\Delta U_{\rm CH}}{\Delta I_{\rm C}}$$
 при $U_{\rm 3H} = {\rm const.}$

3) Статический коэффициент усиления напряжения:

$$\mu = K_u = \frac{\Delta U_{CH}}{\Delta U_{3H}} = S \cdot R_i$$
 при $U_{CH} = \text{const.}$

Приращения определяются по статическим характеристикам транзистора в их рабочей области, как это было продемонстрировано выше при определении параметров биполярных транзисторов (рис. 2.22). Пример линейной схемы замещения полевого транзистора при включении его с общим истоком приведен на рис. 2.34.

Транзисторы могут также работать и как фотоэлектрические приборы, ток в которых изменяется под действием света. Биполярный фототранзистор изготавливается из германия или кремния, как обычный плоскостной транзистор (рис. 2.35). Световой поток, воздействуя на область базы, вызывает генерацию пар электронов и дырок. Неосновные для базы носители (на рисунке — дырки) переходят в коллектор, создавая фототок, а основные — электроны — понижают потенциальный барьер эмиттерного перехода, способствуя этим переходу из эмиттера в базу дырок, увеличивающих фоток. Благодаря усилению фототока чувствительность таких фототранзисторов



Рис. 2.33. Проходные статические характеристики МЕП-транзисторов: а) в режиме обогащения; б) в режиме обеднения



Рис. 2.34. Линейная эквивалентная схема замещения полевого транзистора с общим истоком



Рис. 2.35. Структура биполярного фототранзистора, схема включения и выходные статические характеристики

значительно выше чувствительности фотодиодов, но граничная частота намного ниже из-за влияния емкости эмиттерного перехода. Семейство выходных статических характеристик $I_{\rm K}(U_{\rm K})$ выглядят так же, как у усилительного биполярного транзистора, но в качестве параметра на них выступает световой поток Φ .

Изготавливаются также и полевые фототранзисторы с управляющим *p*-*n*-переходом и с изолированным затвором. В фототранзисторе с управляющим *p*-*n*-переходом переход «затвор–канал» можно рассматривать как фотодиод. При освещении канала полевого фототранзистора в нем генерируются электроны и дырки. В результате возрастания концентрации неосновных носителей в канале эти носители уходят непосредственно из структуры в области истока во внешнюю цепь под действием напряжения, создающего обратное смещение *p*-*n*-перехода между затвором и истоком.

В фототранзисторе с изолированным затвором над каналом на диэлектрик наносят металлический полупрозрачный затвор, через который освещается область полупроводника под затвором (подложка), выполняющая роль фоторезистора. При воздействии светового излучения через полупрозрачный затвор на верхний слой подложки между истоком и стоком происходит фотогенерация пар носителей зарядов — электронов и дырок. Под действием внешнего электрического поля между затвором и подложкой в *n*-канальном транзисторе дырки рекомбинируют с электронами, поступающими из внешней цепи. В результате в слое подложки между истоком и стоком преобладают электроны и создается токопроводящий канал.

Фототранзисторы широко применяются в фототелеграфии и фототелефонии, для ввода и вывода информации в вычислительной технике, в качестве приемников энергии, а также для регистрации видимого, ультрафиолетового и инфракрасного излучения.

Изготавливаются также магнитотранзисторы, работа которых основана на эффекте Холла.

В таком двухколлекторном биполярном транзисторе при отсутствии магнитного поля электроны поровну делятся между коллекторами, и разность их токов равна нулю, а при его воздействии перераспределяются, и ток одного коллектора становится больше, а другого меньше. Причем разность этих токов при изменении направления магнитного поля меняет свой знак. Магнитотранзисторы применяются в измерительных преобразователях разных физических величин, в первую очередь, магнитных полей.

2.2.5. Тиристоры

Тиристор — это полупроводниковый переключательный (коммутирующий) прибор с тремя и более чередующимися *p-n*-переходами. В зависимости от количества выводов различают двухэлектродные тиристоры (динисторы), трехэлектродные (тринисторы) и четырехэлектродные (бинисторы). Наибольшее распространение в электротехнических и электронных устройствах получили динисторы и тринисторы. Их классификация и условные графические обозначения приведены на рис. 2.36. Условное буквенное обозначение тиристоров на схемах — VS. Исходные материал для изготовления тиристоров — кремний, поэтому их также называют кремниевыми управляемыми вентилями (КУВ).

На рис. 2.37-*а*, б приведены структура несимметричного динистора и его эквивалентная схема, а на рис. 2.37-*в* — вольтамперная характеристика этого прибора. Если на динистор подано напряжение от внешнего источника, приложенное плюсом к аноду и минусом



Рис. 2.36. Классификация тиристоров

к катоду, то крайние *p-n*-переходы открыты. Но средний *p-n*-переход при этом закрыт (смещен в непроводящем направлении), и через тиристор течет только небольшой ток неосновных носителей.

При увеличении напряжения между анодом и катодом $U_{\rm AK}$ до значения, при котором наступает электрический пробой среднего *p*-*n*-перехода, ток из-за ударной ионизации атомов в зоне этого перехода лавинообразно увеличивается, сопротивление тиристора становится малым, и падение напряжения на нем уменьшается до 1-2 В.

Процесс включения тиристора можно пояснить и по его эквивалентной схеме, на которой он представлен в виде двух последовательно-параллельно включенных биполярных транзисторов *p-n-p* и *n-p-n*. Эти транзисторы включены так, что коллекторный ток одного транзистора является базовым током другого. Если в цепи базы одного из транзисторов появляется ток, то усиленный транзистором, он из его коллектора идет в базу второго транзистора и усиленный им опять попадает в базу первого транзистора. Этот процесс





Рис. 2.37. Тиристоры: *a)* структура и эквивалентная схема динистора; *б)* вольтамперная характеристика тиристора; *c)* структура симистора

повторяется, пока оба транзистора не перейдут в режим насыщения, т. е. пока полностью не откроются.

В тринисторах за счет подачи отпирающих импульсов, положительной полярности на базу Б₂ или отрицательной полярности на базу Б₁ (рис. 2.37-*a*) или одновременно на обе базы (в бинисторах) напряжение между анодом и катодом, при котором тиристор переходит в открытое состояние понижается до $U_{\rm вкл, упр}$, показанного на характеристике (рис. 2.37-*в*) пунктиром и стрелкой. Меняя величину управляющего сигнала, можно управлять порогом включения тиристора.

Выключить тиристор можно, уменьшив ток до значения, при котором тиристор выключается ($I_{\rm выкл}$), отключив электропитание или подавая между анодом и катодом запирающее напряжение обратной полярности.

Динисторы имеют одностороннюю проводимость. Чтобы тиристор мог работать, как симистор, при любой полярности приложенного напряжения, используется пятислойная структура (рис. 2.37-г). Если в этой структуре внешнее напряжение приложено плюсом к электроду 1 и минусом к электроду 2, то ток проходит по пути $p_1 \rightarrow n_2 \rightarrow p_2 \rightarrow n_4$, при противоположной полярности путь тока — $p_2 \rightarrow n_2 \rightarrow p_1 \rightarrow n_1$. В триодных симисторах при этом на управляющий электрод подается дополнительно сигнал включения соответствующей полярности.

Тиристоры применяются в электротехнической и электронной аппаратуре, в основном, как мощные быстродействующие переключатели, обеспечивающие коммутацию токов, имеющих значения до нескольких тысяч ампер в открытом состоянии тиристора при напряжениях на запертом тиристоре в тысячи вольт. При этом, независимо от значения, протекающего через него тока, напряжение на открытом тиристоре не превышает обычно 1–2 В.

Для бесконтактного управления коммутацией цепей в электротехнических и электронных устройствах применяются фототиристоры (рис. 2.38).

Когда мощность светового излучения, падающего на область закрытого *p-n*-перехода (базы) превышает порог отпирания, за счет генерации носителей зарядов фототиристор переходит в открытое состояние. Фототиристор обладает памятью, так как после прекращения светового воздействия остается включенным.

Так как тиристор можно представить в виде двух транзисторов, то магниточувствительные свойства тиристоров характеризуются



Рис. 2.38. Фототиристор

магниточувствительными свойствами составляющих их транзисторов. На этом основана работа приборов, называемых магнитотиристорами, в которых порогом включения управляет не напряжение, а магнитное поле. Напряжение включения магнитотиристора при малых магнитных полях меняется почто линейно.

2.3. Электровакуумные и газоразрядные приборы

2.3.1. Электровакуумные приборы

Электровакуумный прибор состоит из стеклянного, металлического или керамического баллона, внутри которого помещается система электродов и создается вакуум (до $10^{-4} \div 10^{-5}$ Па). Принцип работы этих приборов заключается в управлении плотностью, скоростью или направлением движения потока электронов, движущихся внутри прибора между электродами. Из-за недолговечности, больших размеров и высокого энергопотребления эти приборы практически вышли из употребления. Исключение составляют электровакуумные приборы большой мощности, работающие на высоких и сверхвысоких частотах, при больших температурах (свыше 200 °C) и в условиях повышенной радиации. Буквенное обозначение электровакуумных приборов — VL.

Источник электронов в электровакуумной лампе — электрод, называемый катодом, представляющий собой металлическую нить, спираль или тонкостенный цилиндр, покрытый материалом с малой работой выхода. При его нагреве, обычно специальной нитью накала, возникает термоэлектронная эмиссия, при которой электроны покидают катод и образуют вблизи него электронное облако. Под действием электрических полей, создаваемых приложенными внешними напряжениями между катодом и другими электродами, электроны, выходящие из катода, группируются и перемещаются внутри прибора, замыкая цепи электродов и создавая токи.

У электровакуумного диода (рис. 2.39) всего два электрода анод и катод. Электроны, эмитируемые из катода при разогреве его нитью накала, под действием положительного напряжения на аноде — U_{AK} , движутся к нему, создавая анодный ток I_A . При противоположной полярности приложенного напряжения, тока между анодом и катодом нет, так как электроны при этом притягиваются обратно к катоду. Такая лампа, как и полупроводниковый диод, имеет одностороннюю проводимость.

Более сложные электронные лампы (рис. 2.40): триод — с тремя электродами, тетрод — с четырьмя электродами, пентод — с пятью электродами — являются усилительными приборами, подобными по своим статическим выходным вольтамперным характеристикам $I_A(U_{AK})$ и параметрам (S, R_i, μ) полупроводниковым полевым транзисторам. Управляющая сетка в этих лампах имеет потенциал отрицательный по отношению к потенциалу катода, и напряжение между ней и катодом U_{CK} управляющей сетки ток отсутствует.

Недостаток триода — сильное влияние на ток анода анодного напряжения, снижающее усиление. Чтобы уменьшить это влияние (проницаемость лампы) в тетроде добавлена экранирующая сетка, на которую подается положительное напряжение $U_{\rm CP}$ порядка



Рис. 2.39. Электровакуумный диод и его статическая вольтамперная характеристика



Рис. 2.40. Электронные лампы: *а)* триод, тетрод, пентод; *б)* статические выходные характеристики пентода

0,7 $U_{\rm AK}$. Проницаемость лампы при этом уменьшается, и наклон характеристик $I_{\rm A}(U_{\rm AK})$ меньше, чем у триода, но при малых значениях напряжения $U_{\rm AK}$ возникает динатронный эффект, заключающийся в том, что вторичные электроны, выбиваемые из анода, уходят в цепь экранирующей сетки, создавая провал на характеристиках $I_{\rm A}(U_{\rm AK})$. Для устранения этого эффекта в пентоде добавлена еще защитная (антидинатронная сетка), соединяемая с катодом, напряжение на которой $U_{\rm C3}$ отталкивает вторичные электроны обратно к аноду.

Проницаемость лампы при этом становится еще меньше, и выходные статические характеристики пентода (рис. 2.40-б) по своему виду полностью аналогичны выходным характеристикам полевых транзисторов.

Рассмотренные электронные лампы с управлением плотностью тока сейчас в электронной аппаратуре встречаются редко и практически не производятся. Но мощные электровакуумные усилительные приборы сверхвысоких частот (СВЧ) еще находят применение, например, в радиолокационной технике.

В усилительных приборах СВЧ используется управление не плотностью, а скоростью движения электронов, так как в этом частотном диапазоне время пролета электронов между электродами прибора соизмеримо с периодом усиливаемых гармонических колебаний. К таким приборам относятся, в частности, клистроны и магнетроны.

В пролетном клистроне (рис. 2.41) электронный поток, идущий от катода, собирается в луч фокусирующей системой, ускоряется полем анода-коллектора и затем, по пути к коллектору, проходит через управляющее устройство (группирователь) и приемное



Рис. 2.41. Пролетный клистрон

устройство (улавливатель). В простейшем случае каждое из этих устройств — это две сетки, разделенные зазором. Напряжение между сетками группирователя действует на скорость движения электронов, что приводит к появлению в потоке электронов после прохождения их через группирователь сгустков и разряжений, концентрация электронов в которых пропорциональна величине сигнала. Затем сгруппированный луч попадает в улавливатель, где, взаимодействуя с полем его сеток, отдает им энергию усиленного сигнала и уходит на коллектор. При этом улавливателю отдается не энергия управляющего сигнала, а полная энергия электронного луча, отбираемая у источника анодного питания. Современные клистроны имеют коэффициент усиления мощности до миллиона раз при мощности до 1000 кВт и коэффициент полезного действия до 50%.

В магнетроне (рис. 2.42) подогреваемый цилиндрический катод помещается в центре цилиндрического анода. В аноде, по его окружности располагаются несколько объемных резонаторов, в виде цилиндрических отверстий со щелями, открывающимися в межэлектродное пространство магнетрона, которые образуют замедляющую систему.

Напряжение между анодом и катодом создает радиальное электрическое поле. Постоянным магнитом создается также действующее вдоль оси катода сильное равномерное поперечное магнитное поле. В результате действия этих полей на электроны, эмитируемые



Рис. 2.42. Магнетрон

катодом, их траектории искривляются, и возникает электронное облако, вращающееся вокруг катода. При этом скорость вращения электронов зависит от напряженности электрического и магнитного полей. Если в магнетрон через входной резонатор вводится электромагнитная волна сигнала, то вращающееся электронное облако вступает с ней во взаимодействие. Под воздействием переменного электрического поля щелей во вращающемся электронном облаке возникает модуляция потока электронов по скорости. После обмена энергией между электронным потоком и резонаторами усиленная за счет энергии источника питания электромагнитная волна выводится через выходной резонатор. Если цепочка резонаторов замкнута, то сигнал с выходного резонатора снова поступает на вход магнетрона, и он работает, как автогенератор, преобразующий энергию источника анодного питания в энергию СВЧ-колебаний. Так как в магнетроне, в отличие от клистрона, электроны тормозятся несколько раз и почти полностью отдают свою энергию полю резонаторов, коэффициент полезного действия магнетрона может достигать 95%. Магнетроны имеют мощность в импульсном режиме до сотен мегаватт и усиливают мощность в несколько десятков раз.

Индикаторные электровакуумные приборы — электронно-лучевые трубки (рис. 2.43), преобразуют электрические сигналы в их изображения на экране. В электронно-лучевой трубке электроны,



Рис. 2.43. Электронно-лучевые трубки: *a*) с электростатическим управлением; *б*) с магнитным управлением

эмитируемые катодом, проходят через систему электродов, называемую электронной пушкой (электронным прожектором). В электронной пушке электроны ускоряются и фокусируются, собираясь у экрана в пучок — электронный луч. После электронной пушки электронный луч попадает в отклоняющую систему, которая управляет его положением в пространстве. Отклоненный в нужном направлении луч падает на стеклянный экран, покрытый с внутренней стороны специальным материалом — люминофором, светящимся при попадании на него быстрых электронов. Яркость свечения экрана определяется током луча, который регулируется напряжением на электроде, следующим за катодом. Этот электрод называется модулятором и играет в трубке роль управляющей сетки лампы. Электроны луча при бомбардировке экрана выбивают с его поверхности вторичные электроны, которые, чтобы они не создавали засветки, возвращаясь на экран, собираются электродом — аквадагом, находящимся под положительным напряжением.

По способу фокусировки и управления отклонением луча различают трубки с электростатическим и магнитным управлением. В электронно-лучевых трубках с электростатическим управлением (рис. 2.43-*a*) электронная пушка состоит из катода, модулятора, первого A_1 и второго A_2 анодов. Фокусировка луча осуществляется в межэлектродных электрических полях (электронных линзах) и регулируется напряжением на первом аноде (фокусирующем). Напряжение на втором аноде обеспечивает необходимое ускорение электронов. Отклонение луча по горизонтали и вертикали происходит в электрическом поле горизонтальных X и вертикальных Y отклоняющих пластин. Основной недостаток трубок с электростатическим управлением — малый угол линейного отклонения луча (до 30°). Такие трубки применялись преимущественно в осциллографах.

В трубках с большим углом линейного отклонения используется магнитное управление лучом (рис. 2.43-б), при котором на горловине трубки помещается система катушек индуктивности, обеспечивающая фокусировку и управление отклонением луча (фокусирующая и отклоняющая система — ФОС). Такой способ управления позволил делать трубки для телевизоров и мониторов небольшой длины с большими экранами, но схемы управления ими намного сложнее, чем для трубок с электростатическим управлением.

Электронно-лучевые трубки, как и электронные лампы, в настоящее время уже практически не используются в аппаратуре и не производятся. Это связано с теми же их недостатками, что и у электронных ламп — недолговечностью, из-за перегорания нитей накала и выработки эмиссионного слоя катода, большими размерами и весом этих приборов.

Из оптоэлектронных электровакуумных приборов заслуживают внимания фотоэлектронные умножители (ФЭУ), которые применяются для работы со слабыми световыми потоками (до 10⁻¹⁶ лм). Фотоэлектронный умножитель (рис. 2.44) состоит из



Рис. 2.44. Фотоэлектронный умножитель

светочувствительного катода, эмитирующего электроны под действием света, линейки промежуточных электродов — динодов, с помощью которых поток электронов усиливается, и анода.

При воздействии светового потока на фотокатод с его поверхности эмитируются электроны, которые ускоряются полем первого динода и, попадая на его поверхность, выбивают вторичные электроны. Вторичные электроны, под воздействием поля второго динода, стремятся к нему и выбивают из него новый поток электронов и так далее. При этом поток электронов, проходя каждый динод, умножается в 5–8 раз, после чего, многократно умноженный, попадает на анод, создавая анодный ток.

Число динодов ФЭУ может доходить до 20, а его чувствительность при этом достигает 1000 А/лм. Фотоэлектронные умножители применяют в астрономии (фотометрия), в биологии (биолюминисценция, флуоресценция), в детекторах частиц рентгеновского и гамма-излучения, в спектрофотометрии и др.

2.3.2. Газоразрядные приборы

Газоразрядными (ионными) приборами (буквенное обозначение — HL) называют приборы, работа которых основана на свойствах электрического разряда в газах. Баллон газоразрядного прибора, в котором помещаются электроды, заполнен разряженным инертным газом. Катод в большинстве этих приборов холодный. Если на прибор подается напряжение от внешнего источника, подключенное плюсом к аноду и минусом к катоду, то свободные ионы и электроны, имеющиеся в газе, движутся к электродам — отрицательно заряженные электроны к аноду, а положительно заряженные ионы к катоду, т. е. общий ток состоит из электронной и ионной составляющих. В разрядном промежутке между катодом и анодом при соударениях быстрых электронов с молекулами газа происходит ионизация последних, называемая объемной, которая приводит к увеличению числа свободных заряженных частиц. Кроме того, свободные электроны возникают также в процессе поверхностной ионизации при бомбардировке катода ионами газа. Пространство между катодом и анодом оказывается заполненным примерно равным количеством электронов и положительно заряженных ионов газа — плазмой, в связи с чем такие приборы также называют плазменными. Общий вид вольтамперной характеристики электрического разряда в газах приведен на рис. 2.45.



Рис. 2.45. Вольтамперная характеристика электрического разряда в газах

Область 1 на этой характеристике соответствует несамостоятельному разряду, происходящему под действием внешних ионизирующих излучений. При этом ток, протекающий через прибор, незначителен и в случае отсутствия внешних ионизирующих излучений прекращается. С ростом напряжения, в области 2, количество свободных электронов и ионов и их энергия возрастают настолько, что разряд становится самостоятельным, при котором ток течет и без воздействия внешних ионизаторов. Эта область соответствует начальной стадии самостоятельного разряда — «темному» разряду, который протекает при малом токе и сопровождается слабым свечением газа, возникающем за счет энергии, освобождающейся при рекомбинации электронов и ионов. В области 3 (переходной) ток нарастает, а напряжение, требуемое для его поддержания, уменьшается, в связи с ростом количества ионов, приходящих к аноду. При дальнейшем росте напряжения на приборе, после переходной области 3, в области 4 темный разряд переходит в тлеющий, при котором свечение газа становится интенсивным. В области тлеющего разряда бомбардировка катода ионами газа вызывает возрастание эмиссии из него электронов и тока прибора, но напряжение на нем при этом не меняется. Эта область разряда в газе подобна области электрического пробоя в полупроводниковом диоде. Дальнейший рост тока в переходной области 5 происходит при увеличении напряжения. В переходной области 6 скорость ионов настолько возрастает, что, бомбардируя катод, они разогревают его, появляется дополнительная термоэлектронная эмиссия, и напряжение между анодом и катодом падает. В области 7 возникает дуговой разряд, который характеризуется малым падением напряжения на приборе и большим током через него.

При воздействии переменного напряжения в газовой среде может возникать высокочастотный разряд. Обладающие большой инерцией ионы газа не успевают менять направление движения и образуют положительный пространственный заряд, а за счет движения свободных электронов течет ток. Высокочастотный разряд возможен при малых напряжениях между электродами.

В режиме несамостоятельного разряда работают ионизационные камеры, счетчики и детекторы радиоактивных и космических излучений. В этом режиме анодный ток прямо пропорционален интенсивности ионизирующего излучения.

В режиме тлеющего разряда работает большинство плазменных ламп, применяемых в электротехнике и электронике. Они используются как источники света, например, такие, как люминисцентные лампы и элементы световых табло, в качестве отдельных точечных индикаторов постоянных и переменных напряжений и в составе плазменных панелей. Цвет свечения зависит от того, какой газ используется в приборе. Неон светится оранжево-красным цветом, аргон — сиреневым, криптон — голубым, гелий — синим. Но, можно получать разные цвета свечения, используя эффект вторичного излучения (люминисцентного). Для этого на внутреннюю поверхность баллона лампы наносятся слои люминофора, обеспечивающие нужный цвет при воздействии на них ультрафиолетового излучения газа-наполнителя.

На рис. 2.46 в качестве примера показаны графические обозначения неоновой лампы и газоразрядного тиратрона, иллюстрирующие их устройство.

Простейший газоразрядный прибор — неоновая лампа, состоит из колбы, наполненной разряженным инертным газом (неоном или смесью неона с аргоном) и двух электродов — анода и катода. Темная точка внутри баллона на условном графическом обозначении прибора указывает на наличие в нем газа. Металлические анод и катод могут иметь форму дисков, стержней, колец и т.д. Выпускаются приборы, работающие в широком рабочем диапазоне постоянных и переменных напряжений и токов и имеющие, обычно, светло-оранжевый цвет свечения.



Рис. 2.46. Приборы тлеющего разряда: *а)* неоновая лампа; *б)* газоразрядный тиратрон

Индикаторный тиратрон тлеющего разряда — это управляемый газоразрядный прибор. Управление его состоянием осуществляется изменением потенциала сеток — электродов, расположенных между анодом и катодом. Первая от катода сетка имеет более высокий положительный потенциал, чем вторая, расположенная ближе к аноду и создает в тиратроне подготовительный режим (темный разряд). При подаче положительного импульса поджига на вторую сетку, расположенную у анода, возникает тлеющий разряд, который сохраняется после окончания импульса поджига. Таким образом, можно управлять поджигом тиратрона с помощью малых по величине импульсов напряжения. Это похоже на работу полупроводникового тринистора.

Высокая электропроводность газовой плазмы в режиме дугового разряда используется для создания ламп большой мощности газотронов с термоэлектронными катодами, работающих в выпрямительных устройствах и преобразователях постоянных напряжений в переменные при токах в десятки тысяч ампер промышленной частоты (50 Гц). Газоразрядные тиратроны, выполняемые в виде триодов, тетродов и пентодов с термоэлектронным катодом, работающие в режиме дугового разряда применяются в энергетике больших мощностей при токах в десятки тысяч ампер и рабочих напряжениях в десятки и сотни тысяч вольт: в импульсных модуляторах и разрядниках; в ускорителях заряженных частиц в мощных радиолокаторах; в экспериментальных термоядерных реакторах и т.д. Высокочастотный разряд находит применение в измерительных устройствах, например, в измерителях скорости и направления воздушного потока методом меток по времени прохождения искры между контрольными электродами.

2.4. Приборы функционального назначения

2.4.1. Интегральные микросхемы

Построение электронной аппаратуры на основе дискретных компонентов — транзисторов, диодов, резисторов, конденсаторов и т.д. не удовлетворяет возросшим к ней требованиям. Большое количество компонентов, разветвленность межэлементных соединений, множество паек, низкая плотность монтажа, высокая трудоемкость изготовления и стоимость, большие габариты и масса, низкая надежность аппаратуры уже не приемлемы.

Создание новых электронных устройств с большим количеством элементов стало возможным благодаря развитию микроэлектроники.

Микроэлектроника — это современное научно-техническое направление, охватывающее конструирование, изготовление и применение микроминиатюрных электронных узлов и устройств, обладающих высокой надежностью, большим быстродействием, малым потреблением энергии и низкой стоимостью.

Основа микроэлектроники — интеграция элементов, т. е. их объединение в процессе изготовления в одном миниатюрном компоненте. Полученный в результате такого объединения компонент (прибор) называется интегральной микросхемой (ИМС).

По конструктивно-технологическим признакам интегральные микросхемы делятся на полупроводниковые, пленочные и гибридные.

Под полупроводниковыми, к которым относится большинство ИМС, понимают интегральные микросхемы, все элементы которых выполнены в приповерхностном слое полупроводниковой пластинки (подложки). Технология производства полупроводниковых ИМС преимущественно планарная и основана на легировании (обогащении) участков полупроводниковой пластинки через маску, формируемую с помощью фотолитографии (или электронно-лучевой литографии, при засветке пластинки электронным лучом). Размеры элементов при фотолитографии не менее 2 мкм, при электронно-лучевой — до 0,1 мкм. Обогащение примесями осуществляется рассмотренными выше методами диффузии, ионного легирования или эпитаксии (наращивания кристалла полупроводника с контролируемой проводимостью).

Транзисторы — основные активные элементы полупроводниковых ИМС. В ИМС используются биполярные и МДП — транзисторы. Из биполярных применяют *n-p-n*-структуры, так как их быстродействие и коэффициент передачи тока больше, чем у транзисторов *p-n-p*. Широко используются многоэмиттерные и многоколлекторные транзисторы (рис. 2.47), применяемые в логических элементах и не имеющие аналогов в дискретном исполнении.

В качестве диодов используют транзисторы в диодном включении, когда база замкнута на коллектор или эмиттер. При этом диоды на основе эмиттерного перехода имеют больше быстродействие и меньше тепловой ток, а диоды на основе коллекторного перехода большее обратное напряжение.

Роль конденсаторов в полупроводниковых ИМС выполняют обратносмещенные эмиттерный или коллекторный *p-n*-переходы, обладающие барьерной емкостью.

Резисторы реализуются обычно на основе *p-n*-переходов, включенных в обратной полярности или объема полупроводника между двумя слоями с другим типом проводимости.

Наиболее сложно в полупроводниковых ИМС реализуются индуктивности. Обычно для этого имитируется эффект отставания тока от напряжения, например, за счет замедленного движения носителей заряда в некоторой области полупроводника.

Фрагмент структуры ИМС с транзистором, конденсатором и резистором показан на рис. 2.48. Штриховкой отмечена внешняя защитная изолирующая пленка двуокиси кремния SiO₂.

Для внутренней изоляции элементов в биполярных ИМС используется обратносмещенный *p-n*-переход, образующийся вокруг каждого элемента при подаче на подложку *p*-типа самого низкого для данной схемы потенциала.

Соединяя элементы ИМС, в них реализуют схемы устройств, выполняющие те же функции, что и схемы на дискретных элементах (рис. 2.49).

В полупроводниковых МДП (МОП) микросхемах применяются, в основном, полевые транзисторы с индуцированным каналом. В таких ИМС могут использоваться более высокие, чем в биполярных, напряжения, так как напряжение пробоя участка «сток-затвор» выше, чем у коллекторного перехода биполярных



Рис. 2.47. Многоэмиттерный биполярный транзистор



Рис. 2.48. Элементы интегральной микросхемы



2.49. Соединение элементов ИМС

транзисторов. При соответствующем включении МДП-транзистор может использоваться и как резистор, что позволяет создавать ИМС только из МДП-структур. Изготовление ИМС на МДП-транзисторах проще, чем на биполярных, и площадь, занимаемая транзистором МДП, в десятки раз меньше, что, в сочетании с малым энергопотреблением, позволяет создавать микросхемы с большим количеством элементов на кристалле. Существуют технологии, позволяющие создавать в интегральных микросхемах комплементарные МДП-транзисторы (транзисторы, имеющие одинаковые характеристики, но разные типы проводимости) с каналами *n*- и *p*-типа в одной схеме. По интегральным технологиям изготавливаются также мощные и сверхмощные биполярные и полевые транзисторы, способные переключать токи в тысячи ампер при напряжениях в несколько тысяч вольт. Такой результат достигается, например, в многоканальном МДП-транзисторе с одним общим стоком (рис. 2.50) при параллельном включении истоков и затворов. Мощные транзисторы успешно конкурируют с тиристорами в схемах коммутации.

Благодаря малым расстояниям между элементами в полупроводниковых ИМС, их структуры однородны, а параметры идентичны и одинаково зависят от внешних условий. Поэтому в ИМС можно исключить влияние внешних воздействий, например, температуры, включая одинаковые компоненты в схему так, чтобы изменения, вызываемые этими воздействиями, взаимно компенсировались.

В пленочных ИМС пассивные компоненты — проводники, резисторы, конденсаторы и катушки индуктивности наносятся на поверхность диэлектрической пластинки. Эта структура является основой для гибридных ИМС, в которых к ней присоединяются полупроводниковые компоненты. Гибридные ИМС применяются обычно при создании малосерийной специальной аппаратуры. Изготавливаются также ИМС, в которых активные элементы находятся в приповерхностном слое полупроводника, а пассивные элементы наносятся на его поверхность. Такие ИМС называют совмещенными.

ИМС классифицируют и по признаку количества входящих в их состав элементов — степени интеграции. Степень интеграции элементов в ИМС определяется выражением K = [lgN], где N — число неразъемных элементов в ИМС, а квадратные скобки означают округление до ближайшего большего целого числа. В современных



Рис. 2.50. Многоканальный полевой транзистор

сверхбольших интегральных схемах (СБИС) степень интеграции достигает 6 и более.

По виду протекающих в них электрических процессов и области применения ИМС делятся на аналоговые, обозначаемые на схемах буквами DA, и цифровые — DD. Общее условное графическое обозначение интегральной микросхемы приведено на рис. 2.51.

В верхней части основного поля УГО — поля функции, указывается функциональное назначение элемента (ххххх) в виде стандартного обозначения его функции. При необходимости условное графическое обозначение ИМС может содержать дополнительные поля меток (хх), которые содержат информацию о функциональных назначениях выводов микросхемы.

Помимо меток на линии контура или на линии вывода с внешней стороны около линии контура УГО проставляются указатели типа входа (х) — инверсный, динамический, указатель полярности и т.д. Обозначения функции, меток и указателей на УГО ИМС приводятся в действующем комплексе стандартов Единой системы конструкторской документации (ЕСКД).

Выводы ИМС делятся на входы, выходы и двунаправленные выводы. Входы изображают слева, выходы — справа, двунаправленные



Рис. 2.51. Условное графическое изображение интегральной микросхемы

выводы — с любой стороны. При необходимости можно поворачивать УГО ИМС на угол 90° по часовой стрелке, т. е. располагать входы сверху, а выходы снизу.

Для защиты от внешних воздействий ИМС помещаются в металлические, пластмассовые или керамические корпуса.

2.4.2. Оптоэлектронные приборы

Оптоэлектроника — это направление электроники, которое основано на применении приборов, преобразующих излучения оптического диапазона в электрические процессы и, наоборот, электрические сигналы в световые. Первые называются фотоэлектронными приборами, а вторые — электросветовыми (излучающими).

К фотоэлектронным приборам относятся рассмотренные выше:

полупроводниковые фоторезистивные приборы — фоторезисторы, фотодиоды в параметрическом режиме, фототранзисторы и фототиристоры;

• полупроводниковые фотогальванические приборы — диодные фотоэлементы и фотомагнитные приборы, вырабатывающие под действием света фотогальваническую ЭДС;

• электровакуумные фотоэлектронные умножители.

Для перевода световых изображений в электрические сигналы используются фотоэлектрические преобразователи на основе полупроводниковых приборов с зарядовой связью (ПЗС). Прибор с зарядовой связью по своей структуре похож на полевой МОП-транзистор. В структуре, приведенной на рис. 2.52, на сверхчистой подложке *p*-типа, практически не содержащей свободных электронов, поверх покрывающего ее тонкого изоляционного слоя диоксида кремния SiO, наносятся прозрачные металлические затворы.



Рис. 2.52. Линейка ПЗС

Если на затвор подается плюс, а на подложку — минус, то под затвором возникает зона, лишенная свободных зарядов (потенциальная яма), так как дырки из этой зоны вытесняются положительным потенциалом затвора, а электронов, которые могли бы в нее войти в подложке, нет. Фотоны света, проникая в зону потенциальной ямы, вызывают генерацию свободных носителей зарядов — электронов и дырок. Дырки оттесняются полем затвора в подложку, а электроны остаются в подзатворной области, создавая зарядовый пакет. Чем интенсивнее световой поток, тем больше электронов в зарядовом пакете. Если создать линейку или матрицу из таких элементов с зарядовой связью, то при проецировании на нее светового изображения образуется множество зарядовых пакетов с зарядами, пропорциональными степени освещенности затворов (потенциальный рельеф).

Чтобы преобразовать полученное электронное изображение в электрический сигнал (считать потенциальный рельеф), зарядовые пакеты, элемент за элементом и строка за строкой, перемещают от затвора к затвору, разностями потенциалов между затворами, пока они не достигнут стока.

Матричные ПЗС могут содержать сотни тысяч элементов, информация с которых считывается с частотой в десятки МГц и обеспечивают четкость преобразования светового изображения, которая соответствует современным стандартам телевидения. Фотоэлектрические преобразователи на основе ПЗС широко применяются в телевидении, цифровых фотоаппаратах, видеокамерах и сканерах.

Известны два механизма генерации оптического излучения тепловое излучение нагретых тел и нетепловое (люминисцентное) излучение, возникающее при освобождении энергии возбужденных элементарных частиц вещества.

Приборы, основанные на превращении в свет тепловой энергии, например, лампы накаливания имеют низкий коэффициент полезного действия, большую инерционность, низкую устойчивость к механическим воздействиям и небольшой срок службы. Поэтому в современных электронных устройствах и системах они не применяются, хотя и используются еще в электротехнике, как осветительные.

К люминисцентным электросветовым приборам (источникам света) можно отнести рассмотренные ранее:

• электролюминисцентные приборы, излучающие свет под действием электрического поля — полупроводниковые светодиоды;

• катодолюминисцентные приборы, преобразующие энергию электронного луча в энергию видимого света — электронно-лучевые;

• газосветные приборы — газоразрядные приборы в режиме тлеющего и дугового разряда;

• люминисцентные лампы, в которых светится люминофор, покрывающий внутреннюю поверхность лампы, преобразуя первичное ультрафиолетовое излучение газоразрядного прибора в видимый свет.

В люминисцентном веществе за счет энергии внешнего воздействия часть электронов с нижних равновесных энергетических уровней нормального состояния W_1 переходит на уровни возбужденного состояния с большей энергией W_3 , а затем в результате быстрых переходов без излучения света, отдавая излишки энергии в виде тепла, попадают на промежуточный метастабильный уровень W_2 . С метастабильного уровня электроны возвращаются в равновесное состояние, излучая кванты света (фотоны) с частотой

 $f = \frac{(W_2 - W_1)}{h}$, где h — постоянная Планка (рис. 2.53-a).

Если переход электронов из возбужденного состояния в равновесное происходит спонтанно, то источник генерирует естественный рассеянный полихроматический свет, состоящий из фотонов разных энергий, как в перечисленных выше электросветовых приборах. Но при воздействии на возбужденные частицы электромагнитного поля с резонансной частотой излучающего перехода атомы практически одновременно излучают фотоны и излучение всех элементарных осцилляторов согласовано по частоте, фазе и направлению поляризации. Такой источник света называют когерентным, а его излучение — вынужденным или индуцированным.

Приборы, генерирующие когерентное, стимулированное, направленное излучение называют квантовыми и классифицируют по частотам излучаемых квантов электромагнитной энергии. Квантовые генераторы видимого и ультрафиолетового излучения называются лазерами, инфракрасного — иразерами, СВЧ — мазерами.

В зависимости от вида среды, в которой происходит генерация оптических колебаний (активного вещества), лазеры подразделяются на газовые, твердотельные и полупроводниковые.

При воздействии на активное вещество электромагнитного поля с резонансной частотой происходит поглощение энергии и резонансное излучение, но если заранее перевести частицы


Рис. 2.53. Квантовый прибор: а) генерация излучения; б) схема прибора

в возбужденное состояние энергией от дополнительного источника (генератора накачки), то частицы, возвращаясь в равновесное состояние, отдают энергию стимулирующему переход электромагнитному полю, усиливая его (рис. 2.53-б). Каждый фотон сигнала вызывает появление подобного ему фотона синхронного и синфазного с ним. Распространяясь в активном материале, эти фотоны, встречаясь с возбужденными частицами, вызывают излучение новых фотонов. На этом принципе усиления стимулирующего поля основана работа квантовых усилительных приборов.

В квантовом генераторе — лазере — на торцах его оси, перпендикулярно к ней устанавливаются зеркала. При распространении в кристалле фотона, направление движения которого совпадает с осью кристалла, он стимулирует появление новых, подобных себе фотонов. Дойдя до зеркала, эти фотоны отражаются обратно, порождая лавину новых. Полученный таким образом поток фотонов выводится из лазера через одно из зеркал, прозрачность которого регулируется.

В газовых лазерах для возбуждения атомов используется электрический разряд в газах и, связи с этим, они требуют высоковольтного питания. Газовые лазеры имеют большие габариты и низкий КПД, но обеспечивают наилучшую когерентность и направленность излучения.

В твердотельных лазерах активное вещество — кристаллический или аморфный диэлектрик. Его преимущество — большая мощность, температурная и радиационная стойкость, механическая прочность и более высокий, чем у газовых лазеров, КПД. Длина волны твердотельных лазеров хорошо сочетается с полосой прозрачности волоконно-оптических линий связи.

Основные преимущества полупроводниковых лазеров — высокий КПД, возможность генерации излучения с требуемой длиной волны путем подбора полупроводника с заданной величиной $\Delta W = (W_2 - W_1)$, малые габариты и технологическая совместимость с элементами оптических интегральных схем.

Условные графические обозначения квантовых усилителя и генератора приведены на рис. 2.54.

Лазеры применяются во многих отраслях: медицине, промышленных установках, военной технике, системах передачи информации, оптической локации и т.д. В современных автоматических метеорологических станциях применяются лазерные системы измерения осадков.

В индикаторных панельных устройствах в последние годы чаще всего используются жидкокристаллические индикаторные элементы. Экраны, основанные на технологии LCD (Liquid Crystal

a)





Рис. 2.54. УГО квантовых приборов: *a)* усилитель СВЧ (мазер); *б)* оптический генератор (лазер)

Display — жидкокристаллический экран), являются одними из самых распространенных типов дисплеев для многих электронных устройств — часов, смартфонов, телевизоров, мониторов.

Жидкие кристаллы — это смесь определенных веществ, находящаяся одновременно в двух состояниях: жидком и кристаллическом. Как жидкость, эта среда обладает свойством текучести, то есть заполняет собой все пространство, в которое она помещена. Как кристалл она состоит из молекул, располагающихся в определенном, четко структурированном порядке.

Хотя жидкие кристаллы (ЖК) были известны химикам еще с 1888 г., но их практическое использование началось только в 1960-х годах.

Жидкие кристаллы, использующиеся в дисплеях, состоят из стержнеобразных молекул, которые располагаются параллельно друг другу. Одновременно с этим молекулы являются жидкостными, а значит, могут «течь», то есть менять свою ориентацию в пространстве в зависимости от того, воздействует ли на них электрическое поле.

Принцип действия жидкокристаллических индикаторов (ЖКИ) основан на изменении оптических свойств жидких кристаллов под действием электрического поля. В отличие от активных индикаторов ЖКИ не генерируют оптическое излучение, а модулируют его интенсивность, являясь пассивными индикаторами, преобразующими падающий на них свет.

Основой индикаторного элемента с ЖК являются две стеклянные пластины с нанесенными на них полосковыми электродами, между которыми находится жидкий кристалл. ЖКИ используются в двух режимах работы: в режиме отражения света и в режиме просвечивания. В режиме отражения «передний» электрод прозрачный, а «задний» изготавливается в виде зеркала. Такой индикатор использует внешнее отражающееся освещение. Специальная подсветка отсутствует. При воздействии электрического поля напряжённостью молекулы ЖК переориентируются и материал, прозрачный в отсутствие поля, становится непрозрачным. Сами индикаторы в этом режиме энергии практически не потребляют, а информация формируется непрозрачными участками жидкого кристалла, образующимися между электродами при подаче на них переменного напряжения.

В ЖКИ, работающем в режиме просвечивания (рис. 2.55), оба электрода прозрачные, а за индикатором помещается источник света. За счет специальной обработки поверхностей стеклянных



Рис. 2.55. Устройство ЖКИ, ориентация молекул жидкого кристалла при отсутствии и воздействии управляющего напряжения и УГО ЖКИ

пластин молекулы жидкого кристалла, имеющие вытянутую форму, ориентируются около них в двух взаимно перпендикулярных направлениях, а в толще ЖК, за счет сил взаимодействия молекул, их ориентация постепенно изменяется по мере удаления от одной пластины и приближения к другой. Кристалл оказывается скрученным на 90°.

С обеих сторон ЖК ячейки помещаются поляроидные пластины, плоскости поляризации которых взаимно перпендикулярны. Слой скрученного кристалла вращает плоскость поляризации света и для наблюдателя ячейка прозрачна. Когда на электроды подается управляющее напряжение, все молекулы ЖК ориентируются вдоль поля, эффект скручивания (твист-эффект) пропадает, свет не проходит через поляроидные пластины, так как кристалл уже не вращает плоскость его поляризации, и для наблюдателя ячейка становится не прозрачной. Меняя величину приложенного напряжения, можно управлять прозрачностью кристалла.

На схемах символьные индикаторы обозначают буквами HG. Индикаторные панели выполняют в виде матриц ячеек ЖКИ — пикселей с полосковыми электродами, образующими ортогональную решетку строк и столбцов, на которых можно сформировать любые растровые и векторные изображения. При цветном изображении один пиксель состоит из трёх ЖК элементов, напротив каждого из которых располагается свой светофильтр: синий, красный и зеленый. Проходя через кристалл, поток света окрашивается в определенный цвет. Изменяя напряжённость электрического поля, можно изменять положение молекул кристаллов, а значит и видимое количество одного из основных цветов, т. е. кристаллы работают, как фильтры.

Управление всей матрицей даёт возможность вывода на экран определённого изображения. В панелях LCD обычно используется светодиодная (LED — light-emitting) подсветка. При этом светодиоды обычно располагаются по бокам (в торце) панели. Для повышения быстродействия ячейки используют активные матрицы LCD-TFT, в которых каждый пиксель снабжен электронным ключом на тонкопленочном транзисторе TFT (thin film transistor), управляющим состоянием пикселя.

Основные достоинства жидкокристаллических индикаторов — малое энергопотребление, и низкий уровень управляющих напряжений по сравнению с газоразрядными и электровакуумными, большой срок службы (50–100 тыс. часов).

Важную роль в современной электронике играют приборы, содержащие в себе источники света и фотоприемники, связанные светопроводящей средой, которые называются оптронами. Обобщенная структурная схема оптрона приведена на рис. 2.56.

Входное и выходное устройства обеспечивают, при необходимости, согласование источника света и фотоприемника с предыдущими и последующими цепями. Источник света преобразует электрический сигнал в направленное световое излучение, а в фотоприемнике оптическое излучение снова преобразуется в электрический сигнал. При управляемом оптическом канале устройство управления изменяет параметры оптической среды или чувствительность фотоприемника, меняя таким образом коэффициент передачи оптрона. На схемах оптроны, как преобразователи и средства связи, обычно обозначают буквой U.

Такие приборы позволяют осуществить гальваническую развязку электрических цепей, реализовать бесконтактное управление электронными устройствами, создавать различные датчики и оптические каналы передачи информации с модуляцией света.



Рис. 2.56. Обобщенная схема оптрона



Рис. 2.57. Классификация оптронов

По типу оптического канала различают: оптопары, оптоэлектронные микросхемы и специальные оптопары (рис. 2.57).

Оптопара (элементарный оптрон) содержит оптически связанные излучающий и фотоприемный элементы. В зависимости от типа фотоприемника они делятся на резисторные, диодные, транзисторные и тиристорные. Роль источников света выполняют светодиоды. Оптопары с открытым каналом широко применяются в разных датчиках угловых и линейных перемещений, измерителях скорости потока, компасах и др.

В оптронах специального назначения канал оптической связи может иметь значительную протяженность и быть открытым или кабельным оптоволоконным каналом, в том числе управляемым.

Оптоэлектронная интегральная микросхема (ОЙМС) состоит из одной или нескольких оптопар и соединенных с ними согласующих или усилительных устройств. На рис. 2.58 приведены условные графические изображения ОИМС основных видов.



Рис. 2.58. Условные графические обозначения оптронов: *a*) фоторезисторный; *б*) фотодиодный; *в*) фототранзисторный; *г*) фототиристорный

По области применения ОИМС подразделяются на аналоговые и цифровые. Фоторезисторные оптроны имеют линейную выходную вольтамперную характеристику, но большую инерционность. У фотодиодных — небольшой коэффициент передачи тока, но высокое быстродействие. У фототранзисторных — большой коэффициент передачи тока, но низкое, по сравнению с фотодиодными быстродействие.

ОИМС используются для гальванической развязки электрических цепей при сопряжении электронных устройств разного типа, коммутации аналоговых сигналов, реализации логических операций и т.д. Фототиристорные оптроны могут коммутировать электрические цепи с напряжениями тысячи вольт и токами сотни ампер.

Для кабельной передачи сигналов оптического диапазона используются волоконно-оптические линии связи (ВОЛС) — волоконные световоды, по которым энергия света передается, как в волноводе, за счет полного внутреннего отражения.

2.4.3. Магнитные и диэлектрические приборы

Выше, в разделе нелинейных электрических цепей, уже рассматривались некоторые свойства магнитных и диэлектрических материалов, а в разделе 2.2 — полупроводниковые магнитоэлектрические приборы общего назначения, применяемые в электронике.

К группе магнитных приборов функциональной электроники можно отнести магнитострикционные приборы, магнитные усилители и элементы магнитных запоминающих устройств. Аналогичные им по свойствам диэлектрические приборы — это пьезоэлектрические элементы, диэлектрические усилители и элементы памяти на основе диэлектриков.

Магнитострикция (от лат. «натяжение, сжатие») — эффект изменения формы и размеров тела при его намагничивании, свойственный всем магнетикам. Это свойство изменения размеров образца



Рис. 2.59. Магнитострикционный резонатор

магнитного материала, которое объясняется вращением доменов при его намагничивании, особенно ярко проявляется в ферромагнетиках.

Обратный магнитострикционный эффект (магнитоупругий) заключается в намагничивании ферромагнитного тела при его деформации. Магнитострикция и магнитоупругий эф-

фект используются в резонаторах магнитострикционных фильтров, магнитострикционных преобразователях и линиях задержки.

Резонатор (рис. 2.59) состоит из магнитострикционного стержня (1), обмотки возбуждения (2) и постоянного магнита (3).

В таком резонаторе наблюдаются как прямой, так и обратный магнитострикционные эффекты. Стержень из феррита поддерживается постоянным магнитом в частично намагниченном состоянии, что обеспечивает линейность магнитострикционного эффекта Переменный ток, протекающий через катушку, расположенную на ферритовом стержне, попеременно увеличивает и уменьшает намагничивание стержня. Это создает соответствующее уменьшение и увеличение длины стержня, так как изменение размеров феррита пропорционально его намагничиванию. Таким образом, электрические колебания преобразуются в механические колебания. При совпадении частоты переменного магнитного поля с собственной частотой стержня его механические колебания наиболее интенсивны.

Эквивалентная электрическая схема замещения магнитострикционного резонатора без учета потерь и частотная характеристика его сопротивления приведены на рис. 2.60.

Магнитострикционный резонатор имеет две резонансные частоты: $f_{\rm T}$ — частоту параллельного (динамического) резонанса токов, совпадающую с частотой механического резонанса стержня, как упругого тела, и $f_{\rm H}$ — частоту последовательного (статического) резонанса напряжений, которая больше частоты $f_{\rm T}$.

Резонансная частота параллельного контура $f_{\rm T} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_P C_P}}$ со-

ответствует частоте механического резонанса. Добротность контура при параллельном резонансе $Q_{\rm T}=10^3\div10^4,$ что позволяет создавать



Рис. 2.60. Схема замещения и частотная характеристика магнитострикционного резонатора

на основе магнитострикционных резонаторов высокодобротные фильтры для схем электроники. Для фильтров, резонаторов и др. устройств акустоэлектроники применяют, как правило, ферритовые материалы ввиду их высокой механической добротности и температурной стабильности. В диапазоне десятков и сотен килогерц в акустоэлектронике используются ферриты-шпинели в керамической модификации на основе никелевого феррита, на частотах до сотен мегагерц — кристаллические ферриты-гранаты на основе редкоземельных элементов.

Магнитострикционные резонаторы из тонкого листового металла работают лучше всего в низкочастотном ультразвуковом диапазоне (от 20 до 50 кГц), на частотах выше 100 кГц у них очень низкий КПД. Они применяются для излучения колебаний в жидких и твердых средах. Вибрации преобразователя возбуждают в твердой или жидкой среде, с которой он соприкасается, волны ультразвука той же собственной частоты механических колебаний. Материалом для сердечников магнитострикционных преобразователей излучателей и приёмников звука в гидроакустике и ультразвуковой технике служат: никель и его сплавы, железокобальтовые и железоалюминиевые сплавы и керамические магнитострикционные материалы на основе феррита никеля. Высокая механическая прочность, отсутствие специальных требований к гидро- и электроизоляции сердечника — главные достоинства магнитострикционных преобразователей, определяющие их преимущество перед пьезоэлектрическими преобразователями в диапазоне частот от сотен герц до ста килогерц в гидроакустике и ультразвуковой технике.

Пьезоэффект, возникающий в сегнетоэлектриках, в частности, в пластинах (кристаллах) кварца и пьезокерамике, аналогичен магнитострикционному. Сегнетоэлектрики — это электрические аналоги ферромагнетиков. Поэтому сегнетоэлектрики иногда называют ферроэлектриками. Они отличаются большой диэлектрической проницаемостью, высоким пьезоэффектом, наличием петли диэлектрического гистерезиса. При прямом пьезоэффекте деформация пьезоэлектрической пластинки приводит к возникновению электрического напряжения между ее поверхностями, а при обратном — приложение напряжения к пьезоэлементу вызывает его деформацию. Таким образом, пьезоэлемент, как и магнитострикционный, представляет собой резонансную электромеханическую систему. Устройство резонатора на основе кварцевого пьезоэлемента показано на рис. 2.61. Пластина кварца в форме диска помещается между электродами — держателями, от которых сделаны выводы. Резонатор размещается в защитном металлическом корпусе, выполняющем также функции экрана.

Эквивалентная схема замещения кварцевого резонатора без учета потерь и частотная характеристика его сопротивления приведены на рис. 2.62. Эквивалентная схема имеет вид сложного параллельного колебательного контура, в одной ветви которого последовательно включены емкость и индуктивность кварца, а в другой — емкость держателя кварцевой пластины. На частотной характеристике сопротивления этого контура видны два резонанса — параллельный (статический) токов и последовательный (динамический) напряжений на частоте механического резонанса.



Рис. 2.61. Устройство кварцевого резонатора



Рис. 2.62. Схема замещения и частотная характеристика кварцевого резонатора

Частоты механического резонанса $f_{\rm H} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{\rm KB}C_{\rm KB}}}$ пластин

пьезоэлементов фиксированы и могут иметь значения от единиц килогерц до 1000 мегагерц. Благодаря малому сопротивлению потерь, кварцевый резонатор имеет при механическом резонансе добротность $Q_{\rm H} = 10^5 \div 10^6$, т. е. на два-три порядка больше, чем у контуров на дискретных элементах с сосредоточенными параметрами. Отно-

сительная нестабильность резонансной частоты $\frac{\Delta f}{f_{\rm H}}$ у кварцевых

резонаторов очень мала, у некоторых кристаллов не превышает 10⁻⁸. Поэтому кварцевые и пьезокерамические резонаторы — основные времязадающие элементы генераторов тактовой частоты современных цифровых электронных устройств.

На основе магнитострикционных, кварцевых и пьезокерамических резонаторов изготавливаются также акустоэлектронные (ультразвуковые) линии задержки, предназначенные для задержки электрических сигналов частотой 10 МГц ... 1,5 ГГц. Акустические волны распространяются в твердых телах со скоростью примерно 2000 м/с или 0,2 см/мкс, что примерно в 100 тыс. раз меньше скорости электромагнитных волн и позволяет создавать линии небольших размеров с задержками на время от единиц микросекунд до десятков миллисекунд.

В линиях задержки на объемных волнах, работающих «на проход», используются два резонатора — преобразователя. Один преобразует электрические сигналы в ультразвуковые, поступающие на вход звукопровода, а другой, преобразует сигналы с выхода звукопровода снова в электрические. При работе «на отражение» один и тот же преобразователь выполняет функции как излучателя, так и приемника ультразвука.

В линиях задержки на объемных акустических волнах трудно получить отводы. Этого недостатка нет у линии задержки на поверхностных акустических волнах (ПАВ), устройство которой показано на рис. 2.63. В этих приборах на поверхность кварцевой пластинки напылен металл таким образом, чтобы образовался встречно-штыревой преобразователь. Входной электромагнитный сигнал преобразуется в акустическую волну, распространяющуюся в тонком приповерхностном слое кварцевой пластинки толщиной порядка длины акустической волны, называемую поверхностной. При этом он задерживается на необходимое время в кварцевом звукопроводе и вновь преобразуется в электромагнитную волну.

Линия задержки, работающая на ПАВ, отличается от прочих способностью пропускать акустические колебания в очень узком диапазоне. Поэтому ее применяют в качестве узкополосного фильтра.

Условные графические обозначения магнитострикционных приборов — резонаторов и линий задержки приведены на рис. 2.64. Буквенные обозначения на схемах: магнитострикционных элементов — BB; пьезоэлектрических элементов — BQ; пьезоэлектрических фильтров — ZQ; линий задержки — DT.

В электронике также широко применяются различные акустооптические приборы и устройства, позволяющие управлять характеристиками оптического излучения (амплитудой, поляризацией,



Рис. 2.63. Устройство линии задержки на поверхностных акустических волнах



Рис. 2.64. Условные графические обозначения резонаторов и линий задержки: *а)* магнитострикционных; *б)* пьезоэлектрических

спектральным составом светового сигнала и др.) и обрабатывать информацию, носителем которой является световая или акустическая волна.

Другое функциональное направление применения магнитных и диэлектрических материалов в электронике — усилительные устройства на их основе. Наиболее распространенный и давно применяемый вид таких усилителей — параметрические, работа которых основана на управлении индуктивностью и емкостью нелинейных элементов.

На рис. 2.65-а приведена схема, поясняющая устройство и принцип работы магнитного усилителя. Сопротивление нагрузки $R_{\rm H}$ включено в цепь вторичной обмотки электромагнитного трансформатора последовательно с источником $u_{\rm n}$ переменного синусоидального напряжения питания. Небольшой управляющий ток $i_{\rm вх}$ входного сигнала $u_{\rm вх}$ в первичной обмотке трансформатора воздействует на магнитную проницаемость сердечника, изменяя реактивное сопротивление вторичной обмотки и, соответственно, ток в сопротивлении нагрузки $i_{\rm H}$ и выходное напряжение $u_{\rm выx}$. Магнитные усилители имеют высокий коэффициент усиления мощности и могут работать на частотах до десятков мегагерц.

В диэлектрических параметрических усилителях в качестве элементов с управляемым параметром (емкостью) используются варикапы и вариконды — конденсаторы с сегнетоэлектрическим диэлектриком, диэлектрическая проницаемость которого зависит от приложенного к конденсатору напряжения. Основное достоинство этих усилителей — низкий уровень шума, так как процесс усиления не связан с движением носителей зарядов. К диэлектрическим относятся также акустоэлектронные усилители, в которых усиление электрического сигнала достигается усилением полученной из него акустической волны. В этих усилителях электрический сигнал преобразуется в акустическую волну, под действием которой возникает ток в проводящей среде.



Рис. 2.65. Магнитное (а) и диэлектрическое (б) усилительные устройства

Электроны двигаются в направлении распространения звуковой волны в постоянном электрическом поле и, если скорость их движения больше скорости звуковой волны, передают ей свою энергию за счет взаимодействия с ультразвуковыми колебаниями решетки кристалла. Выходной электромеханический преобразователь преобразует усиленную акустическую волну в усиленный электрический сигнал.

Акустоэлектронные усилители работают как на объемных, так и на поверхностных акустических волнах. Более распространены акустоэлектронные усилители на ПАВ, в которых полупроводниковая дрейфовая часть отделена от звукопровода,

Обобщенная схема диэлектрического усилителя приведена на рис. 2.65-б. Напряжение источника питания U_n переменное синусоидальное в параметрическом усилителе и постоянное в акустоэлектронном.

Еще один вид диэлектрических приборов, появившиеся недавно инжекционные диоды и триоды, работа которых основана на туннельном эффекте инжекции электронов в диэлектрик под действием электрического поля, создаваемого напряжением, между нанесенными на него электродами — анодом и катодом. Поскольку в идеальных диэлектриках нет электрически заряженных частиц, внесенные в них электроны свободно перемещаются, создавая ток. По характеристикам и принципу работы эти приборы подобны электровакуумным. Односторонняя проводимость и управление токами обеспечиваются *p-n*-переходами.

Все диэлектрические усилители работают на частотах в сотни и тысячи мегагерц, обеспечивая в этом диапазоне высокое усиление.

Обширная область применения магнитных и диэлектрических приборов — устройства памяти.

Магнитные элементы цифровой памяти — память на магнитных доменах, сейчас не применяются, но они долгое время конкурировали с полупроводниковыми и при достижении определенного уровня технологии производства еще могут быть востребованы.

Для запоминания информации используют цилиндрические магнитные домены (ЦМД), которые представляют собой участки размером от единиц до десятков мкм, намагниченность которых направлена противоположно намагниченности среды, в которой они расположены. Они возникают преимущественно в полупроводниковых монокристаллических пленках редкоземельных ферромагнетиков со структурой граната, выращенных на поверхности немагнитных подложек, которые имеют структуру граната. Такие элементы памяти обеспечивают длительное энергонезависимое хранение и перемещение записываемой на них информации.

При отсутствии внешнего магнитного поля, в феррит-гранатовых монокристаллических пленках, выращенных на поверхности немагнитной гранатовой подложки, существуют полосковые домены произвольной формы. Если создать однородное магнитное поле перпендикулярное к плоскости подложки, то полосковые домены, в которых вектор напряженности совпадает с вектором напряженности этого поля превращаются в цилиндрические. Генерирование цилиндрического магнитного домена эквивалентно записи в память единицы, а отсутствие доменов логическому нулю. Обобщенная схема устройства памяти на ЦМД приведена на рис. 2.66.



Рис. 2.66. Схема устройства памяти на цилиндрических магнитных доменах

Приборы имеют вид интегральных микросхем. Максимальный объем памяти запоминающих устройств на ЦМД в настоящее время составляет порядка 10⁹ бит, что существенно меньше, чем у полупроводниковых.

Основные элементы полупроводниковой цифровой диэлектрической памяти в настоящее время — транзисторы, в которых информация хранится в виде электрического заряда. Энергонезависимые запоминающие устройства с электрической записью и стиранием информации на их основе — EEPROM и Flash хранят записанную на них информацию десятки лет и обеспечивают миллионы циклов записи и стирания. Объемы Flash-памяти могут составлять сотни гигабайт. Вариант структуры такого транзистора — МНОП (металл – нитрид кремния – окисел кремния – полупроводник) показан на рис. 2.67.

Когда на внешний затвор подается импульс положительной полярности, электроны из подложки с *n*-проводимостью через тонкий слой диоксида кремния проходят к границе его с нитридом кремния, являющимся диэлектриком. Там накапливаются, как на внутреннем затворе, создавая поле, притягивающее из подложки дырки, которые образуют токопроводящий канал между истоком и стоком. Транзистор оказывается в проводящем состоянии, соответствующем логической единице.

Если на внешний затвор подать импульс отрицательной полярности, то он вытеснит электроны с внутреннего затвора и переведет транзистор в непроводящее состояние, соответствующее логическому нулю. Аналогично в МНОП-транзисторах с подложкой *p*-типа образуется внутренний затвор с положительным зарядом.



Рис. 2.67. МНОП-транзистор

Различие между устройствами памяти EEPROM (Electrically Erasable Programmable Read-Only Memory) и Flash заключается в том, что в EEPROM для записи и чтения доступны отдельные ячейки, а в памяти Flash только блоки ячеек памяти.

Помимо цифровых приборов диэлектрической памяти, промышленностью выпускаются и аналоговые на основе электретов. Электрет — это диэлектриктрический прибор с двумя электродами — анодом и катодом, сохраняющий длительное время поляризованное состояние после снятия зарядившего его внешнего воздействия и создающий в окружающем пространстве электрическое поле.

Электретное состояние может возникать без приложения к диэлектрику внешнего электрического поля, например, от механической деформации (механоэлектреты), при заряжении диэлектрика в поле коронного разряда (короноэлектреты), при нагревании полимеров в контакте с электродами из разнородных металлов (металлополимерные электреты), при электризации трением (трибоэлектреты), под воздействием плазмы тлеющего разряда. Электретный эффект присущ сегнетоэлектрикам (сегнетоэлектреты), тканям живого организма (биоэлектреты). При фиксировании ориентированных в электрическом поле диполей и смещенных ионов химическим путём, например, вулканизацией, получают хемоэлектреты.

Существует несколько способов изготовления электретов. Большинство из них основано на том, что диэлектрик помещают в электрическое поле и подвергают дополнительному физическому воздействию, которое уменьшает время релаксации диполей либо ускоряет процесс миграции заряженных частиц. В зависимости от вида физического воздействия различают термоэлектреты (нагрев вещества), электроэлектреты (действие электрического поля), фотоэлектреты (действие света), магнитоэлектреты (действие магнитного поля), радиоэлектреты (воздействие ионизирующего излучения) и др. электреты.

Основные характеристикой электретов: эффективная поверхностная плотность зарядов (Кл/м²), время релаксации зарядов (время уменьшения заряда в *е* раз) и время жизни электрета — промежуток времени, в течение которого материал сохраняет электретные характеристики (у различных полимеров составляет 3–10 лет).

Электреты применяют как источники постоянного электрического поля (в электретных микрофонах и телефонах, вибродатчиках, генераторах слабых переменных сигналов, электрометрах, электростатических вольтметрах и других устройствах), а также как чувствительные датчики в дозиметрах, устройствах электрической памяти; для изготовления барометров, гигрометров и газовых фильтров, пьезодатчиков. Фотоэлектреты используют в электрофотографии.

2.4.4. Электрохимические и криоэлектронные приборы

Электрохимические приборы — это изделия, которые можно условно разделить на хемотронные приборы, выполняющие преобразование и хранение информации, электролитические конденсаторы, накапливающие электрическую энергию и химические источники тока, преобразующие химическую энергию в электрическую.

Хемотроны выполняют роль диодов, датчиков, интеграторов, запоминающих устройств и, соответственно функции выпрямления, усиления и генерирования электрических сигналов, измерения неэлектрических величин и т.д. В них происходят процессы преобразования электрической, механической и других видов энергии в химическую. Достоинством хемотронных устройств является их простота, высокая чувствительность, малое потребление энергии, малые цена и размеры. К недостаткам хемотронов относятся невозможность работы с ними на токах высокой частоты, при напряжениях выше 1 В, а также их инерционность, связанная с тем, что электрические заряды переносятся ионами.

Наиболее перспективны твердофазные и жидкофазные приборы многократного действия. В твердофазных используют образование твердой фазы на электродах или растворение материала электродов при прохождении электрического тока. В жидкофазных — изменяют концентрацию раствора электролита в областях, прилежащих к электродам.

В жидкофазном приборе с двумя инертными платиновыми электродами — анодом и катодом, помещенными в герметичную ампулу, заполненную электролитом (рис. 2.68-*a*), обратимые окислительно-восстановительные процессы на поверхностях анода и катода протекают непрерывно и одновременно в двух противоположных направлениях. Электролитом служит водный раствор йодида калия с добавкой кристаллического йода. Если площади электродов одинаковы, то окислительно-восстановительные процессы на электродах уравновешивают друг друга, а вольтамперная характеристика (рис. 2.68-*б*) симметрична и не зависит от полярности приложенного напряжения. При определенном значении напряжения (0,2–0,3 В) между анодом и катодом $U_{\rm AK}$, происходит насыщение, после чего анодный ток $I_{\rm A}$ не растет с ростом напряжения $U_{\rm AK}$. Такой прибор может использоваться в схемах ограничителей и стабилизаторов тока.

Когда площадь анода намного больше площади катода, вольтамперная характеристика становится несимметричной, и ток протекает практически в одном направлении от анода к катоду, т. е. прибор работает, как выпрямительный диод. Недостатки хемотронного диода — малый ток (десятки и сотни микроампер), большое время установления процесса после включения (десятки секунд), сильная зависимость от температуры (2–3% на градус), узкий частотный диапазон (0–1 кГц) и большие габариты. Температурный диапазон: 0–50 °C, так как используются водные растворы электролита. Если использовать катод с подогревом, ток увеличивается в десятки раз и время установления не превышает нескольких секунд.

Если в хемотронном диоде между анодом и катодом установить пористую перегородку, препятствующую при отсутствии напряжения, перемешиванию электролита анодной и катодной областей, то получится электрохимический интегратор. Когда включается напряжение, происходит частичное перемешивание растворов, при котором положительные ионы анодной области и отрицательные



Рис. 2.68. Хемотронные приборы: *а)* жидкофазный хемотрон и его вольтамперная характеристика; *б)* мемистор

ионы катодной области движутся навстречу другу. При перемешивании электролитов изменяются их прозрачность, плотность и цвет, что позволяет измерить значения тока, напряжения или времени.

Количество прошедшего электричества можно определить по изменению концентрации веществ. Чаще всего используются фотоколориметрический способ, основанный на измерении интенсивности окраски раствора в одном из отделений ячейки с помощью фотоколориметра. При постоянном анодном напряжении количество электричества, прошедшее через интегратор, можно определить, измерив остаточную ЭДС между анодом и катодом после отключения напряжения. В многоэлектродных интеграторах, добавив вспомогательные электроды, образующие дополнительные электрохимические ячейки, можно, измеряя ток в их цепи, контролировать текущее значение концентрации ионов.

Добавление дополнительных электродов в хемотронный диод позволяет регулировать скорость протекания окислительно-восстановительных процессов и реализовать хемотронные усилительные приборы — триоды, тетроды и пентоды с коэффициентом усиления по напряжению до нескольких тысяч раз и низким уровнем шума. Напряжение питания в таких приборах составляет десятые доли вольта, а потребляемая мощность десятые и сотые доли милливатта.

Жидкофазные хемотронные приборы используют для интегрирования малых токов (нано- и микроамперного диапазона), хранения информации в течение нескольких часов с малой погрешностью, построения усилителей постоянного тока с малым дрейфом нуля и небольшим уровнем шумов из-за узкого частотного диапазона (от 1 до 100 Гц), в схемах моделирования биопроцессов, счетчиках импульсов, реле времени, устройствах определения заряженности аккумуляторов, в качестве датчиков механических и акустических величин и других устройствах.

Работа твердофазных хемотронных приборов основана на изменении состояния электродов или переносе вещества с электрода на электрод. В твердофазных хемотронных интеграторах тока обеспечивается время интегрирования до сотен и тысяч часов с погрешностью 1% и возможность мгновенного неразрушающего считывания результатов.

Примером твердофазного хемотронного прибора может также служить мемистор (рис. 2.68-б). Мемистор, как и диод, имеет два электрода, помещенных в раствор электролита (водный раствор сернокислой меди). Один из них резистор из родия с двумя выводами, другой — медный. При подаче на прибор напряжения на родиевом электроде выделяется медь, его сопротивление уменьшается от нескольких кОм до нескольких Ом, и при отключении электропитания это значение сопротивления долго сохраняется. Таким образом, по своим функциональным свойствам мемистор представляет собой одновременно и электрически управляемый переменный резистор, и интегратор, и запоминающее устройство, что обусловило возможность его применения для множества разных целей. Мемисторы используют при моделировании нейронных сетей, в измерительной технике, автоматике и аналоговой вычислительной технике, в качестве интегрирующих элементов, аналоговых запоминающих устройств, модуляторов, реле времени и т.д.

Электролитические конденсаторы — это электрохимические приборы, запасающие энергию в электрическом поле. Такие изделия, применяемые в электронной технике в качестве источника питания называют ионисторами. Ионистор представляет собой электрохимический конденсатор (комбинацию конденсатора с электрохимической батареей). Заряд накапливается на границе раздела двух сред электрода и электролита. Ионисторы обладают большой удельной электрической емкостью (до нескольких десятков фарад на 1 см³) и могут длительное время (несколько месяцев) сохранять заряд почти без изменения, в связи с чем они применяются как источники электропитания небольшой мощности и элементы памяти. Производятся также силовые электрохимические конденсаторы, применяемые как источники питания устройств большой мощности.

Химическими источниками тока называются электрохимические устройства, преобразующие химическую энергию окислительно-восстановительных процессов в электрическую энергию постоянного тока. К ним относятся гальванические элементы и аккумуляторы. Гальванические элементы — это источники одноразового действия, аккумуляторы — источники многоразового действия.

Подводя итог, можно отметить, что хемотронные приборы позволяют наиболее эффективным способом производить преобразование информации в области низких и сверхнизких частот с минимальным потреблением энергии. Электролитические конденсаторы имеют наибольшие по сравнению со своими функциональными аналогами удельные емкости. Химические источники тока, имея высокие удельные энергетические характеристики, остаются одними из основных источников энергии для объектов с автономным питанием. Из электрохимических приборов, применяемых для гидрометеорологических измерений, следует отметить отдельно pH-метры — гальванометрические приборы, с помощью которых измеряется уровень кислотности жидких сред, кондуктометры — измерители электропроводности растворов, и электролитические жидкие резисторы.

Разработанные в последние годы электрохимические приборы на основе твердых электролитов с аномально высокой ионной проводимостью (иониксы) могут осуществлять операции, свойственные хемотронным приборам, электролитическим конденсаторам и химическим источникам тока: интегрирование с длительной аналоговой памятью, низкочастотную фильтрацию, накопление электрической энергии и отдачу ее в нагрузку в течение малого интервала времени, накопление, длительное хранение энергии и отдачу ее в нагрузку с высоким КПД.

Одно из новых направлений в области дальнейшего развития хемотронных приборов — создание приборов, использующих явление электрохемилюминесценции — свечения, возникающего в области электродов при прохождении тока через растворы некоторых электролитов. Оптохемотронные приборы могут быть использованы в качестве новых излучателей и индикаторов, преобразователей неэлектрических величин в электрический сигнал, в биофизике — для моделирования процессов живого организма.

Криоэлектронные приборы работают на основе взаимодействия электронов с электромагнитными полями в твердых телах, охлажденных до сверхнизких температур от 80 до 0 °К. В этих приборах используются возникающие при таких низких температурах явления: сверхпроводимости металлов и сплавов, зависимости диэлектрической проницаемости некоторых диэлектриков от напряженности электрического поля и появления у металлов при температуре ниже 80 °К полупроводниковых свойств. Перечисленные эффекты используются в криотронах, малошумящих квантовых и параметрических усилителях, резонаторах, фильтрах, линиях задержки и других криоэлектронных приборах.

Сверхпроводимость — это физическое явление, наблюдаемое у некоторых веществ (сверхпроводников) при охлаждении их ниже определенной критической температуры и состоящее в обращении в нуль электрического сопротивления постоянному току и выталкивании магнитного поля из объема образца. Сверхпроводимость была открыта Х. Камерлинг-Оннесом в 1911 г. Электрическое сопротивление в сверхпроводящем состоянии точно равно нулю или, по крайней мере, так близко к нулю, что в эксперименте не наблюдалось ослабления тока в сверхпроводящем кольце в течение более чем года вплоть до прекращения эксперимента.

Криоэлектронные (от греч. «криос» — холод, мороз) приборы и устройства применяются в различных областях электроники, метрологии и стандартизации, для создания вычислительной техники, в интересах обороны, освоения космического пространства и радиоастрономии, а также других отраслей промышленности, морского флота, сельского хозяйства, геологии.

Развитие технологий интегральной криоэлектроники привело к созданию электронных приборов с принципиально новыми свойствами на основе физических низкотемпературных явлений. Исчезновение активного сопротивления в сверхпроводниках при криогенных температурах в широком спектре частот позволяет практически полностью устранить тепловые потери. Криоэлектронные тонкопленочные интегральные схемы памяти и логики работают почти без выделения тепла.

Наиболее распространенным из криоэлектронных приборов является криотрон, представляющий собой переключающий криогенный элемент, основанный на свойстве сверхпроводников скачком изменять свою проводимость под воздействием критического магнитного поля. Он имеет два устойчивых состояния: «включено» сверхпроводящее; «выключено» — плохопроводящее. Время перехода криотрона из одного состояния в другое составляет несколько долей наносекунды, что позволяет создавать на его основе быстродействующие переключатели и импульсные устройства. При этом криотроны — малогаборитные приборы. На площади 1 см² можно разместить несколько тысяч криотронов. На основе криотронов создают криотронные интегральные схемы, выполняющие логические функции, функции запоминания с неразрушающим считыванием, управления и межэлементных соединений. Однако необходимость работы в условиях глубокого охлаждения и связанные с этим технологические трудности ограничивают применение криотронов.

В работе многих приборов криоэлектроники используется эффект Джозефсона, который заключается в возможности управления туннельным переходом электронов через тонкий (толщиной в единицы нанометра) слой диэлектрика, находящегося между двумя сверхпроводниками. Скорость переключения таких приборов не более нескольких десятков пикосекунд (1 пс = 10⁻¹² с), а рассеиваемая при этом мощность — сотые доли микроватта. Произведение быстродействия на мощность в миллион раз выше, чем у кремниевых микросхем.

На основе эффекта Джозефсона и явлений в контактах «сверхпроводник–полупроводник» разработаны высокочувствительные датчики напряжения, видеодетекторы миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов волн с большой чувствительностью, тонкопленочные интегральные схемы памяти и логики с высоким быстродействием и магнитометры с чувствительностью на 5 порядков выше, чем у наилучших известных магнитометров.

С открытием высокотемпературной сверхпроводимости появились новые возможности в развитии криоэлектроники, позволяющие существенно упростить конструкции криогенных приборов и расширить области их применения.

2.4.5. Приборы наноэлектроники

В последние годы появились серьезные проблемы в развитии интегральной электроники, связанные с тем, что планарная технология приближается к физическим пределам возможности повышения степени интеграции.

В связи с проявлением волновых свойств в наноразмерных элементах основными процессами при переносе носителей становятся интерференция и дифракция электронных волн, квантовые энергетические ограничения при движении носителей заряда и туннельные переходы электронов через узкие потенциальные барьеры.

Начинают действовать квантовые законы и эффекты. Например, пробел между проводящими дорожками шириной 50 нм насквозь «простреливается» в поперечном направлении электронами за счет туннельного эффекта. Возникают также проблемы отвода тепла, выделяемого сверхплотно расположенными в микрообъеме кристалла элементами, и уровня собственных шумов, соизмеримого с полезным сигналом или даже превышающего его.

В настоящее время разрабатываются методы создания наноэлектронных приборов на квантоворазмерных эффектах для работы в различных областях длин волн, включая оптический диапазон, например, инжекционные лазеры на гетероструктурах. Лазерное излучение в них возникает в слое с узкой запрещенной зоной, который называется активным слоем, заключенном между широкозонными слоями. По обе стороны активного слоя вблизи поверхностей раздела возникают потенциальные барьеры для носителей, и почти все дырки и электроны рекомбинируют в активном слое, излучая свет с длиной волны пропорциональной его ширине.

Один из возможных путей дальнейшего прогресса — разработка интегральных устройств, в которых роль электронов частично или полностью передается фотонам. Это должно привести к созданию вычислительной техники, намного превосходящей по быстродействию и информационной емкости современные электронные устройства. Идея замены электронов фотонами породила новое направление в электронике — нанофотонику. Сочетание магнитных полупроводников с фотоникой позво-

Сочетание магнитных полупроводников с фотоникой позволит создать запоминающие устройства на ядрах атомов и на основе интеграции составных частей компьютера реализовать на одном магнитнополупроводниковом оптическом чипе сверхбыстрые и сверхэффективные нанокомпьютеры и другие устройства обработки, передачи и хранения данных.

Использование на чипе магнитооптоэлектронных структур позволит изготавливать очень быстрые переключатели и коммутаторы сигналов, способные работать на частотах в несколько терагерц и осуществлять прямое преобразование информации из электронного представления в оптическое и обратно.

Еще одно альтернативное направление — углеродная наноэлектроника, в которой ведущая роль принадлежит углеродным нанотрубкам. Одно из важнейших свойств нанотрубок — возможность управления их физико-химическими свойствами посредством изменения хиральности — скрученности решетки относительно продольной оси. Всего лишь правильно изогнув нанотрубку в нужном месте, можно получить проволоку нанометрового диаметра как с металлическим, так и с полупроводниковым типом проводимости. При этом соединение двух таких нанотрубок образует диод, а трубка, лежащая на поверхности окисленной кремниевой пластины канал нанотранзистора.

Такие нанотранънстора. Такие нанотранънстора. свою работоспособность. Компания Samsung намерена применить нано- и биотехнологии в мобильных телефонах для передачи сигнала нейронам и считывания эмоций. Philips делает энергонезависимую наноэлектронную память.

Исследователям из японского Национального Института материаловедения удалось перенести на квантовый уровень технологию выключателей. Принцип работы такого выключателя состоит в том, что при смене знака напряжения на устройстве, между двумя нанопроводниками возникает или распадается мостик из серебра, который выполняет роль проводника. Длина мостика, по которому протекает ток, — всего 1 нм. На отрезке длиной 1 нм можно расположить 10 атомов водорода. Транзистор, изготовленный на основе этого ключа, будет на порядок меньше транзистора, используемого в современном процессоре. То, что этот прибор работает по законам квантовой физики, позволяет создавать на его основе многобитную память. Как известно, в квантовой физике различные энергетические состояния квантуются, принимая определенные дискретные уровни. Поэтому один ключ может представлять 16 состояний или 4 бита. Компания НР объявила стратегию наноэлектроники, основанную на подобных молекулярных ключах.

Еще одна возможная перспектива развития наноэлектроники — управление спином электрона, имеющего два устойчивых состояния, переводя его из одного состояния в другое, например, с помощью воздействия электромагнитного поля. Этим занимается научное направление спинотроника. Развитие спинотроники обещает производство компьютеров с быстродействием порядка 1 ТГц (10¹² операций в секунду) и плотностью записи информации порядка 100 Тбит/см², что на много порядков выше, чем достигнутые сегодня показатели.

К перспективным направлениям развития нанотехники относится и переход от электронных компьютеров к наномеханическим. Такой наномеханический компьютер оказался бы в миллиарды раз компактней современной микроэлектроники. Хотя механические сигналы передаются в 100 тыс. раз медленнее электрических, им нужно было бы «преодолевать» путь в 1 млн раз меньше, чем электронам в современных микросхемах. Поэтому механический нанокомпьютер был бы и более быстродействующим.

Ведутся исследования и в области биоэлектроники. В отличие от обычных, биологические компьютеры могут выполнять одновременно не одну, а много программ. Израильские ученые создали компьютер, состоящий только из ДНК и энзимов, способный параллельно выполнять 1 миллиард программ без вмешательства оператора для обработки результатов. Применять такой компьютер планируют для одновременного биохимического анализа множества веществ и для шифрования больших изображений.

Список литературы

- 1. *Бобровников Л.З.* Электроника: в 2 ч. Часть 1: учебник для академического бакалавриата. – 6-е изд., испр. и доп. – М.: Юрайт, 2018. – 288 с.
- 2. Борисенко В.Е. Наноэлектроника. М.: Бином, Лаборатория знаний, 2009. 223 с.
- 3. *Большаков В.А., Шапаренко Ю.М.* Лабораторный практикум по дисциплине «Электротехника и электроника». СПб.: РГГМУ, 2006. 78 с.
- 4. Большаков В.А., Шапаренко Ю.М. Методические указания по дисциплине «Электротехника и электроника». СПб.: РГГМУ, 2010. 32 с.
- 5. Григораш О.В. Электротехника и электроника. Ростов-н/Д; Краснодар: Феникс: Неоглари, 2008. 462 с.
- Комиссаров Ю.А. Общая электротехника и электроника: учебник / под ред. П.Д. Саркисова. 2-е изд., испр. и доп. М.: ИН-ФРА-М, 2017. – 479 с.
- 7. *Марченко А.Л.* Основы электроники: учебное пособие для вузов. М.: ДМК Пресс, 2008. 296 с.
- Электротехника и электроника: учебник. В 2 томах. Том 1: Электротехника / А.Л. Марченко, Ю.Ф. Опадчий. – М.: НИЦ ИНФРА-М, 2015. – 574 с.
- 9. *Морозов А.Г.* Электротехника, электроника и импульсная техника: учебник. М.: Высшая школа, 1987. 447 с.
- Мержеевский А.И., Фокин А.А. Электроника и автоматика в гидрометеорологии: учебное пособие для студентов гидрометеорологических вузов. – Л.: Гидрометеоиздат, 1977. – 384 с.
- Основы промышленной электроники: учеб. для неэлектротехн. спец. вузов / под ред. В.Г. Герасимова. – 3-е изд., перераб. и доп. – М.: Высш. шк., 1986. – 336 с.
- 12. Прокофьев В.Н. Электрические цепи. Л.: ЛГМИ, 1991. 81 с.
- 13. *Рыбалкина М.М.* Нанотехнологии для всех. Большое в малом. М.: Nanotechnology News Network, 2005. 444 с.
- 14. Щука А.А. Наноэлектроника: учебник для бакалавриата и магистратуры / под общ. ред. А.С. Сигова. – М.: Юрайт, 2018. – 297 с.

Содержание

Введение	3
1. Теория электрических и магнитных цепей	4
1.1. Основные понятия и определения теории электрических цепей	4
1.2. Линейные электрические цепи с сосредоточенными параметрами	.12
1.2.1. Пассивные и активные элементы	.12
тока и синусоидального переменного тока	.18
1.2.3. Резонансные колебательные контуры	.35
1.1.4. Трехфазные электрические цепи	. 39
1.3. Переходные процессы в линейных электрических цепях	. 42
1.4. Четырехполюсники	. 50
1.5. Анализ линейных электрических цепей при произвольной форме воздействий	. 57
1.6. Линейные пассивные фильтрующие четырехполюсники	.73
1.7. Линейные электрические цепи с распределенными параметрами	. 82
1.8. Нелинейные электрические цепи	.94
1.9. Магнитные цепи	103
2. Электронные приборы	107
2.1. Понятие и классификация	107
2.2. Полупроводниковые приборы	108
электрофизические свойства	108
2.2.2. Полупроводниковые резисторы	112
2.2.3. Полупроводниковые диоды	117
2.2.4. Транзисторы	137
2.2.5. Тиристоры	159
2.3. Электровакуумные и газоразрядные приборы	162
2.3.1. Электровакуумные приборы	162
2.3.2. Газоразрядные приборы	169

2.4. Приборы функционального назначения	.173
2.4.1. Интегральные микросхемы	.173
2.4.2. Оптоэлектронные приборы	.178
2.4.3. Магнитные и диэлектрические приборы	.187
2.4.4. Электрохимические и криоэлектронные приборы	. 198
2.4.5. Приборы наноэлектроники	. 204
Список литературы	.207

Учебное издание

Большаков Владимир Алексеевич, канд. техн. наук, доцент Векшина Татьяна Викторовна, канд. техн. наук

Электротехника и электроника в гидрометеорологии. Часть І. Цепи и приборы

> Начальник РИО А.В. Ляхтейнен Редактор Л.Ю. Кладова Верстка М.В. Ивановой

Подписано в печать 19.06.2020. Формат 60×90 ¹/₁₆. Гарнитура Times New Roman. Печать цифровая. Усл. печ. л. 13,125. Тираж 200 экз. Заказ № 931. РГГМУ, 192007, Санкт-Петербург, Воронежская ул., 79.