ЭЛЕКТРОННЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ
и методы измерений

ELECTRONIC INSTRUMENTS AND MEASUREMENT TECHNIQUES

F. F. Mazda

Chief Engineer, Multiplexor Systems
STC Telecommunications Ltd

CAMBRIDGE UNIVERSITY PRESS

Cambridge
New York New Rochelle Melbourne Sydney

Ф. Мейзда

ЭЛЕКТРОННЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ И МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЙ

Перевод с английского
канд. физ.-мат. наук
В. Д. Новикова



Москва «Мир» 1990

ББК 32.85
М45
УДК 53.08

Мейзда Ф.
М45 Электронные измерительные приборы и методы измерений: Пер. с англ. — М.: Мир, 1990. — 535 с., ил.

ISBN 5—03—001510—8

Книга английского специалиста посвящена электронным контрольно-измерительным приборам и современным методам измерений. Рассматриваются вопросы, связанные с единицами и погрешностями измерений, измерительными эталонами, приборными шинами. Изучается широкий спектр приборов от простейших устройств общего назначения и генераторов сигналов до приборов для контроля сложных систем (гармонические анализаторы, анализаторы спектра, логические и сигнатурные анализаторы, осциллографы).

Для преподавателей и студентов вузов по специальности радиоэлектронные устройства, а также специалистов смежных областей, применяющих контрольно-измерительную технику.

М $\frac{2302020600—336}{041(01)—90}$ 118—90 **ББК 32.85**

Редакция литературы по электронике

ISBN 5—03—001510—8 (русск.)
ISBN 0—521—26873—7 (англ.)
© Cambridge University Press, 1987
© перевод на русский язык, Новиков В. Д., 1990

ОТ ПЕРЕВОДЧИКА

Еще в глубокой древности люди осознали необходимость измерений времени, расстояний, размеров и веса предметов. Развитие человеческого общества сопровождалось созданием и совершенствованием измерительных приборов и методов. Сегодня ни одна сфера человеческой деятельности немыслима без разнообразных измерений. Особенно важную роль они играют в совершенствовании качества изделий, контроле технологических процессов, управлении производством, научных исследованиях. Фактически любой научный эксперимент представляет собой измерение тех или иных величин. Недаром Д. И. Менделеев, возглавлявший в конце прошлого века Главную палату мер и весов России, писал: «Наука начинается с тех пор, как начинают измерять».

Предлагаемая книга представляет собой учебно-справочное пособие по электронным измерительным приборам и методам измерений. Основным достоинством электрических и электронных измерительных средств является возможность их применения в самых различных областях науки и техники, для измерения механических, акустических, электрических, магнитных, тепловых, световых и других величин, поскольку все они могут быть преобразованы в электрические токи и напряжения.

Автор книги Фрейдун Мейзда родился в 1939 году, получил образование в Лондоне в области электроники и менеджмента и в течение 25 лет работал в различных английских компаниях, в том числе в известной фирме «Рэнк Ксерокс». В настоящее время — главный инженер отдела мультиплексорных систем английской фирмы «STC Telecommunications». Им написаны шесть книг по электронике, одна из них: «Интегральные схемы: технология и применения» была выпущена в переводе на русский язык издательством «Мир» в 1981 году.

В нашей стране издавалось немало книг по электрическим измерительным приборам, и все же в настоящее время ощущается нехватка литературы по современной измерительной технике. Книга английского инженера Ф. Мейзды поможет восполнить этот недостаток. Она будет полезна инженерам и техникам, работающим в области конструирования, испытания и эксплуатации радиоэлектронной аппаратуры, студентам соответствующих специальностей.

Книга построена по традиционной для подобных руководств схеме: единицы и эталоны физических величин, погрешности из-

мерений, измерительные преобразователи, приборы различного назначения. Достоинством ее является то, что наряду с распространенными типами приборов значительное место уделено новым областям измерительной техники, например современным цифровым приборам, контролю интегральных схем, логическим и сигнатурным анализаторам, оптоэлектрониым измерениям.

Особо следует отметить, что автор во многих случаях оценивает перспективность приборов с экономической точки зрения, сравнивает экономичность различных методов измерений. В наших изданиях по измерительной технике подобные вопросы почти не затрагиваются, а между тем электронные приборы становятся все дороже, и любой экспериментатор сегодня сталкивается не только с нехваткой современных приборов, выпуск которых у нас явно недостаточен, но и с финансовыми трудностями при их приобретении. Еще больших затрат на контрольно-измерительную аппаратуру требует крупномасштабное производство сложиых современных изделий.

Разумеется, книга не лишена недостатков. Основной из них характерен для всех подобных изданий и заключается в некоторой фрагментарности, что неизбежно при ограниченном объеме книги.

Поскольку в списке литературы автор приводит издания, в основном труднодоступные советскому читателю, укажем некоторые руководства по измерительной технике и методам измерений, изданные у нас в последние годы.

Л. А. Сена. Единицы физических величин и их размерности. М., Наука, 1989.
Основы метрологии и электрические измерения./Под ред. Е. М. Душина. Л., Энергоатомиздат, 1987..
В. Ю. Кончаловский. Цифровые измерительные устройства. М., Энергоатомиздат, 1985.
Е. С. Левшина, П. В. Новицкий. Электрические измерения физических величин (измерительные преобразователи). Л., Энергоатомиздат, 1983.
Справочник по электроизмерительным приборам./Под ред. К. К. Илюнина. Л., Энергоатомиздат, 1983.
Электрические измерения./Под ред. В. Н. Малиновского. М., Энергоатомиздат, 1985.
М. М. Гуревич. Фотометрия: теория, методы и приборы. Л., Энергоатомиздат, 1983.
Г. В. Креопалова, Н. Л. Лазарева, Д. Т. Пуряев. Оптические измерения. М., Машиностроение, 1987.
М. П. Цапенко. Измерительные информационные системы. М., Энергоатомиздат, 1985.
Ю. Шульц. Электроизмерительная техника. 1000 понятий для практиков. М., Энергоатомиздат, 1989.

С результатами новейших разработок приборов для научных исследований можно познакомиться по публикациям в журнале «Приборы и техника эксперимента», издаваемом Академией наук СССР.

Ноябрь 1989 г. *В. Новиков*

Розане в благодарность
за 28 счастливых лет

ПРЕДИСЛОВИЕ К РУССКОМУ ИЗДАНИЮ

Измерения служат краеугольным камнем любой научной дисциплины и лежат в основе всех физических открытий. Большинство современных измерительных приборов являются электронными, хотя они применяются в самых разнообразных областях науки и техники.

Область применения электронных измерений и измерительных приборов огромна, и было бы нелепо претендовать на то, чтобы охватить все в этой книге! Вместо этого я попытался дать представление об основных принципах электронных измерений и описать приборы, которые чаще всего можно встретить в лабораториях, занимающихся исследованиями в области электроники. Рассмотрены фундаментальные принципы устройства приборов и основные режимы их работы; более подробное описание можно найти в прилагаемых к приборам инструкциях.

Прочитав книгу, учащийся должен научиться выбирать тип прибора для любой конкретной цели, определять основные режимы и методы работы для достижения наилучших результатов.

Книга состоит из трех частей. В части 1 изложены основы измерений: измерительные эталоны; преобразователи, используемые во входных каскадах приборов; шины для сопряжения разнообразного оборудования в большие измерительные системы; погрешности измерений и возможные способы сведения их к минимуму.

В части 2 описаны приборы общего назначения, имеющие широкое применение. Сюда входят как аналоговые, так и цифровые вольтметры, амперметры и омметры; измерительные мосты; приборы для измерения мощности; генераторы сигналов и приборы для анализа сигналов, например счетчики, таймеры, спектроанализаторы; и наконец, осциллограф, который справедливо называют «рабочей лошадкой» электронной промышленности.

В части 3 представлены специальные методы измерений и соответствующее оборудование. Испытания электронных компонентов охватывают обширную область — от резисторов до интегральных схем. Основное внимание уделено испытательным

устройствам, которые используются в лаборатории, а не на производстве. Затем следует описание испытаний акустических и видеосистем, применяемых на радио и в телевидении, и далее — глава, посвященная испытанию передающих систем, таких, как антенны и линии передачи. По мере расширения сферы использования микропроцессоров все более возрастает роль анализа дискретных цепей. Этой проблеме посвящена отдельная глава, в которой описаны анализаторы характеристик, логические анализаторы, системы проектирования микропроцессоров, которые играют важную роль в разработке программного обеспечения.

Книгу завершает глава, посвященная оптоэлектронным измерениям. Хотя оптические системы связи играют важную роль в электронной промышленности, «оптическая» терминология часто смущает инженеров-электронщиков. С терминологии и начинается глава, после чего следует описание оптических устройств, методов оптических измерений и волоконно-оптических систем.

Я благодарен многим авторам, обогатившим науку об электронных измерениях своими работами, которыми я широко пользовался при написании книги. Я также благодарен д-ру П. Спредбери (технологический факультет Кембриджского университета), который прочитал рукопись и высказал много ценных замечаний.

Моя задача как автора этой книги заключалась в сборе и обработке информации в области измерительных приборов и методов, которая публикуется в изданиях всего мира. Поэтому я благодарен многим ученым СССР и других стран, которые обогатили эту область науки своими публикациями. К сожалению, лишь небольшую часть таких работ мне удалось указать в списке литературы в конце книги.

Ф. Ф. Мейзда
21 октября 1989 г.

Часть 1

ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ

Глава 1

ЕДИНИЦЫ ФИЗИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН

1.1. Введение

Измерение величии требует наличия системы единиц, которая была бы точной, надежной, доступной для понимания и применения. Механика была первой из наук, где применялись единицы измерения, а такая единица, как секунда, вошла в жизнь задолго до принятия в 1799 г. во Франции метрической системы мер. В прошлом существовало несколько вариантов систем единиц, как, например, метр, грамм, секунда и миллиметр, миллиграмм, секунда, но постепенно общепринятой стала система СГС (сантиметр, грамм, секунда). Затем была разработана система МКС (метр, килограмм, секунда).

Ученые, работавшие в области исследования электрического поля, вскоре поняли, что им также необходима система универсальных единиц. В 1832 г. Карл Гаусс измерил напряженность магнитного поля Земли, выразив ее через длину, силу, массу и время, и ввел первый фундаментальный набор единиц. Фридрих Кольрауш в 1849 г. измерил в вышеуказанных единицах сопротивление. Вильгельм Вебер в 1851 г. впервые ввел полную систему электрических единиц. Они определены через механические единицы и служат основой современной системы электрических единиц.

В согласованной системе единиц взаимосвязь между различными единицами не предусматривает каких-либо коэффициентов преобразования. Система единиц строится из осиовных и производных единиц Основные единицы образуют минимальный набор независимых исходных единиц, а производные единицы представляют собой комбинацию основных единиц. Иногда в случае широкого использования пронзводной единицы ей присваивается собственное название.

Кроме самих единиц стандартизированы названия единиц и их обозначения. Это дает возможность ученым иметь универсальный язык и записывать с его помощью формулы, понятные во всем мире.

1.2. Единицы и обозначения

В 1960 г. 11-я Генеральная конференция по мерам и весам утвердила Международную систему единиц (систему СИ). Система СИ включает в себя систему единиц МКС (механические

Таблица 1.1

Основные единицы

Величина	Символ	Наименование	Обозначение	Размерность
Длина	l	Метр	м	L
Масса	m	Килограмм	кг	M
Время	t	Секунда	с	T
Электрический ток	I	Ампер	А	I
Температура	T, θ	Кельвин	К	θ
Сила света	I_v	Кандела	кд	J

Таблица 1.2

Производные механические единицы

Величина	Символ	Наименование единицы	Обозначение единицы	Размерность
Плоский угол	α, β, θ, φ	Радиан	рад	—
Телесный угол	ω	Стерадиан	ср	—
Площадь	A	Квадратный метр	м^2	L^2
Объем	V	Кубический метр	м^3	L^3
Частота	f	Герц	Гц	T^{-1}
Угловая частота	ω	Радиан в секунду	рад/с	T^{-1}
Скорость	v	Метр в секунду	м/с	LT^{-1}
Ускорение	a	Метр на секунду в квадрате	м/с^2	LT^{-2}
Угловая скорость	ω	Радиан в секунду	рад/с	T^{-1}
Угловое ускорение	α	Радиан на секунду в квадрате	рад/с^2	T^{-2}
Длина волны	λ	Метр	м	L
Частота вращения	n	Оборот в секунду	об/с	T^{-1}
Плотность	ρ	Килограмм на кубический метр	кг/м^3	ML^{-3}
Вес	W	Ньютон	Н	MLT^{-2}
Удельный вес	γ	Ньютон на кубический метр	Н/м^3	$ML^{-2}T^{-2}$
Сила	F	Ньютон	Н	MLT^{-2}
Давление	p	Паскаль	Па	$ML^{-1}T^{-2}$
Момент силы	M	Ньютон-метр	Н·м	ML^2T^{-2}
Вращающий момент	T	Ньютон-метр	Н·м	ML^2T^{-2}
Работа	w	Джоуль	Дж	ML^2T^{-2}
Мощность	P	Ватт	Вт	ML^2T^{-3}
Энергия	E	Джоуль	Дж	ML^2T^{-2}
КПД	η	—	—	—
Напряженность гравитационного поля	g	Ньютон на килограмм	Н/кг	LT^{-2}

Таблица 1.3

Производные единицы электрических величин

Величина	Символ	Наименование единицы	Обозначение единицы	Размерность
Количество электричества	Q	Кулон	Кл	TI
Электрический момент диполя	p	Кулон-метр	Кл·м	LTI
Поляризуемость	P	Кулон на квадратный метр	Кл/м^2	$L^{-2}TI$
Диэлектрическая проницаемость вакуума	ε_0	Фарада на метр	Ф/м	$L^{-3}M^{-1}T^4I^2$
Напряженность электрического поля	E	Вольт на метр	В/м	$LMT^{-3}I^{-1}$
Поток электрического смещения	Ψ, Φ_e	Кулон	Кл	TI
Плотность потока электрического смещения	D	Кулон на квадратный метр	Кл/м^2	$L^{-2}TI$
Электрический потенциал	V	Вольт	В	$L^2MT^{-3}I^{-1}$
Емкость	C	Фарада	Ф	$L^{-2}M^{-1}T^4I^2$
Сопротивление	R	Ом	Ом	$L^2MT^{-3}I^{-2}$
Удельное сопротивление	ρ	Ом·метр	Ом·м	$L^3MT^{-3}I^{-2}$
Проводимость	G	Сименс	См	$L^{-2}M^{-1}T^3I^2$
Удельная проводимость	γ	Сименс на метр	См/м	$L^{-3}M^{-1}T^3I^2$
Плотность тока	J	Ампер на квадратный метр	А/м^2	$L^{-2}I$
Плотность электрической энергии	w_e	Джоуль на кубический метр	Дж/м^3	$ML^{-1}T^{-2}$
Реактивное сопротивление	X	Ом	Ом	$L^2MT^{-3}I^{-2}$
Импеданс	Z	Ом	Ом	$L^2MT^{-3}I^{-2}$
Адмитанс (полная проводимость)	Y	Сименс	См	$L^{-2}M^{-1}T^3I^2$
Электрическая мощность	P	Ватт	Вт	ML^2T^{-3}
Электрическая энергия	W, U	Джоуль	Дж	ML^2T^{-2}
Характеристическое сопротивление	Z_0	Ом	Ом	$L^2MT^{-3}I^{-2}$
Угол потерь	δ	Радиан	рад	—

единицы) и систему МКСА или систему Джорджи (электрические единицы). В систему СИ предложено включить шесть основных величин: 1) длина в метрах, 2) масса в килограммах, 3) время в секундах, 4) температура в градусах Кельвина, 5) ток в амперах, 6) сила света в канделах. На конференции 1967 г. название эталонной единицы температуры «градус Кель-

Таблица 1.4

Производные единицы магнитных величин

Величина	Символ	Наименование единицы	Обозначение единицы	Размерность
Магнитный скалярный потенциал	U_m	Ампер	А	I
Напряженность магнитного поля	H	Ампер на метр	А/м	$L^{-1}I$
Магнитный поток	Φ	Вебер	Вб	$L^2MT^{-2}I^{-1}$
Магнитная индукция	B	Тесла	Т	$MT^{-2}I^{-1}$
Магнитный векторный потенциал	A	Вебер на метр	Вб/м	$LMT^{-2}I^{-1}$
Магнитодвижущая сила	A	Ампер-виток	Ав	I
Магнитная восприимчивость	χ_m	—	—	—
Магнитная проницаемость	μ	Генри на метр	Г/м	$LMT^{-2}I^{-2}$
Магнитная постоянная	μ_0	Генри на метр	Г/м	$LMT^{-2}I^{-2}$
Относительная магнитная проницаемость	μ_r	—	—	—
Магнитный момент диполя	m	Ампер-квадратный метр	А·м^2	L^2I
Индуктивность	L	Генри	Г	$L^2MT^{-2}I^{-2}$
Взаимная индуктивность	M	Генри	Г	$L^2MT^{-2}I^{-2}$
Магнитное сопротивление	R	Ампер на вебер	А/Вб	$L^{-2}M^{-1}T^2I^2$
Магнитная проводимость	P	Вебер на ампер	Вб/А	$L^2MT^{-2}I^{-2}$
Намагниченность	J	Ампер на метр	А/м	$L^{-1}I$
Число витков	N, n	—	—	—
Коэффициент потерь на гистерезис	k_H	—	—	—
Коэффициент вихревых токов	k_B	—	—	—

вина» было заменено на «кельвин». В 1971 г. была принята седьмая основная величина для определения количества вещества — моль.

Опираясь на основные единицы системы СИ, можно вывести другие единицы. В табл. 1.1—1.5 представлены основные и производные единицы. В качестве символов, обозначающих величины, представлены те, которые наиболее часто встречаются в научных формулах, их не следует путать с обозначениями самих единиц. Так, например, ток в 10 ампер часто записывается как $I = 10$ А.

В табл. 1.6 перечислены приставки, используемые для обозначения десятичных кратных и дольных единиц. Следует проявлять особую осторожность, чтобы не спутать дольную приставку с символом самой единицы. Например, м·Н представляет собой произведение метра на ньютон, в то время как мН яв-

Таблица 1.5

Производные единицы оптических величин

Величина	Символ	Наименование единицы	Обозначение единицы	Размерность
Энергия излучения	W	Джоуль	Дж	ML^2T^{-2}
Поток излучения	P	Ватт	Вт	ML^2T^{-3}
Сила излучения	I_e, i_e	Ватт на стерадиан	Вт/ср	ML^2T^{-3}
Энергетическая яркость	L_e	Ватт на стерадиан на квадратный метр	Вт/(ср·м²)	$M^{-1}L^2T^{-3}$
Энергетическая светимость	M_e	Ватт на квадратный метр	Вт/м²	$M^{-1}L^2T^{-3}$
Энергетическая освещенность	E_e	Ватт на квадратный метр	Вт/м²	$M^{-1}L^2T^{-3}$
Световая энергия	Q_v	Люмен-секунда	лм·с	JT
Световой поток	Φ_v	Люмен	лм	J
Светимость	M_v	Люмен на квадратный метр	лм/м²	JL^{-2}
Освещенность	E_v	Люкс	лк	JL^{-1}
Яркость	B_v	Кандела на квадратный метр	кд/м²	JL^{-2}
Световая отдача	$K(\lambda)$	Люмен на ватт	лм/Вт	$JM^{-1}L^{-2}T^3$
Полная световая эффективность	K_t	Люмен на ватт	лм/Вт	$JM^{-1}L^{-2}T^3$

Таблица 1.6

Миожители и приставки для образования десятичных кратных и дольных единиц

Миожитель	Наименование приставки	Обозначение приставки	Миожитель	Наименование приставки	Обозначение приставки
10^{18}	Экза	Э	10^{-1}	Деци	д
10^{15}	Пета	П	10^{-2}	Санти	с
10^{12}	Тера	Т	10^{-3}	Милли	м
10^{9}	Гига	Г	10^{-6}	Микро	мк
10^{6}	Мега	М	10^{-9}	Нано	н
10^{3}	Кило	к	10^{-12}	Пико	п
10^{2}	Гекто	г	10^{-15}	Фемто	ф
10	Дека	да	10^{-18}	Атто	а

ляется обозначением миллиньютона. Для обозначения некоторых величин обычно используется греческий алфавит. Он представлен в табл. 1.7, где также указаны некоторые величины, для обозначения которых он используется.

Таблица 1.7

Греческий алфавит

Название буквы	Прописная	Строчная	Общепринятое употребление
Альфа	A	α	Угол, коэффициент, ослабление, коэффициент поглощения
Бета	B	β	Угол, коэффициент, фаза
Гамма	Γ	γ	Удельный вес, проводимость, постоянная распространения
Дельта	Δ	δ	Плотность, угол, инкремент или декремент, диэлектрическая проницаемость
Эпсилон	E	ε	Натуральный логарифм, диэлектрическая проницаемость, диэлектрическая постоянная
Дзета	Z	ζ	Координата, коэффициент, импеданс
Эта	H	η	КПД, напряженность поля, гистерезис
Тета	Θ	θ	Угол, магнитное сопротивление, постоянная времени
Йота	I	ι	Инерция, единичный вектор
Каппа	K	$\varkappa$	Восприимчивость, коэффициент связи
Ламбда	Λ	λ	Магнитная проводимость, длина волны, ослабление
Ми	M	μ	Коэффициент трения, проницаемость, усиление
Ни	N	ν	Частота, удельное магнитное сопротивление, вязкость
Кси	Ξ	ξ	Координаты
Омикрон	O	o	—
Пи	Π	π	3,1416 (отношение длины окружности к ее диаметру)
Ро	P	ρ	Удельное сопротивление, координаты, плотность заряда
Сигма	Σ	σ	Знак суммирования, отклонение, удельная проводимость, утечка
Тау	T	τ	Постоянная времени, плотность, коэффициент пропускания
Ипсилон	Υ	υ	—
Фи	Φ	φ	Угол, поток, фаза
Хи	X	χ	Магнитное сопротивление, восприимчивость, угол
Пси	Ψ	ψ	Угол, фаза, поток электрического смещения
Омега	Ω	ω	Сопротивление (омы), угловая скорость

1.3. Коэффициенты пересчета

Система СИ постепенно вытесняет другие системы единиц. Однако английская (или имперская) система единиц все еще широко распространена в Великобритании и Северной Амери-

Таблица 1.8

Коэффициенты перевода единиц английской системы в систему СИ

Английская система	Система СИ	Английская система	Система СИ
Дюйм	$2{,}54\cdot10^{-2}$ м	Бар	$1\cdot10^{5}$ Н/м^2
Фут	$3{,}048\cdot10^{-1}$ м	Фут-фуит	$1{,}383\cdot10^{-1}$ кг·м
Ярд	$9{,}144\cdot10^{-1}$ м	Торр	$1{,}3332\cdot10^{2}$ Н/м^2
Миля	1,609 км	Килограмм-сила	9,8066 Н
Морская миля	1,852 км	Фунт-сила	4,4482 Н
Мил	$2{,}54\cdot10^{-5}$ м	Британская единица тепла	$1{,}0548\cdot10^{3}$ Дж
Морская сажень	1,8288 м		
Квадратный дюйм	$6{,}4516\cdot10^{-4}$ м^2	Калория	4,1868 Дж
Квадратный фут	$9{,}290\cdot10^{-2}$ м^2	Лошадиная сила	$7{,}457\cdot10^{2}$ Вт
Квадратный ярд	$8{,}361\cdot10^{-1}$ м^2	Киловатт-час	$3{,}60\cdot10^{6}$ Дж
Квадратная миля	2,590 км^2	Термия	$1{,}0551\cdot10^{8}$ Дж
Кубический дюйм	$1{,}6387\cdot10^{-5}$ м^3	Миля в час	1,609 км/ч
Кубический фут	$2{,}832\cdot10^{-2}$ м^3	Узел	$5{,}15\cdot10^{-1}$ м/с
Кубический ярд	$7{,}645\cdot10^{-1}$ м^3	Электрон-вольт	$1{,}602\cdot10^{-19}$ Дж
Галлон (США)	$3{,}785\cdot10^{-3}$ м^3	Гильберт	$7{,}9577\cdot10^{-1}$ А
Галлон (Англия)	$4{,}5\cdot10^{-3}$ м^3	Гаусс	$1{,}0\cdot10^{-4}$ Тл
Фунт	$4{,}536\cdot10^{-1}$ кг	Максвелл	$1{,}0\cdot10^{-8}$ Вб
Тонна	$1{,}0161\cdot10^{3}$ кг	Фут-свеча	$1{,}0764\cdot10$ лм/м^2
Фунт на квадратный фут	4,882 кг/м^2	Фут-ламберт	3,4263 кд/м^2
Фунт на кубический фут	$1{,}60185\cdot10$ кг/м^2	Ламберт	$3{,}183\cdot10^{3}$ кд/м^2

ке. В табл. 1.8 представлены некоторые распространенные системы английской системы и коэффициенты для их пересчета в систему СИ. Например, плотность магнитного потока 10 Гс (в английской системе единиц) эквивалентна $10\cdot10^{-4}=10^{-3}$ (в системе СИ).

1.4. Фундаментальные физические постоянные

Значения наиболее часто используемых физических постоянных даны в табл. 1.9. Указанное в скобках после каждого значения число представляет собой стандартную погрешность последних цифр, вычисленную на основе критерия внутренней согласованности. При расчете дополнительных величин с использованием двух или более постоянных следует пользоваться общим законом нарастания погрешности.

Таблица 1.9

Фундаментальные физические постоянные

Величина	Символ	Значение	Погрешность, 10^{-6}	Множитель	Единицы измерения
Скорость света в вакууме	c	2,9979250(10)	0,33	10^{8}	м/с
Заряд электрона	e	1,6021917(70)	4,4	10^{-19}	Кл
Постоянная Планка	h	6,626196(50)	7,6	10^{-34}	Дж·с
	$\hbar=(h/2\pi)$	1,0545919(80)	7,6	10^{-34}	Дж·с
Постоянная Фарадея	F	9,648670(54)	5,5	10^{7}	К·кмоль$^{-1}$
Постоянная Ридберга	R_∞	1,09737312(11)	0,10	10^{7}	м$^{-1}$
Молекулярная газовая постоянная	R_0	8,31434(35)	42	10^{3}	Дж·кмоль$^{-1}\times$ $\times$К$^{-1}$
Постоянная Больцмана	k	1,380622(59)	43	10^{-23}	Дж·К$^{-1}$
Постоянная Стефана—Больцмана	σ	5,66961(96)	170	10^{-8}	Вт·м$^{-2}$·К$^{-4}$
Гравитационная постоянная	G	6,6732(31)	460	10^{-11}	Н·м^2·кг$^{-2}$
Первая радиационная постоянная	c_1	3,741832(20)	7,6	10^{-18}	Вт·м^2
Вторая радиационная постоянная	c_2	1,438833(61)	43	10^{-2}	м·К
Число Авогадро	N_A	6,022169(40)	6,6	10^{26}	кмоль$^{-1}$
Атомная единица массы	u	1,660531(11)	6,6	10^{-27}	кг
Масса покоя электрона	m_e	9,109558(54)	6,0	10^{-31}	кг
	m_e*	5,485930(34)	6,2	10^{-4}	а. е. м.
Масса покоя протона	m_p	1,672614(11)	6,6	10^{-27}	кг
	m_p*	1,00727661(8)	0,08	—	а. е. м.
Масса покоя нейтрона	m_n	1,674920(11)	6,6	10^{-27}	кг
	m_n*	1,00866520(10)	0,10	—	а. е. м.
Отношение заряда к массе электрона	l/m_e	1,7588028(54)	3,1	10^{11}	Кл·кг$^{-1}$
Квант циркуляции	$h/2m_e$	3,636947(11)	3,1	10^{-4}	Дж·с·кг$^{-1}$
	h/m_e	7,273894(22)	3,1	10^{-4}	Дж·с·кг$^{-1}$
Радиус Бора	α_0	5,2917715(81)	1,5	10^{-11}	м
Классический радиус электрона	r_0	2,817939(13)	4,6	10^{-15}	м
Магнетон Бора	μ_B	9,274096(65)	7,0	10^{-24}	Дж·Т$^{-1}$
Ядерный магнетон	μ_n	5,050951(50)	10	10^{-27}	Дж·Т$^{-1}$
Магнитный момент электрона	μ_e	9,284851(65)	7,0	10^{-24}	Дж·Т$^{-1}$
Магнитный момент протона	μ_p	1,4106203(99)	7,0	10^{-26}	Дж·Т$^{-1}$

Глава 2

ЭТАЛОНЫ ИЗМЕРЕНИЙ

2.1. Введение

В гл. 1 были представлены единицы, используемые при измерениях механических и электрических величин. Чтобы обеспечить совместное использование этих единиц, необходим определенный набор эталонов измерений, которые и описаны в данной главе. Вначале описана взаимосвязь между эталонами различных уровней, затем дано подробное описание эталонов, применяемых при измерениях механических, электрических, магнитных, тепловых и оптических величин.

2.2. Уровни эталонов

Существуют четыре различных уровня эталонов: рабочие, вторичные, первичные и международные эталоны.

Основными измерительными средствами в отраслевой лаборатории служат рабочие эталоны. Они используются для контроля и калибровки другого лабораторного инструмента в данной отрасли производства, а также для выполнения некоторых точных измерений. Рабочие эталоны периодически сверяются с вторичными эталонами.

Вторичные эталоны хранятся в различных лабораториях отрасли производства. Их основная функция заключается в контроле и калибровке рабочих эталонов. Ответственность за поддержание вторичных эталонов на должном уровне лежит на соответствующей лаборатории, хотя периодически эти эталоны можно отсылать в национальные метрологические лаборатории для контроля и калибровки. Из национальной лаборатории вторичные эталоны возвращаются со свидетельством, в котором указываются результаты сравнения с первичным эталоном.

Первичные эталоны хранятся в национальных лабораториях различных стран. Эти эталоны недоступны для использования вне данной национальной лаборатории, хотя их можно использовать для калибровки присланных в лабораторию вторичных эталонов. Сами первичные эталоны калибруются в национальных лабораториях путем проведения абсолютных измерений, результаты которых выражаются в фундаментальных единицах. Результаты, полученные в различных лабораториях, сопостав-

ляются с целью получения среднего значения для первичного эталона.

Международный эталон представляет собой соответствующую единицу, которая воспроизводится с максимально возможной точностью, обеспечиваемой принятым методом измерения. Эталоны определяются международным соглашением и периодически контролируются путем проведения абсолютных измерений в соответствующих фундаментальных единицах. Международные эталоны хранятся в Международном бюро мер и весов в Севре вблизи Парижа. Эти эталоны не подлежат использованию для измерений или для калибровки.

2.3. Эталоны механических величин

В данном разделе рассмотрены три эталона — массы, длины и времени.

2.3.1. Масса. Единицей массы в системе СИ является килограмм. В 1889 г. на 1-й Генеральной конференции по мерам и весам было принято, что эталонный килограмм равен массе международного прототипа килограмма. Последний представляет собой цилиндр из сплава платины и иридия, который хранится в Международном бюро мер и весов в Севре, Франция. Вторичные эталоны килограмма, хранящиеся в различных отраслевых лабораториях, имеют точность около одной миллионной, тогда как рабочие эталоны, обеспечивающие некоторый набор значений, обладают точностью около пяти миллионных.

Первичный эталон имперского фунта был изготовлен из платины, хотя сейчас фунт определен заново и считается равным точно 0,45359237 кг.

2.3.2. Длина. Единицей длины в системе СИ является метр. Метр был первоначально определеи как десятимиллионная часть меридиана Земли, проходящего через Париж. Он представлял собой расстояние между двумя линиями, выгравированными на платино-иридиевом стержне, хранящемся в Международном бюро мер и весов. В 1960 г. на 11-й Генеральной конференции по мерам и весам метр был определен более точно, равным 1 650 763,73 длины волны в вакууме оранжево-красного излучения атома ^{86}Kr при переходе между уровнями $^{2}p_{10}$ и $^{5}d_{5}$.

Затем в 1983 г. было принято новое определение метра через единицы времени, которые можно точно измерить с помощью атомных стандартов. Теперь метр представляет собой длину, пробегаемую светом в вакууме за время 1/299792458 с. Скорость света, следовательно, принята равной 299 792 458 м/с.

Ярд был первоначально определен через имперский эталон ярда, но теперь ярд принят равным 0,9144 м точно.

Промышленные рабочие стандарты обычно представляют собой стальные калиброванные блоки, имеющие две плоские параллельные поверхности, установленные на определенном расстоянии друг от друга. Они относительно дешевы и имеют точность порядка одной миллионной.

2.3.3. Время и частота. Время и частота представляют собой разные аспекты одного и того же явления, которое можно измерить некоторыми физическими единицами. Основываясь на точном временном эталоне, легко найти частоту путем расчета числа циклов в течение одной секунды.

Имеются два типа времени. Первое — текущее время, т. е. время между двумя событиями. Измерение этого времени не зависит от начальной точки. Второй тип времени используется, когда момент события устанавливается относительно определенного начального момента, называемого эпохой. Если начальный момент выбран, измерение времени осуществляется с помощью эталонов текущего времени.

В этом разделе даны подробные описания эталонов (стандартов) времени и частоты и указаны методы их глобального сравнения.

2.3.3.1. Атомные стандарты. Атомные стандарты обеспечивают возможность измерения единицы времени, секунды, с очень высоким уровнем точности. Когда атом совершает переход между двумя энергетическими уравнениями E_1 и E_2, он испускает излучение, частота которого ν определяется выражением

$$h\nu = E_2 - E_1, \qquad (2.1)$$

где h — постоянная Планка. Если отсутствует влияние внешних факторов, например электрических и магнитных полей, частота излучения очень стабильна и определяется внутренней структурой атома.

В октябре 1967 г. на 13-й Генеральной конференции по мерам и весам определили международную секунду как продолжительность 9 192 631 770 периодов излучения, соответствующего переходу между двумя уровнями сверхтонкой структуры ($F=4$, $m_f=0$ и $F=3$, $m_f=0$) основного состояния ($^2S_{1/2}$) атома ^{133}Cs.

Используются три основных атомных стандарта: цезиевый, водородный и рубидиевый. Пучок атомов цезия и водородный мазер — первичные, или абсолютные, стандарты, так как они не нуждаются в сравнении с каким-либо другим стандартом для проверки или калибровки. Стандарт на парах рубидия, как и кварцевый генератор, является вторичным стандартом, и его необходимо сначала настроить с помощью первичного стандарта и затем периодически калибровать.

Таблица 2.1

Характеристики стандартов частоты

Характеристика	Цезиевый стандарт	Водородный стандарт	Рубидиевый стандарт	Кварц
Воспроизводимость	$\pm 3 \cdot 10^{-12}$	$\pm 2 \cdot 10^{-12}$	—	—
Стабильность (средняя за 1 с)	$5 \cdot 10^{-12}$	$5 \cdot 10^{-13}$	$5 \cdot 10^{-12}$	$5 \cdot 10^{-12}$
Дрейф (скорость старения)	Пренебрежимо мал	Пренебрежимо мал	$\pm 1 \cdot 10^{-11}$ в месяц	$\pm 5 \cdot 10^{-10}$ в сутки
Резонансная частота, Гц	9 192 631 770	1 420 405 751	6 834 682 608	—
Рабочая температура	от —20 до +60 °С	0 ÷ +50 °С	0 ÷ +50 °С	0 ÷ +50 °С
Масса (примерная), кг	30	400	15	10
Потребляемая мощность (примерная), Вт	40	200	40	20
Время взаимодействия между атомами, с	$2,5 \cdot 10^{-3}$	0,5	$2 \cdot 10^{-3}$	—
Атомный резонанс, число событий в секунду	10^6	10^{12}	10^{12}	—
Температура резонирующих атомов, К	360	300	330	—

Табл. 2.1 позволяет сравнить все эти четыре основных типа стандартов частоты. Хотя кварцевый генератор указан здесь как независимый стандарт, он часто используется в качестве источника частоты обратной связи для цезиевого или рубидиевого атомных стандартов, которые являются пассивными. В табл. 2.1 под воспроизводимостью подразумевается способность стандарта генерировать одну и ту же частоту при отдельных измерениях без дополнительной калибровки. Этот параметр имеет значение только в применении к первичным стандартам. Кратковременная стабильность является мерой вариаций частоты стандарта, обусловленных случайными шумами генератора. Дрейф, или долговременная стабильность, определяет изменения во времени абсолютного значения частоты стандарта. При этом период наблюдений должен быть достаточно длительным, чтобы исключить эффект кратковременных вариаций.

Цезиевый атомнолучевой стандарт. На рис. 2.1 показана схема устройства цезиевого атомнолучевого резонатора. Атомы цезия медленно испаряются в печи и коллимируются в пучок. Сортирующий магнит отклоняет каждый атом, причем степень отклонения зависит от энергетического состояния атома. Только те атомы цезия, у которых $F=4$, $m_f=0$, попадают в вакуумную камеру, и из них формируется пучок. Он проходит через слабое однородное магнитное поле (*C*-поле) и подвергается здесь воздействию микроволнового излучения с частотой

9192,631770 МГц. Оно имеет точно такую энергию кванта, которая необходима, чтобы перевести часть атомов в состояние $F=3$, $m_f=0$. Затем пучок проходит второй сортирующий магнит, идентичный первому. Он отклоняет атомы, которые совершили необходимый переход, на раскаленную проволоку ионизатора. Ионизованные атомы цезия затем фильтруются масс-спектрометром и преобразуются в ток детектора.

На рис. 2.2 показана блок-схема цезиевого атомнолучевого резонатора, в которой кварцевый генератор обеспечивает поле излучения микроволнового диапазона. Выходной сигнал детектора усиливается и подается в кварцевый генератор, управляемый напряжением. Сигнал синхронизации от кварцевого гене-

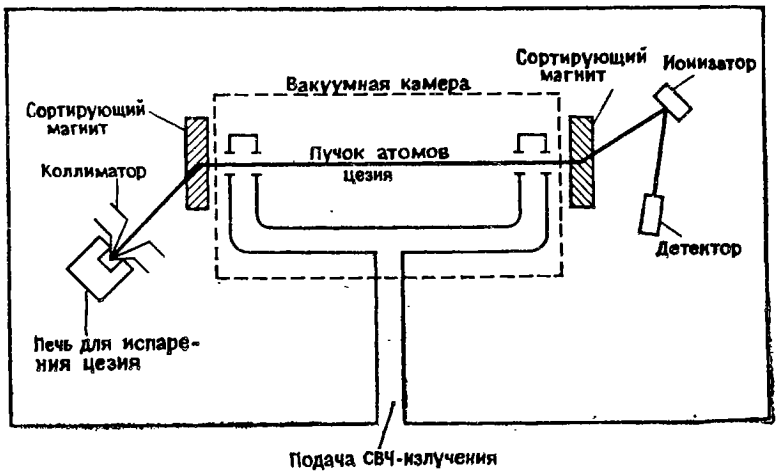


Рис. 2.1. Упрощенная схема цезиевого резонатора.

ратора умножается по частоте и затем его фаза модулируется генератором звуковой частоты. Амплитудный и фазовый детектор обеспечивает сигнал, величина и полярность которого соответствуют отклонению частоты генератора от требуемого значения. Этот сигнал фильтруется интегратором, чтобы удалить высокочастотные компоненты, и затем используется для синхронизации кварцевого генератора с необходимой частотой цезиевого лучевого резонатора.

Как показано в табл. 2.1, цезиевые стандарты имеют точность $3 \cdot 10^{-12}$ и хорошую долговременную и кратковременную стабильность. Их относительно малые размеры и масса привели к их использованию в качестве стандартов частоты большинством мировых метрологических учреждений.

Стандарт на водородном квантовом генераторе. Водородный генератор — наиболее стабильный из известных источников частоты, его частота равна 1 420 405 751,73±0,03 Гц. Однако из-за относительно больших размеров его использование ограничивается областями, где важна стабильность, а размеры не имеют значения.

На рис. 2.3 показана схема устройства водородного стандарта. В отличие от цезиевого стандарта водородный квантовый генератор — активный прибор, и его сигнал может быть непосредственно усилен или использован для синхронизации кварцевого генератора. Пучок атомов водорода проходит через шестиполюсный сортирующий магнит, который пропускает атомы в



Рис. 2.2. Блок-схема цезиевого резонатора.

верхнем энергетическом состоянии в кварцевую накопительную колбу. Колба имеет тефлоновое покрытие стенок, чтобы свести к минимуму возмущения атомов, которые могут привести к смещениям частоты. Кварцевая колба удерживает атомы в однородном магнитном поле в настраиваемом микроволновом резонаторе. Он настраивается на частоту, равную частоте перехода атома водорода между состояниями $F=1$, $m_f=0$ и $F=0$, $m_f=0$. Атомы водорода испытывают многократные отражения от стенок колбы и взаимодействуют с полем микроволнового излучения. При этом происходит девозбуждение атомов и они отдают свою энергию полю микроволнового излучения в настроенном резонаторе. Это стимулирует излучение других атомов, что обеспечивает работу мазера.

Рубидиевый стандарт частоты. В рубидиевом стандарте используется сверхтонкий переход в газообразном ^{87}Rb между уровнями $F=2$ и $F=1$. Частота перехода — 6 834 682 608 Гц.

На рис. 2.4 показана схема рубидиевого резонатора. Свет от спектральной лампы фильтруется и затем попадает в колбу, содержащую пары ^{87}Rb в микроволновом резонаторе. Инертный буферный газ добавляется, чтобы уменьшить эффект доплеровского уширения. Микроволновый сигнал получается умножением частоты кварцевого генератора, работающего в замкнутом контуре, подобно тому, как это происходит в цезиевом стандарте.

Оптическая накачка газообразного ^{87}Rb увеличивает населенность уровня $F=2$. Пропускание микроволнового излучения с частотой, близкой к частоте перехода между состояниями рубидия, вызывает переходы с уровня $F=2$ на уровень $F=1$, что увеличивает поглощенне света в колбе. На частоте 6 834 682 608 Гц

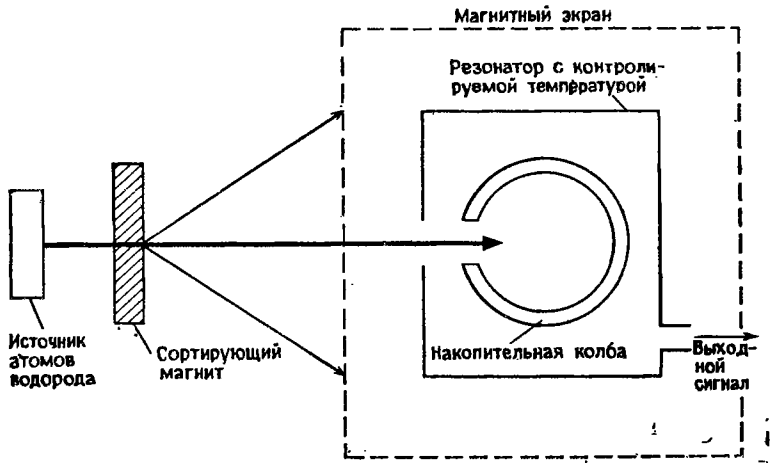


Рис. 2.3. Упрощенная схема резонатора водородного генератора.

выходной сигнал, попадающий на фотодетектор, достигает минимума.

Рубидиевый стандарт обеспечивает хорошую кратковременную стабильность и имеет малые размеры, делающие его удобным переносным прибором. Он не обладает возможностью автокалибровки и должен калиброваться по первичному стандарту. Рубидиевый стандарт подвержен дрейфу, так как резонансная частота зависит от состава газовой смеси и давления в колбе. Однако его дрейф в 100 с лишним раз меньше, чем у кварцевого стандарта.

Кварцевый стандарт частоты. Действие кварцевого генератора основано на пьезоэлектрических свойствах кварца. Квар-

цевые стандарты частоты находят широкое применение. В генераторе используется высокое значение добротности кварца, совершающего механические колебания в резонансном режиме. Диапазон частот этих колебаний находится как правило между 1 Гц и 750 кГц или между 1,5 и 200 МГц. Диапазоны между 750 кГц и 1,5 МГц трудно использовать из-за сильного вторичного резонанса. Предпочтительно также использовать высокочастотные кристаллы, так как стабильность низкочастотных кристаллов ниже и они имеют большие физические размеры.

Кварцевый кристалл ориентируют с помощью рентгеновских лучей и затем производят срез вдоль одной из плоскостей. Его затем закрепляют и шлифуют до получения заданных размеров, на боковые поверхности наносят в вакууме электроды, к которым присоединяют выводы.

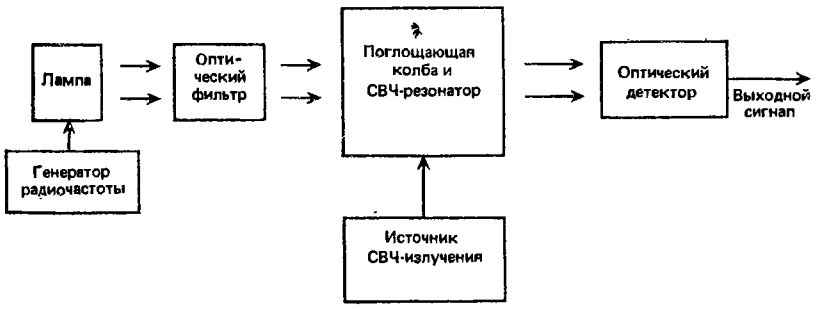


Рис. 2.4. Упрощенная схема рубидиевого резонатора.

Кварцевый кристалл имеет атомную структуру, ориентированную относительно осей x (электрической), y (механической) и z (оптической). Можно выполнить много разных срезов кристалла в зависимости от его назначения. X-срез дает механическое изменение толщины в направлении оси x, если электрическое поле приложено в направлении оси y. Он имеет отрицательный температурный коэффициент частоты. Y-срез дает механическое изменение длины в направлении оси y, если электрическое поле приложено в направлении оси x. Он имеет положительный температурный коэффициент частоты. Выполнив срез в плоскости, повернутой относительно осей x и y, можно скомбинировать отрицательный и положительный температурные коэффициенты, чтобы свести к минимуму частотный сдвиг в кристалле.

Два среза, чаще всего используемых для генераторов, обозначаются AT и BT. AT-срез имеет более низкие изменения частоты с температурой, а BT-срез предпочтителен для частот свыше 10 МГц, так как он менее чувствителен к изменению уровня

возбуждения и нагрузочных емкостей. Все кристаллы имеют частотно-температурные характеристики, подобные указанным на рис. 2.5. Положение точки поворота определяется срезом кристалла и может быть выбрано так, чтобы эта точка находилась в диапазоне от —50 до +100 °С. Чтобы обеспечить высокую стабильность и низкий дрейф кварцевого стандарта, кристалл помещают в термостат.

В генераторе кварц используется как стабильный резонансный контур для управления частотой электронной системы. На рис. 2.6 показана эквивалентная схема цепи кварцевого кристалла. L_1 определяется массой колеблющейся кристаллической пластины, R_1 — потери в кристалле, обусловленные окружающим воздухом и внутренним трением, C_1 определяется эластичностью кварцевого материала, C_0 — статическая емкость между электродами, нанесенными на пластину, паразитная емкость проводников и держателей.

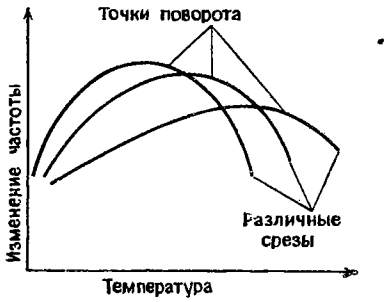


Рис. 2.5. Влияние среза кварцевого кристалла на положение точки поворота.

Кварцевый кристалл может работать на последовательной резонансной моде или на параллельной антирезонансной моде. Их характеристики подобны показанным на рис. 2.7, где f_s и f_p — последовательная резонансная и параллельная антирезонансная частоты соответственно. Значения последовательной резонансной частоты и Q определяются выражениями

$$f_s = (L_1C_1)^{1/2}/2\pi, \tag{2.2}$$

$$Q = 2\pi f_s L_1/R_1. \tag{2.3}$$

Возможность изменять рабочую частоту кристалла изменением емкостной нагрузки называется «затягиванием» частоты и используется в генераторах, управляемых напряжением или температурой.

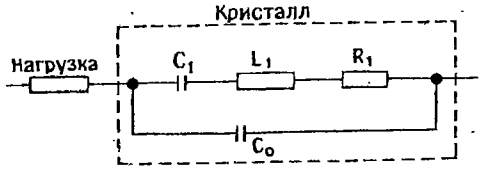


Рис. 2.6. Эквивалентная схема кварцевого кристалла.

Старение или дрейф частоты кристалла изменяются во времени по асимптотическому закону. После начального быстрого роста старение устанавливается на уровне около $5 \cdot 10^{-10}$ сут$^{-1}$ в термостате. Если генератор или термостат выключаются на несколько часов, исходные свойства кристалла восстанавливаются и процесс старения вновь протекает с первоначальной скоростью, поэтому кварцевый стандарт никогда нельзя выключать. Старение вызывается загрязнением кристалла, усталостью в монтажных проводах и припое, газовыделением материала внутри герметичного держателя, нарушением герметизации.

2.3.3.2. Астрономическое время. Атомные стандарты дают точные и удобные временные шкалы и интервалы, но для навигации, слежения за искусственными спутниками и т. п. требуется связь с вращением Земли.

Самая первая единица времени получена из наблюдений вращения Земли вокруг своей оси и вокруг Солнца. Эта единица определяется истинным солнечным временем, так как каждый оборот не равен точно 24 ч, как предполагали первоначально. Поскольку орбита Земли представляет собой эллипс и ее орбитальная плоскость составляет угол 23°27′ с плоскостью экватора, истинное солнечное время отклоняется от ожидаемого значения. Максимальное отклонение составляет около 16 мин, и это имеет место в ноябре.

Чтобы исключить временные вариации, обусловленные эксцентриситетом орбиты и наклоном земной оси, можно взять среднее значение от продолжительности всех истинных солнечных суток в году. Это значение называется средними солнечными сутками, а средняя солнечная секунда равна 1/86400 части средних солнечных суток. Солнечный год равен 365 сут 5 ч 48 мин и 45,5 с.

Всемирное время (UT), также называемое гринвичским средним временем, отсчитывается относительно нулевого меридиана, который проходит через Гринвич (Великобритания). Единицы UT выбираются так, что среднему местному полудню соответствует положение Солнца на местном меридиане. UT базируется на вращении Земли, которое, как известно, неравномерно, и, если не вводить поправок, UT равно среднему солнечному времени по Гринвичу и обозначается UT_0.

Вследствие сезонных изменений возникают годичные вариации скорости вращения Земли. Имеются также полугодовые вариации, обусловленные нарушениями формы Земли от приливного воздействия Солнца. Это замедляет вращение Земли на 30 мс к 1 июня каждого года и вызывает такое же ускорение к 1 октября. Если в UT_0 вводится поправка, учитывающая эти периодические изменения, применяют обозначение UT_1.

Случаются также непредсказуемые изменения скорости вращения, например обусловленные турбулентными движениями в ядре Земли. Результаты наблюдений этих эффектов в разных точках Земли передаются в Международное бюро времени в Париже, которое вводит периодическую поправку в UT_1, что дает время UT_2. Это время включается в большинство радиосигналов времени и используется для астронавигации и слежения за искусственными спутниками Земли.

Другая шкала времени, основанная на вращении Земли, представляет собой звездное время. Однако этот период вращения определяется относительно точки весеннего равноденствия на небосводе, а не относительно Солнца, как для солнечного времени. Это значит, что звездное время не подвержено ошибкам за счет орбитального движения, хотя на него и влияют другие изменения скорости вращения. Средние звездные сутки равны 23 ч 56 мин 4,09 с.

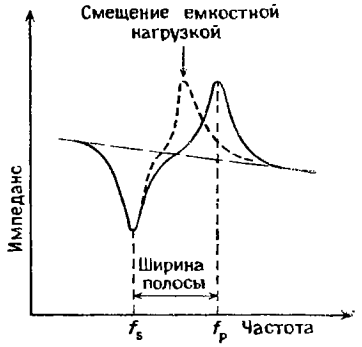


Рис. 2.7. Импедансная характеристика кварцевого генератора.

В 1956 г. Международный комитет мер и весов определил секунду как 1/31556925,9747 часть тропического года для 0 января 1900 г. в 12 ч (0 января 1900 г.=31 декабря 1899 г.). Это значение называется эфемеридной секундой и по определению постоянно. Однако оно не может быть измерено с точностью, соответствующей определению, и на практике определяется с помощью наблюдений за движением Луны и лунных эфемеридных таблиц.

2.3.3.3. Часовые пояса. Земной шар разделен на 24 часовых пояса с границами по меридианам, отстоящими на 15° по долготе к востоку и западу от начального Гринвичского меридиана (0° долготы), а часовой пояс представляет собой полосу в пределах ±7,5° от каждого из этих меридианов. Следовательно, часовые пояса связаны со средним солнечным временем по Гринвичу. К востоку от Гринвича пояса номеруются от +1 до +12, чтобы показать, сколько часов нужно прибавить к всемирному времени для определения поясного времени. К западу от Гринвича пояса номеруются от —1 до —12, что указывает на необходимость перевода часов назад. На практике точные границы часовых поясов в стране могут отличаться от границ

Таблица 2.2

Некоторые радиостанции, передающие сигналы точного времени UT

Позывные	Местонахождение	Широта и долгота	Организация	Несущая частота, кГц	Точность, 10^{-10}	Расписание работы	Тип сигналов
CHU	**Оттава, Канада**	45°18′N 75°45′W	Национальный исследовательский совет	3330 7335 14 670	0,05	Непрерывно	Секундные импульсы: 300 циклов на частоте 1 кГц, минутные импульсы длительностью 0,5 с, дикторские оповещения каждую минуту, код МККР DUT1 расщепленными импульсами
DCF77	**Майнфлинген, ФРГ**	50°01′N 09°00′E	Федеральный физико-технический институт	77,5	0,1	Непрерывно (кроме интервала с 4 до 8 ч во второй вторник каждого месяца)	Прерывания несущей длительностью 0,1 с в начале каждой секунды, маркер 59-й секунды пропускается, код МККР DUT1 удлинением до 0,2 с
FFH	**Шеван, Франция**	48°32′N 02°27′E	Национальный центр свизи	2500	0,2	Непрерывно с 8 до 16 ч (кроме субботы и воскресенья)	Секуидные импульсы: 5 циклов на частоте 1 кГц, минутные импульсы длительностью 0,5 с, код МККР DUT1 увеличением длнтельности до 0,1 с
GBR	**Регби, Великобритания**	52°22′N 01°11′W	Национальная физическая лаборатория	16	0,2	С 2 ч 55 мин до 3 ч, с 8 ч 55 мин до 9 ч, с 14 ч 55 мин до 15 ч, с 20 ч 55 мин до 21 ч	Секундные импульсы: телеграфные сигналы типа А1, код МККР DUT1 двойным импульсом
IAM	**Рим, Италия**	41°52′N 12°27′E	Высший институт почты и связи	5000	0,5	Каждые 15 мин с 7 ч 30 мин до 8 ч 30 мин (кроме субботы после	Секундные импульсы: 5 циклов на частоте 1 кГц, минутные им-

						полудня и воскресенья)	пульсы продолжительностью 20 циклов
JJY	Токио, Япония	35°42′N 139°31′E	Министерство почты и связи	2500 5000 10 000 15 000	0,5	Непрерывно (кроме интервала между 25 и 34 минутами)	Секундные импульсы: 8 циклов на частоте 1,6 кГц, минутным импульсам предшествует частота 0,6 кГц, код МККР DUT1 увеличением длительности
LOL1	Буэнос-Айрес, Аргентина	34°37′S 58°21′W	Морская обсерватория	5000 10 000 15 000	0,2	С 11 до 12 ч, с 14 до 15 ч, с 17 до 18 ч, с 20 до 21 ч, с 23 до 24 ч	Секундные импульсы: 5 циклов на частоте 1 кГц, маркер 59-й секунды пропускается, дикторские оповещения каждые 5 мин, код МККР DUT1 увеличением длительности
MSF	Регби, Великобритания	52°22′N 01°11′W	Национальная физическая лаборатория	60	0,1	Непрерывно (кроме интервала с 10 до 14 ч в первый вторник каждого месяца)	Секундные импульсы: прерывания несущей на 0,1 с, минутные импульсы: прерывания несущей на 0,5 с, код МККР DUT1 двойным импульсом
MSF	Регби, Великобритания	52°22′N 01°11′W	Национальная физическая лаборатория	2500 5000 10 000	1,0	Между минутами 0 и 5, 10 и 15, 20 и 25, 30 и 35, 40 и 45, 50 и 55	Секундные импульсы, 5 циклов на частоте 1 кГц, минутные импульсы увеличенной длительности, код МККР DUT1 двойным импульсом
RWM	Москва, СССР	55°19′N 38°41′E	Совет Министров СССР	10 000 15 000	0,5	10 000 кГц с 1 ч 30 мин до 3 ч и с 17 ч 50 мин до 24 ч; 15 000 кГц с 3 ч 50 мин до 17 ч	Секундные импульсы между 30-й и 35-й, 41 й и 45-й, 50-й и 60-й минутами, минутные импульсы длительностью 0,5 с, DUT1+dUT1 ; код Морзе

Продолжение

Позывные	Местонахождение	Широта и долгота	Организация	Несущая частота, кГц	Точность, 10^{-10}	Расписание работы	Тип сигналов
VNG	Линдхерст, Австралия	38°03′S 145°16′E	Исследовательские лаборатории почтового ведомства	4500 7500 12 000	1;0	На частотах 4500 и 7500 кГц непрерывно с 9 ч 45 мин до 21 ч 30 мин; на частоте 12 000 кГц с 21 ч 45 мин до 9 ч 30 мин	Секундные импульсы: 50 циклов на частоте 1 кГц, маркеры с 55-й по 58-ю секунду укорачиваются на 5 циклов, 59-я секунда пропускается; минутные импульсы длительностью 500 циклов, на 5-й, 10-й, 15-й минутах и т. д. импульсы с 50-й по 58-ю с укорачиваются на 5 циклов, дикторские оповещения на 15-й, 30-й, 45-й и 60-й минутах, код МККР DUT1 45 циклами на частоте 900 Гц
WWV	Форт-Коллинс, США	40°41′N 105°02′W	Национальное бюро стандартов	2500 5000 10 000 15 000 20 000 25 000	0,1	Непрерывно	Секундные импульсы: 5 циклов на частоте 1 кГц, секунды 29-я и 59-я пропускаются, минутные импульсы длительностью 0,8 с (на частоте 1 кГц), часовые импульсы длительностью 0,8 с (на частоте 1,5 кГц), код МККР DUT1 двойным импульсом

WWVB	Форт-Коллинс, США	40°41′N 105°03′W	Национальное бюро стандартов	60	0,1	Непрерывно	Секундные импульсы уменьшением амплитуды несущей, кодированное оповещение о дате и времени, код МККР отсутствует
WWVH	Кауай, США	21°59′N 159°46′W	Национальное бюро стандартов	2500 5000 10 000 15 000 20 000	0,1	Непрерывно	Секундные импульсы: 6 циклов на частоте 1,2 кГц, секунды 29-я и 59-я пропускаются, минутные импульсы длительностью 0,8 с (1,2 кГц), часовые импульсы длительностью 0,8 с (1,5 кГц), код МККР DUT1 двойным импульсом
ZUO	Олифантсфонтейн, ЮАР	24°58′S 28°14′E	Национальная физическая исследовательская лаборатория	2500 5000 (10 000)	0,1	Непрерывно с 18 ч до 4 ч (непрерывно)	Секундные импульсы: 5 циклов на частоте 1 кГц, минутные импульсы увеличением длительности маркера 0-й секунды, код МККР DUT1 увеличением длительности

«стандартных» поясов по географическим или политическим причинам.

2.3.3.4. Сличение стандартов времени. Единицы времени или частоты нельзя держать в сейфе для справок подобно единицам длины или массы. Единицы времени должны генерироваться для каждого использования, и необходимо регулярное их сравнение с принятыми стандартами. Это может быть сделано с помощью транспортируемых стандартов, например доставки атомных часов в различные места для сравнения, или с помощью передачи сигналов точного времени по радио. Радиовещательные станции обычно связаны с эталоном времени, например с атомными часами службы времени.

СВЧ, НЧ и ВЧ передающие станции работают во всем мире. Некоторые из них представлены в табл. 2.2. Точность, указанная в таблице, относится к радиосигналам. Другие ошибки вносятся при распространении радиоволн. Распространение волн высокой частоты происходит путем отражений от ионосферы и от поверхности Земли. Вариации характеристик ионосферы и высоты отражающего слоя приводят к непрерывным изменениям времени распространения сигнала. Поэтому для точного определения времени необходимо записывать данные о времени в течение многих дней и затем усреднять их. Обычно точность передаваемого сигнала составляет $0{,}2 \cdot 10^{-10}$, а принятого сигнала — менее 10^{-8}.

Низкочастотные сигналы ниже 75 кГц более стабильны. Они следуют кривизне Земли в пространстве между Землей и ионосферой и гораздо меньше подвержены влиянию вариаций ионосферы. Однако из-за меньшей ширины полосы на низких частотах удается передать значительно меньший объем информации. Необходимо также иметь импульсы с крутым передним фронтом, чтобы обеспечить точную временную синхронизацию, а при низких частотах время нарастания импульса ограничивается постоянными времени антенны и приемных устройств.

2.4. Эталоны электрических величин

2.4.1. Эталоны тока. Первые эталоны ампера основывались на электрическом осаждении серебра из раствора нитрата серебра. Международный ампер определялся как ток, который вызывает осаждение серебра со скоростью 1,118 мг/с из стандартного раствора нитрата серебра.

11-я Генеральная конференция по мерам и весам в 1960 г. определила единицу ампера в системе СИ как постоянный ток, который, протекая в двух параллельных проводниках бесконечной длины и незначительного поперечного сечения, располо-

женных на расстоянии 1 м друг от друга в вакууме, обеспечит силу взаимодействия между ними $2 \cdot 10^{-7}$ Н на участке длиной 1 м. Эта единица называется также абсолютным ампером. Ее абсолютное измерение возможно с помощью токовых весов, измеряющих силу взаимодействия между двумя токонесущими катушками. В основном, однако, эталоны ампера строятся на основе эталонов напряжения и сопротивления с применением закона Ома. Ток пропускается через токовые клеммы точного стандартного четырехполюсника сопротивления, и падение напряжения между соответствующими клеммами измеряется точным потенциометром, который питается от стандартного источника напряжения.

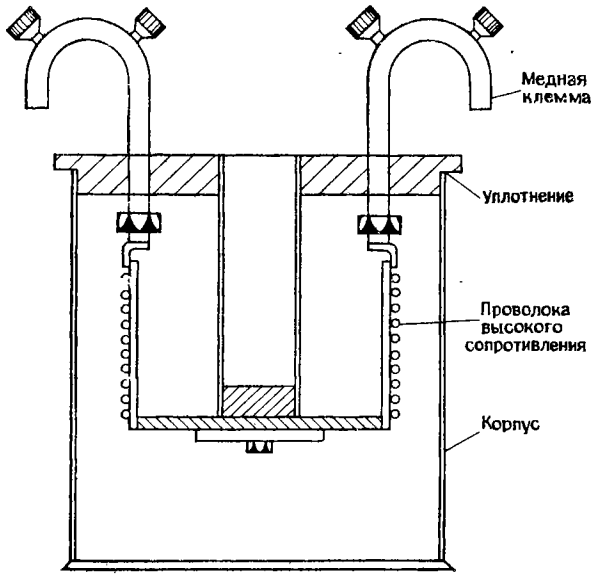


Рис. 2.8. Эталонное сопротивление.

2.4.2. Эталоны сопротивления. Абсолютное значение ома в системе СИ определяется в фундаментальных единицах длины и массы. Абсолютное измерение ома производится на группе эталонов сопротивления, которая находится в Международном бюро мер и весов в Севре. Эталоны этой группы периодически сравниваются друг с другом и с подобными группами эталонов, хранящимися в метрологических службах других стран.

На рис. 2.8 показана схема типичного эталонного сопротивления. Проволочное сопротивление обычно выполняется из

сплава типа манганина (Ni — 4%, Cu — 84%, Mn — 12%), который имеет удельное сопротивление 48 мкОм·см, низкий температурный коэффициент сопротивления $\pm 15 \cdot 10^{-6}$/°C и тепловую эдс с медью ниже 3 мкВ/°C. Для высоких значений сопротивлений иногда используется сплав *Evanohm* (Ni — 74,5%, Cr — 20% и остальное Al, Fe или Cu). Он имеет удельное сопротивление 133 мкОм·см, температурный коэффициент сопротивления $\pm 20 \cdot 10^{-6}$/°C, тепловую эдс с медью порядка 2 мкВ/°C.

Катушка сопротивления наматывается так, чтобы уменьшить механические напряжения, и может быть погружена в масло для температурной стабилизации. Она помещается в запаянный, защищенный от влаги контейнер. Калибровочные данные об эталонных сопротивлениях, публикуемые национальными лабораториями эталонов, включают значения тепловых коэффициентов α и β. Обычно эти значения не превышают 10^{-5} и $-5 \cdot 10^{-7}$ соответственно, так что изменение сопротивления составляет менее $5 \cdot 10^{-5}$ при изменении температуры на 10 °C. Если требуется, температурная поправка может быть получена по формуле

$$R_t = R_{25} + \alpha(t - 25) + \beta(t - 25)^2, \qquad (2.4)$$

где R_{25} — номинальное значение сопротивления, которое обычно приводится при 25 °C, и R_t — сопротивление при t °C.

При использовании переменного тока высокой частоты эталонные сопротивления дают погрешности, обусловленные скин-эффектом. Они сводятся к минимуму ограничением диаметра проволоки для любых употребляемых частот. Погрешности из-за паразитных индуктивности и емкости уменьшаются таким расположением обмоток, чтобы токи в соседних витках протекали в противоположных направлениях и чтобы соседние витки были разнесены и имели минимальную разность потенциалов. Метод намотки резисторов Эртона — Перри (биспиральная намотка) позволяет достигать этого. Схема такой намотки показана на рис. 2.9 и применяется для сопротивлений ниже 100 Ом.

Погрешности возникают также в низкоомных резисторах из-за контактных сопротивлений в клеммах. Они уменьшаются при использовании четырехполюсных конструкций, в которых ток протекает между двумя внешними клеммами, а напряжение измеряется для получения значений сопротивления между двумя внутренними клеммами. Для точных измерений отбор тока от внутренних клемм должен быть минимальным. (См. разд. 13.3 и рис. 13.5.)

2.4.3. Эталоны емкости. Единица емкости в системе СИ — фарада. Она определяется как емкость конденсатора, разность

потенциалов между обкладками которого равна 1 В, когда они заряжены количеством электричества, равным 1 Кл. Кулон — это количество заряда, переносимого в 1 с током в 1 А.

Эталонные емкости конструируются с многослойными обкладками, помещенными в газообразный диэлектрик. Обкладки изготовляются из материала с низким температурным коэффициентом расширения, такого, как инвар, они отжигаются и монтируются с соблюдением мер против деформации. Обкладки помещаются в герметичный объем, заполненный сухим воздухом или азотом, которые обладают диэлектрическими свойствами. Площади обкладок и расстояния между ними точно устанавливаются, так что значение емкости может быть рассчитано. Этот метод позволяет изготавливать емкости до 1000 пФ с относительной точностью $2 \cdot 10^{-8}$ и дрейфом $2 \cdot 10^{-5}$ в год.

Для уменьшения паразитных емкостей между каждым выходом и окружающими объектами используется трехполюсная схема. Такая схема показана на рис. 2.10, где C_3 — требуемая емкость, C_1 и C_2 — выходные емкости, L_1 и L_2 — остаточные индуктивности.

Рабочие эталоны изготовляются с различными значениями емкости. При малых значениях используется воздушный диэлектрик, а в больших емкостях — твердый диэлектрик. Хорошими вторичными эталонами являются серебряно-слюдяные конденсаторы. Они имеют относительно большие емкости при малых размерах, стабильны, имеют низкий тангенс угла потерь, медленное старение и низкий температурный коэффициент.

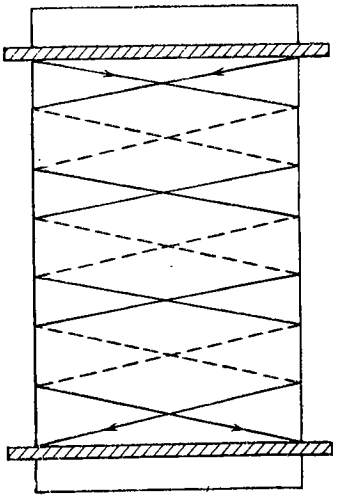


Рис. 2.9. Метод намотки резисторов Эртона — Перри, обеспечивающий снижение индуктивности и шунтирующей емкости.

2.4.4. Эталоны напряжения. Эталоны напряжения определяются в системе единиц СИ в вольтах. Вольт — это электрический потенциал между двумя точками провода, по которому протекает ток 1 А, при рассеиваемой мощности, равной 1 Вт. Ватт — это мощность, которая соответствует энергии в 1 Дж за 1 с, а джоуль — это работа, произведенная силой в 1 Н на расстоянии в 1 м.

2.4.4.1. Гальванический элемент Вестона. Используются три основных типа эталонов напряжения: гальванический элемент

Вестона, эталон на эффекте Джозефсона и стабилитрон Гальванический элемент Вестона — общепризнанный эталон, используемый в большинстве метрологических лабораторий. Существуют два типа элементов Вестона — насыщенные и ненасыщенные.

На рис. 2.11 показана схема гальванического элемента Вестона. Положительный электрод состоит из ртути, а отрицательный электрод — из кадмиево-ртутной амальгамы, содержащей 10% кадмия. Электрические соединения осуществляются спиралями из платиновой проволоки, впаянными в стеклянную колбу. Слой сульфата ртути на положительном ртутном электроде действует как деполяризатор. Электролит представляет собой раствор сульфата кадмия с избытком кристаллов сульфата кадмия, поддерживающих раствор в насыщенном состоянии. Чтобы окислить раствор, обычно добавляют небольшое количество серной кислоты. Это уменьшает эдс элемента в соответствии с выражением

$$E_{(20)} = 1{,}018636 - 6{,}0 \cdot 10^{-4} N - 5{,}0 \cdot 10^{-5} N^2, \qquad (2.5)$$

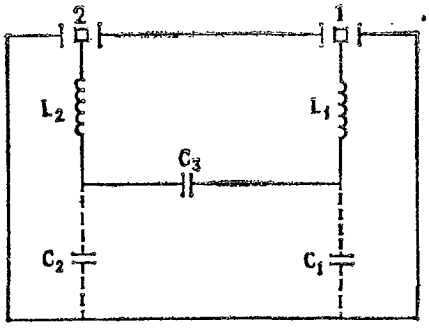


Рис. 2.10. Эквивалентная схема эталонной емкости.

где $E_{(20)}$ — эдс нормального элемента при 20 °С, N — нормальность окисленного раствора. Обычно N составляет от 0,04 до 0,08.

Насыщенный элемент Вестона имеет напряжение, которое воспроизводит значение, даваемое формулой (2.5), с точностью до нескольких микровольт. Он характеризуется относительно большим температурным коэффициентом порядка — 39,4 мкВ/°С при 20 °С, поэтому обычно работает в воздушном или масляном термостате, который поддерживает заданную температуру с точностью до 0,001 °С. Значение напряжения элемента при любой температуре t может быть связано со значением при 20 °С соотношением

$$E_t = E_{(20)} - 4{,}6 \cdot 10^{-5} (t - 20) - $$
$$- 9{,}5 \cdot 10^{-7} (t - 20)^2 + 1{,}0 \cdot 10^{-8} (t - 20)^3. \qquad (2.6)$$

Дрейф напряжения насыщенного элемента Вестона составляет менее 1 мкВ/год.

Ненасыщенный элемент Вестона в конструктивном отношении подобен насыщенному элементу, представленному на рис. 2.11, за исключением того, что концентрация электролита, ис-

пользуемого в этом случае, насыщается при 4 °С. Следовательно, при нормальной комнатной температуре элемент остается ненасыщенным. Ненасыщенный элемент имеет более низкую точность, чем насыщенный (около 0,005%), но и более низкий температурный коэффициент (ниже —10 мкВ/°С). Он отличается конструктивной простотой, прочностью и служит идеальным переносным вторичным или рабочим эталоном в промышленных лабораториях. Диапазон напряжений ненасыщенных элементов изменяется от 1,0180 до 1,0194 В, точное значение напряжения при определенной температуре указывается на элементе при калибровке. Изменение напряжения элемента составляет 0,01% за год.

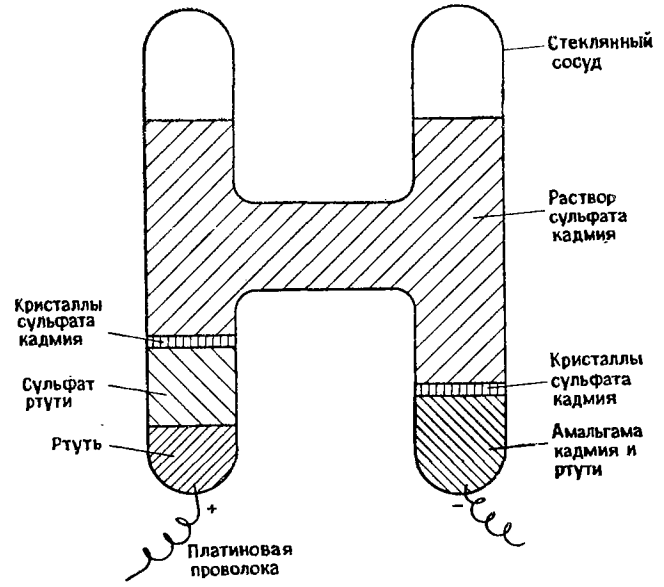


Рис. 2.11. Схема насыщенного кадмиевого элемента Вестона.

Внутреннее сопротивление элемента Вестона находится в пределах 500—800 Ом. Следовательно, при измерениях возможны ошибки, если от элемента отбирается слишком большой ток; элемент может быть разрушен чрезмерным током или значительными изменениями рабочей температуры. Ток, отбираемый от элемента, не должен превышать 100 мкА, а колебания температуры должны находиться в пределах 4—40 °С.

2.4.4.2. Эталон на эффекте Джозефсона. Между двумя кусками сверхпроводящего материала, которые разделены тонким

слоем диэлектрика, протекает ток. Это явление называется эффектом Джозефсона и было предсказано английским физиком Брайаном Джозефсоном в 1962 г.

Эталоны напряжения, основанные на эффекте Джозефсона, относительно новы и только начинают использоваться в некоторых метрологических лабораториях. Они состоят из тонких свинцовых пленок, разделенных изолирующим барьером из окиси свинца, нанесенных на стеклянную подложку. Этот образец помещается в высокоизолированный гелиевый дьюар. Туннельный переход возбуждается микроволновым источником излучения с частотой приблизительно 9 ГГц, на него подается также смещение от источника тока. При этих условиях джозефсоновский переход вырабатывает напряжение, определяемое формулой

$$E = Nhf/2e, \qquad (2.7)$$

где h — постоянная Планка, f — частота микроволнового излучения, e — заряд электрона и N — целое число. Значение N может изменяться в зависимости от тока смещения, что приводит к дискретному, ступенчатому изменению выходного напряжения.

Эталоны напряжения на эффекте Джозефсона имеют точность $0{,}05 \cdot 10^{-6}$ и используются для калибровки других источников эталонного напряжения с помощью потенциометрических мостов.

2.4.4.3. Эталоны напряжения на стабилитронах. Стабилитрон представляет собой кремниевый диод с обратно смещенным *pn*-переходом, который характеризуется строго определенным напряжением обратного пробоя. Для эталонов напряжения применяются диоды, имеющие также низкий динамический импеданс и низкий температурный коэффициент сопротивления. В стабилитронах используются как сплавные, так и диффузионные переходы: сплавные — в диапазоне 2,4—12 В, а диффузионные — от 6,8 до 200 В. Диоды с диффузионными переходами имеют более низкий динамический импеданс в области рабочей точки.

Стабилитроны применяются как лабораторные рабочие переносные эталоны. Стабилитрон обычно сочетается с одним или несколькими диодами с прямым смещением, так что отрицательный температурный коэффициент диода компенсирует положительный коэффициент стабилитрона. Все это устройство помещается в термостат, температура в котором поддерживается с точностью $\pm 0{,}01$ °С. Обычно переносные эталоны дают несколько значений выходного напряжения, имеющих стабильность около $1 \cdot 10^{-6}$ за месяц. Они портативны, но нуждаются в разогреве в течение 0,5 ч в случае отключения от источника питания.

2.5. Эталоны магнитных величин

2.5.1. Эталоны индуктивности. Единица индуктивности в системе СИ — генри, определяемая как индуктивность замкнутой цепи, в которой возникает эдс самоиндукции 1 В при равномерном изменении тока в цепи на 1 А за 1 с.

Первичные эталоны индуктивности состоят из однослойных катушек, намотанных на прочном каркасе из кварцевого стекла. Однородность намотки обеспечивается использованием нарезанных пазов. Соленоиды делаются физически большими, так как значение их индуктивности определяется их размерами.

Рабочие эталоны индуктивности состоят из многовитковых катушек, намотанных на керамические или бакелитовые каркасы или на тороидальные сердечники. Применяются эталоны со значениями индуктивности от 10 мкГн до 10 Гн и стабильностью 10^{-4} за год. Эталоны индуктивности чувствительны к частоте из-за паразитных емкостей между витками. Они поэтому обычно калибруются для ряда фиксированных частот от 100 Гц до 1 кГц.

2.5.2. Эталоны магнитного потока. Единица магнитного потока в системе СИ — вебер, он определяется как поток, который, будучи сцепленным с одновитковым контуром, вырабатывает в нем эдс 1 В, убывая до нуля за 1 с с постоянной скоростью.

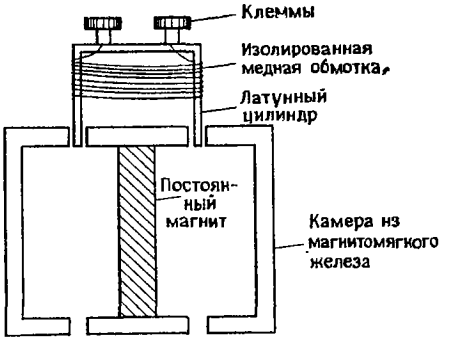


Рис. 2.12. Рабочий эталон потока Хибберта.

Первичный эталон потока может быть получен путем пропускания затухающего тока через эталон индуктивности. Баллистический гальванометр используется для измерения эффекта обращения тока в эталоне взаимной индуктивности. На рис. 2.12 показан рабочий эталон потока, называемый эталоном Хибберта, который не имеет внешних источников тока. Постоянный магнит помещается в корпусе из магнитомягкого железа с узким кольцевым вырезом в верхней части. Латунный цилиндр может свободно двигаться в вырезе. Если цилиндр отпустить, он движется вниз по направлению к магниту. Скорость изменения потока, пересекающего катушку, постоянна, так как цилиндр движется под действием силы тяжести. Следовательно, ток, индуцированный в катушке, пропорционален потоку в воздушном зазоре.

Таблица 2.3

Реперные точки практической шкалы температур

Реперные точки	Шкала	
	Кельвина	Цельсия
Тройная точка водорода	13,81	—259,34
Точка кипения равновесного водорода	20,28	—252,87
Точка кипения неона	27,102	—246,048
Тройная точка кислорода	54,361	—218,789
Точка кипения кислорода	90,188	—182,962
Тройная точка воды	273,16	0,01
Точка кипения воды	373,15	100,0
Точка затвердевания цинка	692,73	419,58
Точка затвердевания серебра	1235,08	961,93
Точка затвердевания золота	1337,58	1064,43

2.6. Эталоны тепловых величин

В системе СИ единицей термодинамической температуры является кельвин. Он определяется как 1/273,16 часть термодинамической температуры тройной точки воды. Тройная точка воды — это температура, при которой существует равновесие между твердой, жидкой и газообразной фазами.

Из-за трудностей температурных измерений по термодинамической шкале 7-я Генеральная конференция по мерам и весам в 1927 г. определила другую температурную шкалу, названную практической шкалой, которая базируется на шкале Цельсия. Эта шкала имеет две фундаментальные постоянные точки: точку кипения воды при нормальном атмосферном давлении, равную 100 °С, и тройную точку воды при нормальном атмосферном давлении, равную 0,01 °С. Несколько других основных реперных температурных точек, которые также были установлены, указаны в табл. 2.3. Переход от шкалы Кельвина к шкале Цельсия определяется формулой

$$\text{Температура в градусах Цельсия} = \text{Температура в кельвинах} - 273{,}15. \qquad (2.8)$$

Значения указанных температурных точек точно определены и воспроизводимы и могут использоваться при измерениях как эталонные температуры. Первичный эталон температуры — платиновый термометр сопротивления. Он изготавливается из свободной от напряжений платиновой проволоки. Значения температуры между его основными реперными температурными точками можно точно рассчитать при известном сопротивлении

платиновой проволоки с помощью интерполяционных формул. Платиновый термометр сопротивления обсуждается более подробно в гл. 4.

2.7. Световые эталоны

В системе СИ единица силы света — кандела. Она определяется как сила света перпендикулярно поверхности абсолютно черного тела площадью 1/600000 м^2 при температуре затвердевания платины (приблизительно 1773 °С) и давлении 101 325 Н/м^2 (нормальное атмосферное давление). Абсолютно черное тело представляет собой теоретически идеальный поглотитель и излучатель света.

Первичный эталон силы света — полный излучатель (абсолютно черное тело, или излучатель Планка), в котором поддерживается указанная выше температура. Вторичные эталоны силы света, которые требуют частой сверки с первичным эталоном, представляют собой специальные лампы с вольфрамовыми нитями. Мощность лампы подбирается так, чтобы обеспечить рабочую температуру, при которой спектральное распределение мощности излучения лампы соответствует первичному эталону.

Глава 3

ПОГРЕШНОСТИ ИЗМЕРЕНИЙ

3.1. Введение

Все измерения подвержены ошибкам по различным причинам, например из-за неточностей, характерных для данного прибора, ошибок экспериментатора или использования приборов не по назначению. Многие возникающие ошибки связаны с конкретными типами используемых измерительных приборов, речь о них пойдет в следующих главах. В данной главе рассмотрены погрешности измерений, которые присущи всем приборам, а также пути их выявления и уменьшения.

3.2. Статистика погрешностей

Статистический анализ часто используется при измерениях. В этом разделе мы введем четыре понятия, которые наиболее часто применяются: среднее значение, дисперсия, распределения вероятности ошибок и статистическая выборка.

3.2.1. Среднее значение. Наиболее часто используется такой метод усреднения, как нахождение среднего арифметического. Если с прибора получено n показаний и их значения есть x_1, x_2, x_3, ..., x_n, то среднее арифметическое равно

$$\bar{x} = \frac{x_1+x_2+x_3+\ldots+x_n}{n}, \tag{3.1}$$

или

$$\bar{x} = (1/n)\sum_{r=1}^{n} x_r. \tag{3.2}$$

Хотя среднее арифметическое легко рассчитать, в него чрезмерный вклад вносят экстремальные значения, а они могут быть ошибочными. Другой метод усреднения — определение среднего геометрического — не подвержен столь сильному влиянию экстремальных значений. Этот метод часто используется, чтобы усреднить величины, образующие геометрическую прогрессию или изменяющиеся по экспоненциальному закону. Среднее геометрическое определяется выражением

$$x_g = (x_1x_2x_3\times\ldots\times x_n)^{1/n}. \tag{3.3}$$

Гармоническое среднее используется при рассмотрении скорости изменения величины, например при анализе скоростей движения или цен. Оно определяется формулой

$$x_h = n \Big/ \sum_{r=1}^{n} (1/x_r). \tag{3.4}$$

Как правило, когда имеют дело с величиной типа P/Q, то при одинаковых P используется гармоническое среднее, а при одинаковых Q — арифметическое среднее. Например, предположим, что самолет преодолевает три равных расстояния со скоростями 5, 10 и 15 м/с. Тогда средняя скорость определяется как гармоническое среднее: $3/(1/5+1/10+1/15)=8{,}18$ м/с. Если же самолет в течение трех равных отрезков времени летит со скоростями 5, 10 и 15 м/с, то среднюю скорость следует находить как среднее арифметическое: $(5+10+15)/3=10$ м/с.

3.2.2. Отклонение от среднего значения. Среднее значение представляет собой результат усреднения ряда чисел. Оно не дает информации о разбросе этих чисел. Для примера возьмем девять разных показаний вольтметра, полученных при фиксированном напряжении: 96, 98, 98, 100, 100, 100, 102, 102 и 104 В. Среднее напряжение, следовательно, равно 100 В. Если показания изменятся и станут 80, 90, 90, 100, 100, 100, 110, 110 и 120 В, то среднее значение будет по-прежнему 100 В, хотя теперь показания имеют больший разброс. Три метода наиболее часто используются для оценки отклонений от среднего значения: определения интервала, среднего отклонения и стандартного отклонения.

Среднее отклонение находят путем усреднения разностей между каждым членом последовательности и средним арифметическим значением, пренебрегая отрицательными знаками. Следовательно, для последовательности чисел $x_1, x_2, x_3, \ldots, x_n$, среднее арифметическое которых равно $\bar{x}$, среднее отклонение составит

$$M = (1/n) \sum_{r=1}^{n} |x_r - \bar{x}|. \tag{3.5}$$

В первом столбце табл. 3.1 представлены девять показаний вольтметра, упомянутых выше. Среднее значение равно $900/9 = 100$ В. Отклонения от этого среднего приведены во втором столбце, в котором отрицательные значения соответствуют показаниям вольтметра, меньшим среднего значения 100 В. Заметим, что сумма отклонений от среднего значения всегда равна нулю. Если знаком отклонения пренебречь, тогда среднее отклонение равно $16/9 = 1{,}78$ В.

Таблица 3.1

Пример отклонений от среднего значения и дисперсии

Показания вольтметра, В	$x_r - \bar{x}$ (=d)	d^2
96	—4	16
98	—2	4
98	—2	4
100	0	0
100	0	0
100	0	0
102	+2	4
102	+2	4
104	+4	16
900	0	48

В табл. 3.2 приведен другой набор показаний вольтметра, которые также имеют среднее значение 100 В, но их среднее отклонение равно 80/9=8,89 В. Сравнение средних отклонений двух серий измерений показывает, что в первом случае отдельные показания располагаются более кучно вокруг среднего значения и, следовательно, являются более представительными. Причины этого объясняются в следующем разделе.

Доверительный интервал также используется для оценки разброса показаний. Это разность между наибольшим и наименьшим значениями. Следовательно, для данных табл. 3.1 интервал составляет 104—96=8 В, а для данных табл. 3.2 он равен 120—80=40 В. Ни среднее отклонение, ни доверительный интервал не удобны в статистических расчетах. Наиболее часто используется для оценки дисперсии стандартное отклонение.

Стандартное отклонение для последовательности x_1, x_2, x_3, ..., x_n, имеющей среднее значение $\bar{x}$, определяется выражением

$$\sigma = \left[(1/n) \sum_{r=1}^{n} (x_r - \bar{x})^2 \right]^{1/2} \qquad (3.6)$$

Так как отклонение от среднего значения возводится в квадрат перед суммированием, знаки также учитываются, так что расчет математически корректен. Для примера, представленного в табл. 3.1, стандартное отклонение равно $(48/9)^{1/2}=2{,}31$ В, а для данных табл. 3.2 — $(1200/9)^{1/2}=11{,}55$ В.

3.2.3. Распределение вероятности ошибок. Если событие A, например ошибка, встречается n раз из общего количества m событий, то вероятность ошибки определяется как

$$p(A) = n/m. \qquad (3.7)$$

Таблица 3.2

Еще один пример отклонений от среднего значения и дисперсии

Показание вольтметра, В	$x_r - \bar{x} (= d)$	d^2
80	—20	400
90	—10	100
90	—10	100
100	0	0
100	0	0
100	0	0
110	10	100
110	10	100
120	20	400
900	0	1200

Вероятность изменяется от 0 до 1. Если $p(A)$ — вероятность события, то разность $1 - p(A)$, которая записывается как $p(\bar{A})$, есть вероятность того, что событие не произойдет.

Известны несколько математических распределений, которые используются для оценки распределения вероятностей. Здесь мы рассмотрим следующие: биномиальное, Пуассона, нормальное, экспоненциальное и Вейбулла.

При биномиальном распределении вероятность события, имеющего место m раз при n последовательных испытаниях, имеет вид

$$p(m) = {}^{n}C_{m} p^{m} q^{n-m}, \tag{3.8}$$

где p — вероятность события, q — вероятность того, что событие не произойдет. Математическое ожидание распределения M_b и стандартное отклонение S_b равны

$$M_b = np, \tag{3.9}$$

$$S_b = (npq)^{1/2}. \tag{3.10}$$

Распределение Пуассона используется в случаях, когда p и q не могут быть определены одновременно. Например, каждый может определить число голов, которые забиты в течение футбольного матча, но не число голов, которые не забиты. В распределении Пуассона вероятность события, имеющего место m раз при n последовательных испытаниях, имеет вид

$$p(m) = (np)^{m} \exp[-np]/m!. \tag{3.11}$$

Математическое ожидание M_p и стандартное отклонение S_p при распределении Пуассона равны

$$M_p = np, \tag{3.12}$$

$$S_p = (np)^{1/2}. \tag{3.13}$$

Кривая нормального (гауссовского) распределения имеет колоколообразную форму (рис. 3.1), где x — случайные величины, y — плотность вероятности. Если линия AB представляет математическое ожидание $\bar{x}$, то можно записать уравнение нормального распределения в виде

$$y = (2\pi)^{-1/2} \exp[-\omega^2/2], \tag{3.14}$$

где

$$\omega = (x - \bar{x})/\sigma. \tag{3.15}$$

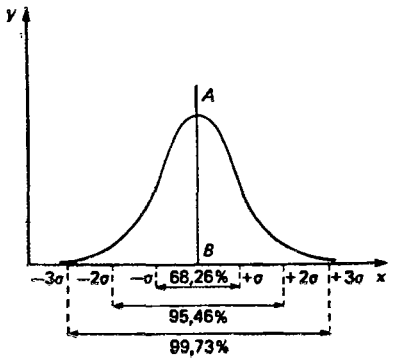


Рис. 3.1. Нормальное распределение.

Общая площадь под кривой равна единице, а площадь между любыми двумя значениями ω есть вероятность того, что событие из данного распределения заключено между этими значениями. Нормальная кривая простирается от $-\infty$ до $+\infty$, но 68,26% ее значений заключено между $\pm\sigma$, 95,46% — между $\pm 2\sigma$, 99,73% — между $\pm 3\sigma$ и 99,9994% — между $\pm 4\sigma$.

В табл. 3.3 приведены значения площадей под нормальной кривой для различных ω. Так как кривая симметрична, площадь для интервала от $+\omega$ до $+\infty$ равна площади для интервала от $-\omega$ до $-\infty$. Приведем пример использования табл. 3.3. Предположим, что 5000 приборов установили на испытания на влажность. Ожидаемое среднее время работы прибора 1000 ч при стандартном отклонении 100 ч. Требуется определить количество приборов, которые выйдут из строя в течение первых 800 ч.

Согласно (3.15), $\omega = (800-1000)/100 = -2$. Пренебрегая отрицательным знаком, по табл. 3.3 находим вероятность того, что прибор будет исправен: 0,977, а вероятность отказа прибора равна $1-0{,}977=0{,}023$. Следовательно, можно ожидать, что $5000 \times 0{,}023$, или 115, приборов через 800 ч откажут.

Экспоненциальное распределение вероятностей показано на рис. 3.2 и описывается уравнением

$$y = (1/x) \exp[-x/\bar{x}]. \tag{3.16}$$

Таблица 3.3

Площадь под нормальной кривой от $-\infty$ до ω

ω	0,00	0,02	0,04	0,06	0,08
0,0	0,500	0,508	0,516	0,524	0,532
0,1	0,540	0,548	0,556	0,564	0,571
0,2	0,579	0,587	0,595	0,603	0,610
0,3	0,618	0,626	0,633	0,640	0,648
0,4	0,655	0,663	0,670	0,677	0,684
0,5	0,692	0,700	0,705	0,712	0,719
0,6	0,726	0,732	0,739	0,745	0,752
0,7	0,758	0,764	0,770	0,776	0,782
0,8	0,788	0,794	0,800	0,805	0,811
0,9	0,816	0,821	0,826	0,832	0,837
1,0	0,841	0,846	0,851	0,855	0,860
1,1	0,864	0,869	0,873	0,877	0,881
1,2	0,885	0,889	0,893	0,896	0,900
1,3	0,903	0,907	0,910	0,913	0,916
1,4	0,919	0,922	0,925	0,928	0,931
1,5	0,933	0,936	0,938	0,941	0,943
1,6	0,945	0,947	0,950	0,952	0,954
1,7	0,955	0,957	0,959	0,961	0,963
1,8	0,964	0,966	0,967	0,969	0,970
1,9	0,971	0,973	0,974	0,975	0,976
2,0	0,977	0,978	0,979	0,980	0,981
2,2	0,986	0,987	0,988	0,988	0,989
2,4	0,992	0,992	0,993	0,993	0,993
2,6	0,995	0,996	0,996	0,996	0,996
2,8	0,997	0,998	0,998	0,998	0,998
3,0	0,999	0,999	0,999	0,999	0,999

Таблица 3.4

Площадь под экспоненциальной кривой от K до $+\infty$

K	0,00	0,02	0,04	0,06	0,08
0,0	1,000	0,980	0,961	0,942	0,923
0,1	0,905	0,886	0,869	0,852	0,835
0,2	0,819	0,803	0,787	0,771	0,776
0,3	0,741	0,726	0,712	0,698	0,684
0,4	0,670	0,657	0,644	0,631	0,619
0,5	0,607	0,595	0,583	0,571	0,560
0,6	0,549	0,538	0,527	0,517	0,507
0,7	0,497	0,487	0,477	0,468	0,458
0,8	0,449	0,440	0,432	0,423	0,415
0,9	0,407	0,399	0,391	0,383	0,375

где $\bar{x}$ — математическое ожидание распределения. В табл. 3.4 приведена площадь под экспоненциальной кривой для разных значений отношения $K=x/\bar{x}$, эта площадь заштрихована на рис. 3.2.

Для примера предположим, что время между отказами прибора изменяется экспоненциально. Если ожидаемое среднее время между отказами составляет 1000 ч, то какова вероятность того, что прибор будет работать в течение 700 ч или более без отказов? Рассчитывая $K=700/1000=0{,}7$, находим по табл. 3.4 значение площади, соответствующее $K=0{,}7$. Получаем вероятность того, что прибор будет работать более 700 ч, равную 0,497.

Распределение Вейбулла имеет вид

$$y=\alpha\beta(x-\gamma)^{\beta-1}\exp[-\alpha(x-\gamma)^{\beta}], \qquad (3.17)$$

где α — масштабный коэффициент, β — коэффициент формы, γ — коэффициент нагрузки.

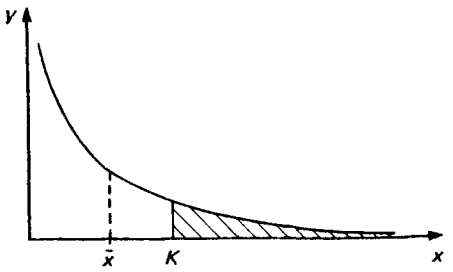


Рис. 3.2. Экспоненциальное распределение.

Форма кривой распределения Вейбулла изменяется в зависимости от значений этих коэффициентов. β — наиболее значимый коэффициент, что видно на рис. 3.3; кривая распределения Вейбулла изменяется от экспоненциальной при $\beta=1{,}0$ до нормальной при $\beta=3{,}5$. Аналитические расчеты с помощью распределения Вейбулла громоздки, и оценки обычно делаются с помощью диаграмм распределения вероятности Вейбулла.

3.2.4. Выборка. Метод выборки часто используется для контроля измерительных систем. Небольшое число приборов из большой партии испытывают, чтобы получить информацию о всей партии. Например, из партии в 1000 резисторов можно проверить 10, и если все они удовлетворяют требованиям, то можно предположить, что и вся партия приемлема. Ошибки в выборке обычно оцениваются в предположении, что они распределены по нормальному закону. Предположим, что партия имеет n_b элементов со средним значением некоторого параметра $\bar{x}_b$. Если

выборка из этой партии составляет n_s элементов и параметр имеет среднее значение $\bar{x}_s$ и стандартное отклонение σ_s, то

$$\bar{x}_b = \bar{x}_s \pm \gamma \sigma_s / n_s^{1/2}. \quad (3.18)$$

Значение γ находится по нормальной кривой в зависимости от доверительного уровня, необходимого при определении $\bar{x}_b$. Для $\gamma = 1$ он составляет 68,26%, для $\gamma = 2$—95,46% и для $\gamma = 3$—99,73%.

Например, предположим, что 100 резисторов, отобранных случайным образом из много большей партии, измерены и имеют среднее сопротивление 20 кОм и стандартное отклонение 100 Ом. Можно сказать, что для доверительного уровня 99,73% среднее значение сопротивления всей партии лежит между $20 \pm (3 \times 0{,}01)$, т. е. между 20,03 и 19,97 кОм.

При отборе проб результаты часто получаются с отклонением от ожидаемых. Поэтому проверяют значимость отклонений, чтобы определить, соответствует ли отклонение действительности или оно возникло из-за ошибок при выборке. Для таких проверок можно использовать хи-квадратичное распределение. Если O есть результат измерения, а E — ожидаемый результат, то

$$\chi^2 = \Sigma (O - E)^2 / E. \quad (3.19)$$

Хи-квадратичное распределение приводится в виде таблиц (табл. 3.5). Число степеней свободы в этой таблице есть число независимых случайных величин. Если данные представлены в виде таблицы, имеющей V столбцов и H строк, то число степеней свободы равно $(V-1)(H-1)$.

Для примера предположим, что в табл. 3.6 приведены числа приборов, отказавших в течение 24-часовой проверки. Означает ли это, что большинство отказов имеет место поздней ночью и ранним утром, когда нагрузка на основной источник питания завода минимальна? Ожидаемое число отказов, если нет зависимости от времени суток, имеет математическое ожидание, равное 5. Следовательно, из (3.19) имеем

$$\chi^2 = \frac{(9-5)^2}{5} + \frac{(3-5)^2}{5} + \frac{(2-5)^2}{5} + \frac{(6-5)^2}{5} = 6.$$

Имеются три степени свободы, следовательно, согласно табл. 3.5, вероятность получения результата, приведенного в табл. 3.6, будет больше чем 10%. Таким образом, можно сделать вывод, что увеличение числа отказов в периоды 0—6 ч и 18—24 ч не является значимым. Если, однако, число отказов за каждый период было бы в три раза больше, т. е. 27, 9, 6, 18 соответственно, то расчет дает $\chi^2 = 20{,}67$ и из табл. 3.5 следует, что распределение отказов значимо, так как вероятность случайного возникновения такого распределения отказов меньше 0,5%.

Таблица 3.5

Хи-квадратичное распределение

Число степеней свободы	Вероятность				
	0,100	0,050	0,025	0,010	0,005
1	2,71	3,84	5,02	6,63	7,88
2	4,61	5,99	7,38	9,21	10,60
3	6,25	7,81	9,35	11,34	12,84
4	7,78	9,49	11,14	13,28	14,86
5	9,24	11,07	12,83	15,09	16,75
6	10,64	12,59	14,45	16,81	18,55
7	12,02	14,07	16,01	18,48	20,28
8	13,36	15,51	17,53	20,09	21,96
9	14,68	16,92	19,02	21,67	23,59
10	15,99	18,31	20,48	23,21	25,19
12	18,55	21,03	23,34	26,22	28,30
14	21,06	23,68	26,12	29,14	31,32
16	23,54	26,30	28,85	32,00	34,27
18	25,99	28,87	31,53	34,81	37,16
20	28,41	31,41	34,17	37,57	40,00
30	40,26	43,77	46,98	50,89	53,67
40	51,81	55,76	59,34	63,69	66,77

Таблица 3.6

Распределение отказов приборов по времени суток

Время (в течение 24 часов)	Число отказов
0—6	9
6—12	3
12—18	2
18—24	6

3.3. Факторы, влияющие на погрешности измерений

Погрешности возникают в измерительных системах по разным причинам: это могут быть ошибки экспериментатора или ошибки из-за применения прибора не по назначению. В следующем разделе описаны разные типы погрешностей. В данном разделе вводится несколько понятий, которые определяют факторы, влияющие на погрешности измерений.

Точность и прецизионность. Точность показывает, как близко измеренное значение к истинному значению измеряемого параметра. Для электрических измерений точность обычно определяется в процентах от полной шкалы прибора. Например, при-

бору, имеющему полную шкалу 10 В, приписывается точность ±1%. Это значит, что при любом отсчете стрелка прибора может отклоняться от истинного значения не более чем на ±0,1 В. Если прибор показывает 9 В, то истинное значение может быть от 9,1 до 8,9, т. е. ошибка 0,2/9, или 2,2%. Если прибор показывает 2 В, то ошибка будет возрастать до 0,2/2, или 10%. Следовательно, для большей точности следует выбирать подходящий диапазон шкалы измерительного прибора.

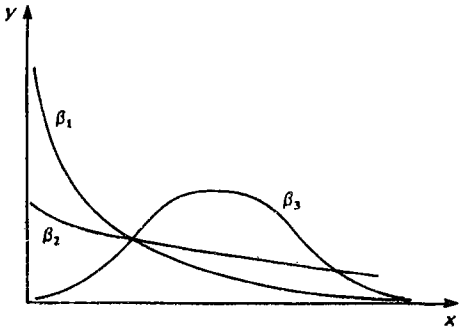


Рис. 3.3. Распределенне Вейбулла.

Прецизионность показывает, как точно или отчетливо можно произвести отсчет. Она определяется тем, насколько близки друг к другу результаты двух идентичных измерений. Например, предположим, что резистор имеет сопротивление 32 981 Ом, которое измеряется двумя разными приборами. Первый имеет шкалу, проградуированную в килоомах, так что ближайший к истинному отсчет на этом приборе составляет 33 кОм, или 33 000 Ом. Прибор достаточно точный, но не прецизионный. Второй прибор имеет цифровой выход, который дает значение сопротивления с округлением до одного ома. На этом приборе измерение того же резистора дает 38 122 Ом. Ясно, что этот прибор хотя и высоко прецизионный, но имеет низкую точность.

Разрешение. Разрешение прибора — это наименьшее изменение измеряемого значения, на которое прибор будет реагировать. Для прибора с движущейся стрелкой разрешение зависит от отклонения на единичный входной сигнал. Разрешение может быть увеличено при использовании квадратичной шкалы вместо линейной и путем усиления сигнала. В конечном счете, однако, разрешение лимитируется уровнем сигнала, который может быть различим на уровне шумового фона.

Диапазон и полоса пропускания. Диапазон прибора определяется минимальным и максимальным значениями входного сигнала, для приема которого он предназначен. Диапазон выбирается таким, чтобы показание прибора было достаточно большим и соответствовало требованиям прецизионности. Например, прибор с линейной шкалой прецизионностью 1% на всю шкалу будет иметь прецизионность 4% на четверть шкалы.

Полоса пропускания прибора — это разность между минимальной и максимальной частотами, для которых он предназначен. Если сигнал находится за пределами полосы пропускания прибора, то будут возникать ошибки, так как прибор не сможет следовать изменениям измеряемого сигнала. Более широкая полоса пропускания обычно улучшает постоянную времени прибора, но при этом система сильнее подвержена шумовым помехам.

Чувствительность. Чувствительность прибора определяется как отношение выходного сигнала или показания прибора к входному сигналу или измеряемой величине. Приборы для измерения тока обычно используются так, чтобы измеряемому току соответствовало отклонение на полную шкалу. Прибор, имеющий диапазон 0—100 А, очевидно, менее чувствителен, чем прибор с диапазоном 0—1 А. Чувствительность вольтметра определяется в омах на вольт: чем выше чувствительность, тем выше это значение.

Шумы. Любой сигнал, который не несет полезной информации, может быть назван шумом и служит источником ошибок. Шумы могут быть механическими, электрическими, магнитными; они могут быть уменьшены путем защиты прибора от вибрации, электростатических и магнитных полей. Шумы могут также возникать в самом приборе; уменьшение их уровня обеспечивается тщательным конструированием.

Значащие цифры. Значащие цифры обычно указывают на прецизионность прибора. Например, отсчет 21 В менее точен, чем отсчет 21,102 В. Однако полное число цифр не обязательно указывает на прецизионность отсчета. Например, население может составлять 52 000, но это не означает, что указано точное значение. Это означает, что население ближе к 52 000, чем к 51 000 или 53 000. Более корректный способ записи в случаях, подобных этому, $52 \cdot 10^3$.

В математических расчетах точность результата определяется отсчетом с самой низкой точностью. Например, складывая сопротивления 21,2 и 34,1356 Ом, получим ответ 55,3 Ом, так как последние три цифры второго слагаемого излишне точны для нашего результата. То же относится и к умножению: ток

2,1 А и напряжение 4,2136 В дают мощность $2{,}1\times4{,}2136=8{,}8$ Вт, т. е. здесь оставлены две значащие цифры.

Способ записи величины с ошибками состоит в указании разброса ошибок со знаками плюс/минус. Сложение напряжений $V_1=31\pm5$ В и $V_2=29\pm3$ В дает $V_1+V_2=60\pm8$ В, при вычитании имеем: $V_1-V_2=2\pm8$ В. Очевидно, что нужно избегать измерений, требующих вычитания показаний, так как результат может оказаться очень неточным, как в нашем случае: ошибка составляет 8 В при значении 2 В!

3.4. Типы погрешностей

Погрешности всегда имеют место в любых измерениях, но важно выявить причины ошибок, чтобы свести их к минимуму. Погрешности измерений бывают обычно четырех типов: экспериментатора, систематические, случайные и ошибки применения.

Ошибки экспериментатора наиболее часто возникают из-за небрежности при отсчете или записи показаний прибора. Например, показания прибора снимаются не с той шкалы прибора или отсчет производится правильно, а записывается с ошибкой. Ошибки экспериментатора могут быть уменьшены снятием нескольких показаний, по возможности разными операторами.

Систематические погрешности — это погрешности измерительных приборов, вызываемые различными факторами. Прибор может иметь электрическую или механическую неисправность, например износ подшипников или нерегулярное натяжение пружины. Ошибки калибровки, вследствие чего прибор завышает или занижает показания во всем диапазоне, также попадают в этот класс погрешностей. Другой причиной систематических погрешностей является окружающая среда: влияние изменений температуры, влажности и давления, электрических или магнитных полей на характеристики прибора. Эти погрешности могут быть уменьшены при работе чувствительного прибора в кондиционированной атмосфере или защищенных от внешних воздействий условиях.

Предельные погрешности — это вид систематических погрешностей, определяемых границами точности компонентов, из которых состоит прибор. Например, декадный магазин сопротивлений, который собран из резисторов, имеющих точность 0,1%, не может иметь общую точность выше этого значения. Предельная погрешность обычно приводится для каждого типа прибора и должна учитываться в окончательном результате.

Случайные погрешности непредсказуемы и имеют место, даже когда все известные систематические погрешности приняты во внимание. Эти погрешности обычно вызываются шумами и

окружающей средой. Они имеют тенденцию следовать законам случайных величин, и хотя их влияние не может быть исключено, их можно уменьшить, сняв много показаний и затем найдя среднее арифметическое значение и дисперсию или применяя другие статистические методы.

Ошибки применения вызываются использованием прибора для измерений, на которые он не рассчитан. Например, прибор может быть использован для измерения сигнала, не попадающего в полосу пропускания, так что прибор будет слишком медленно реагировать на этот сигнал и даст неправильные показания. Другой общий случай ошибочного применения — это использование прибора с внутренним сопротивлением, которое сравнимо по величине с сопротивлением измеряемой цепи. Такой прибор нагрузит цепь и даст неправильный результат. Ошибки применения обычно делаются новичками, которые незнакомы с электрическими измерительными приборами. Их можно избежать при хорошем знании характеристик используемого прибора.

Глава 4

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

4.1. Введение

Преобразователь — это прибор, который преобразует одну форму энергии в другую. Имеются два основных типа преобразователей: активный и пассивный. Активный, или автогенерирующий, преобразователь непосредственно преобразует одну форму энергии в другую, не нуждаясь во внешнем источнике энергии или в возбуждении. Пример такого преобразователя — термопара, которая выдает на выходе электрический сигнал, когда один из ее концов нагревается. Пассивный преобразователь не может непосредственно преобразовывать энергию, но он управляет энергией или возбуждением, которые поступают от другого источника. На рис. 4.1 показан простой потенциометрический преобразователь, в котором механические изменения на входе вызывают на выходе сигнал, пропорциональный входному сигналу.

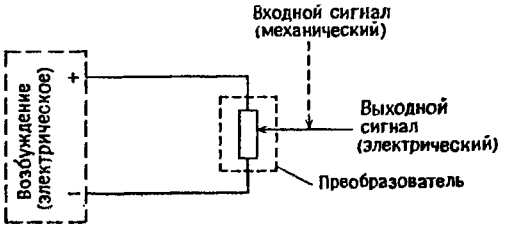


Рис. 4.1. Схема пассивного преобразователя.

Исходя из классификации энергии на шесть различных форм, на рис. 4.2 представлены возможные комбинации входного или измеряемого сигнала, выходного сигнала и возбуждения для любых преобразователей. Они определяют очень большое число различных типов преобразователей. В этой главе будут рассмотрены только такие преобразователи, которые наиболее часто используются в электронных измерительных системах. В этих преобразователях входной сигнал и энергия возбуждения — электрические.

Преобразователь — это обычно первое звено в измерительной системе, как показано на рис. 4.3. Он может располагаться

в корпусе прибора или может быть отнесен от прибора, например расположен во вредной среде. Согласующее устройство изменяет сигнал преобразователя, например усиливает или формирует его, чтобы он соответствовал требованиям выходного устройства. Это устройство может быть индикатором или системой памяти.



Рис. 4.2. Варианты использования преобразователей.

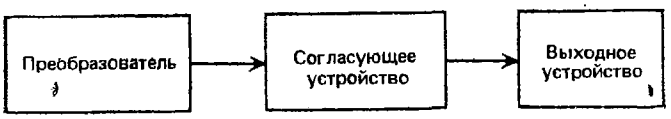


Рис. 4.3. Упрощенная схема измерительной системы с использованием преобразователя.

4.2. Выбор преобразователя

В общем случае имеются три условия при выборе преобразователя: требуемые характеристики, тип преобразователя и используемый силовой элемент.

4.2.1. Характеристики преобразователя. Имеется несколько параметров, с которыми необходимо считаться при выборе преобразователя для конкретного применения. *Чувствительность* преобразователя — это выходной сигнал, обычно в вольтах, который вырабатывается при заданных входном сигнале и уровне возбуждения. *Разрешение* — это наименьший сигнал, который может быть измерен, а *воспроизводимость* указывает, насколько близки результаты двух измерений одной и той же величины.

Точность преобразователя обычно зависит от рабочих условий. Необходимо учитывать воздействие окружающей среды,

например изменений температуры, ускорений, ударов, вибрации, коррозии, на свойства преобразователя.

Частотная характеристика преобразователя — это зависимость выходного сигнала от изменений частоты на входе; частотная характеристика должна быть плоской в диапазоне измерений. *Динамическая характеристика* преобразователя определяет его реакцию на ступенчатое изменение входного сигнала. *Постоянная времени* — это время, необходимое преобразователю, чтобы достичь 63% уровня его оконечного сигнала, а время, необходимое для достижения 90% от уровня оконечного сигнала, называется *временем отклика* преобразователя.

Преобразователь должен обладать хорошей линейностью во всем диапазоне выходных сигналов, при этом необходимо учитывать его гистерезис. Другие факторы, которые следует учитывать, — это требования к уровню возбуждения на входе и типу выходного сигнала, так как они должны соответствовать характеристикам измерительного прибора. *Резонансная частота* преобразователя должна быть известна и не должна находиться в измерительном диапазоне. Преобразователь должен также обладать *устойчивостью к шумам*, к которым обычно относят все сигналы, кроме измеряемого.

4.2.2. Классификация преобразователей. Преобразователи обычно классифицируются по их практическому применению или по принципу работы. В этой главе преобразователи будут в основном группироваться по принципу их действия, который будет иллюстрироваться примерами типичных применений. Если преобразователи используются исключительно в какой-либо конкретной области, например для тепловых измерений, то они рассматриваются в соответствующем разделе. Преобразователи для специальных применений (в химии, биологии или ядерных исследованиях) здесь не рассматриваются. В табл. 4.1 представлена матрица: тип — применение для ряда преобразователей. Две наиболее распространенные области применения преобразователей — это системы измерений давления и температуры. В табл. 4.2 и 4.3 указаны характеристики некоторых преобразователей для таких систем.

4.2.3. Силовые элементы. Преобразователи для механических измерений требуют передачи смещения или механического напряжения, чтобы генерировать электрический сигнал; это и осуществляют силовые элементы. На рис. 4.4 показан ряд таких элементов, их выбор зависит от типа измеряемой силы и характеристик преобразующего устройства. Например, можно использовать силовые элементы с плоской диафрагмой, мембраной или гофрированной диафрагмой, чтобы привести в действие емкост-

Таблица 4.1

Матрица типа преобразователя — применение

Тип преобразователя	Давление (сила)	Смещение	Положение	Скорость	Ускорение	Вибрация	Температура	Магнитный поток	Оптические измерения
Тензодатчик	●	●	●	●	●	●			
Потенциометрический	●	●	●	●	●				
Линейный дифференциальный трансформатор	●	●	●	●	●				
Переменная индуктивность		●	●	●	●	●			
Эффект Холла		●	●					●	
Вихревой ток		●	●	●					
Магниторезистивный		●	●					●	
Емкостный датчик	●	●	●		●	●			
Пьезоэлектрический*	●	●		●	●	●			
Термометр сопротивления							●		
Термистор							●		
Термопара*							●		
Фотоэлемент									●
Фотосопротивление									●
Фотогальванический элемент*									●

* Автогенерирующие, или активные, приборы.

Таблица 4.2

Сопоставление наиболее распространенных методов измерения давления

Тип преобразователя	Диапазон давлений, Па	Частотная характеристика	Диапазон температур, °С	Температурный коэффициент, %/°С	Точность, %	Стабильность, %/год	Устойчивость к ударам и вибрации*	Возбуждение	Уровень выходного сигнала, мВ/В	Цена*
Ненаклеиваемый тензодатчик	$3{,}4\cdot10^3$—$6{,}8\cdot10^7$	0—10 кГц	От —200 до +400	0,005	0,25	0,5	3	Регулируемое, 10 В пост./перем. тока	5	4
Наклеиваемый фольговый тензодатчик	$3{,}4\cdot10^4$—$6{,}8\cdot10^7$	0—10 кГц	От —40 до +150	0,005	0,25	0,5	2	10 В пост./перем. тока	3	3
Тонкопленочный тензодатчик	10^5—$6{,}8\cdot10^7$	0—10 кГц	От —200 до +400	0,005	0,25	0,25	2	» »	3	4
Диффузный полупроводниковый тензодатчик	10^5—$3{,}4\cdot10^7$	0—10 кГц	От —40 до +150	0,005	0,25	0,25	2	10—30 В пост. тока	20	2
Наклеиваемый полупроводниковый тензодатчик	$3{,}4\cdot10^4$—$6{,}8\cdot10^7$	0—10 кГц	От —40 до +150	0,01	0,25	0,5	2	10 В пост./перем. тока	20	1
Потенциометрический	$3{,}4\cdot10^4$—$6{,}8\cdot10^7$	0—100 Гц	От —40 до + 200	0,01	1,0	0,5	5	Регулируемое, пост./перем. ток	—	3
Емкостный	68,5—$1{,}4\cdot10^5$	0—50 Гц	От 0 до 1000	—	0,5	0,05	4	Пост./перем. ток	—	5
Линейный дифференциальный трансформатор	$2\ 10^5$—$6{,}8\cdot10^7$	100 Гц	От 0 до 100	—	0,5	0,25	5	Пост. ток	—	2
Пьезоэлектрический	685—$6{,}8\ 10^7$	1—100 кГц	От —300 до +300	0,01	1,0	1,0	1	—	—	4

* Единица соответствует наилучшему или наименьшему значению.

Таблица 4.3

Характеристики преобразователей для измерения температуры

Параметр	Термометр сопротивления	Термопара	Термистор
Чувствительность	0,1—10 Ом/°С	10—50 мкВ/°С	0,1—1,0 кОм/°С
Стабильность (дрейф за год)	0,01%	0,5 °С	1%
Воспроизводимость	0,05 °С	5 °С	0,5 °С
Диапазон температур	От +150 до +850 °С	От —200 до +1600 °С	От —100 до +350 °С
Линейность*	1	2	3
Минимальные габариты	Диаметр 5 мм, длина 5 мм	Диаметр 0,4 мм	Диаметр 0,4 мм
Точность*	1	2	3
Стоимость*	3	1	2

* 1 — наилучшее или наименьшее значение.

ный или пьезоэлектрический преобразователь. Если нужно передать большое усилие или необходимо большое смещение, то лучше использовать элементы, показанные на рис. 4.4, *б* или *в*. Частоту резонанса диафрагмы f_r можно определить по формуле

$$f_r = (C/m)^{1/2}/2\pi, \qquad (4.1)$$

где C — коэффициент упругости диафрагмы, а m — ее масса. Следовательно, если требуется высокая резонансная частота, чтобы сделать преобразователь устойчивым к ударам и вибрации, нужно иметь высокое значение C и низкое значение m. В этом случае предпочтительнее элемент, показанный на рис. 4.4, *а*.

Широко используется также конструкция сейсмического преобразователя, показанная на рис. 4.5, она не имеет фиксированной точки отсчета. Если прибору сообщается ускорение, направленное вверх, сила инерции будет противодействовать этому движению до тех пор, пока сила сжатия пружины не будет равна произведению массы и ускорения. Следовательно, масса будет смещаться на величину, пропорциональную ускорению, и это приведет в действие преобразовательный элемент, на выходе которого появится сигнал. Если сигнал проинтегрировать по времени, то результат будет пропорционален скорости. Резонансная частота системы определяется по формуле (4.1), и для точного измерения ускорения его частота должна быть по крайней мере меньше одной трети резонансного значения.

4.3. Резистивные преобразователи

В этом разделе рассматриваются преобразователи, в которых измеряемая величина прямо или косвенно, обычно через силовое устройство, вызывает изменение сопротивления резистора. Наиболее часто используются такие типы преобразователей, как потенциометры, тензодатчики, магниторезисторы, фотосопротивления, термометры сопротивления, термисторы. Магниторезистивные преобразователи описаны в разд. 4.6, фотосопротивления — в разд. 4.8, а термометры сопротивления и термисторы — в разд. 4.9.

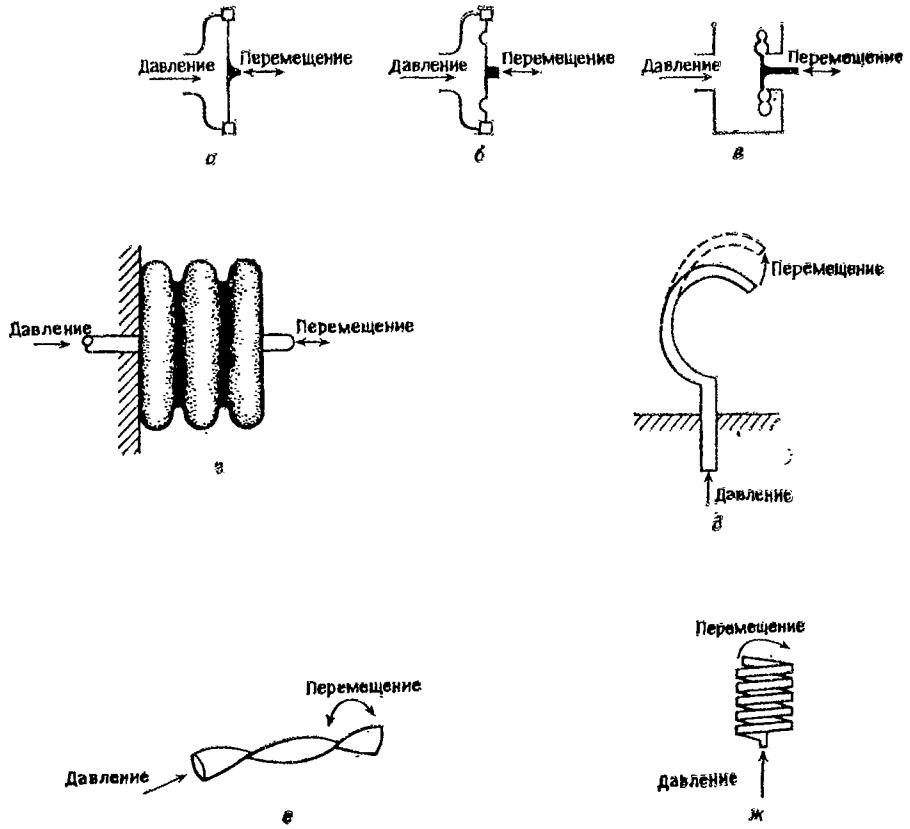


Рис. 4.4. Силовые элементы: *а* — плоская диафрагма, *б* — гофрированная диафрагма, *в* — мембрана, *г* — сильфон, *д* — кольцевая трубка Бурдона, *е* — скрученная трубка Бурдона, *ж* — спиральная трубка Бурдона.

4.3.1. Потенциометрический преобразователь. На рис. 4.6 представлена упрощенная схема потенциометрического преобразователя, в котором диафрагма действует как силовой элемент, перемещающий скользящий контакт вдоль потенциометра. Изменение сопротивления пропорционально смещению и может быть измерено мостовой схемой на клеммах A и B или A и C. В другом варианте напряжение возбуждения подается на клеммы B и C, а измеряется напряжение на клемме A.

Для измерений с помощью потенциометрического преобразователя могут быть использованы и переменный, и постоянный ток. Переменный ток предпочтительнее, так как его затем легче усилить, но на высоких частотах сопротивление потенциометра изменяется с частотой из-за скин-эффекта, который необходимо компенсировать. Межвитковые паразитные индуктивность и емкость потенциометра должны учитываться при высоких частотах.

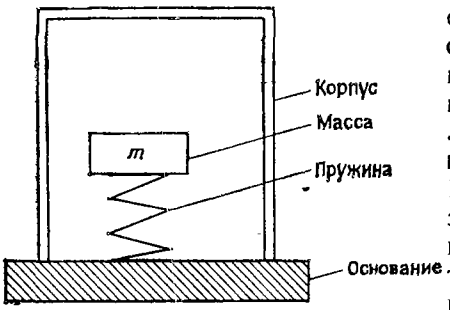


Рис. 4.5. Схема сейсмического преобразователя.

Потенциометрические преобразователи широко распространены, так как их выходной сигнал можно использовать без дополнительного усиления. Они имеют ограниченный срок службы — около 10^6 циклов и шумовой фон из-за механического перемещения скользящего контакта. Потенциометрические преобразователи нуждаются также в относительно большом усилии и значительном движении диафрагмы для перемещения скользящего контакта по длине потенциометра. Применяются две конструкции потенциометров: с проволочной намоткой и с использованием проводящей пластмассы. Проволочная конструкция более прочная и надежная, но ее разрешение ограничивается значением, равным сопротивлению, деленному на число витков. Разрешение пластмассового потенциометра — порядка 0,002%.

Чтобы избежать влияния нагрузки, внутреннее сопротивление любого прибора, подсоединяемого к потенциометрическому преобразователю, должно быть в несколько раз больше сопротивления потенциометра. На рис. 4.7 показан преобразователь с сопротивлением R_1, к которому подключен прибор с сопротивлением R_2. Если показание потенциометра составляет часть α от всей шкалы, то погрешность можно определить по формуле (4.2), где $\beta = R_1/R_2$:

$$\text{Погрешность} = \{1 - [1 + \beta\alpha(1-\alpha)]^{-1}\} \cdot 100\%. \qquad (4.2)$$

Погрешность равна 0 в начале и конце потенциометра и максимальна в середине. Чтобы обеспечить линейность характеристики преобразователя, сопротивление R_2 на несколько порядков величины должно превышать R_1. В пределе при $R_2 \to \infty$ $\beta = 0$ и погрешность отсутствует.

4.3.2. Тензодатчики. Деформация — это изменение длины на единицу длины элемента; тензодатчики измеряют результат действия силы, т. е. напряжение или смещение; при этом деформация, вызванная механическим воздействием, преобразуется в изменение сопротивления. Тензодатчики бывают разных размеров, как минимум до 0,025 см в длину, и могут измерять де-

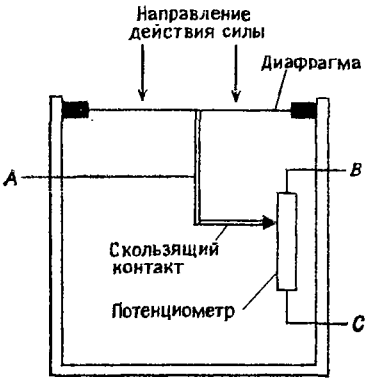


Рис. 4.6. Упрощенная схема потенциометрического преобразователя для измерений силы.

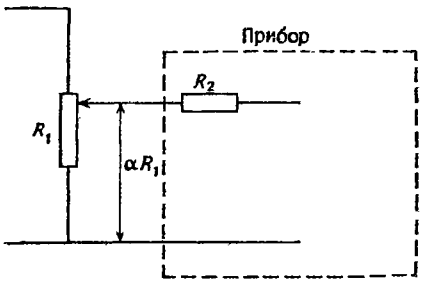


Рис. 4.7. Влияние внутреннего сопротивления прибора на точность потенциометрического преобразователя.

формации до 10^{-6}. Они могут располагаться на поверхности или могут быть вмонтированы в материал, деформация которого измеряется.

Имеются три принципиальных типа тензодатчиков: проволочные, фольговые и полупроводниковые. Проволочные тензодатчики могут также быть наклеиваемыми и ненаклеиваемыми, а полупроводниковые — наклеиваемыми или диффузными.

4.3.2.1. Принцип действия. Принцип действия проволочных или фольговых тензодатчиков заключается в том, что когда металлическая деталь подвергается напряжению, она изменяет свою длину и сечение; это сопровождается изменением сопротивления в соответствии с выражением

$$R = \rho l / a, \qquad (4.3)$$

где ρ — удельное сопротивление материала, l — длина и a — сечение. Чувствительность тензодатчика измеряется как отношение изменения сопротивления к изменению длины. Оно называется коэффициентом тензочувствительности (K) и определяется по формуле

$$K = \frac{\Delta R/R}{\Delta l/l}. \tag{4.4}$$

Можно показать, что коэффициент тензочувствительности связан с отношением Пуассона для металла μ соотношением

$$K = 1 + 2\mu. \tag{4.5}$$

Большинство металлов имеет μ в диапазоне 0,25—0,35, при этом K изменяется в пределах от 1,5 до 1,7. Однако сплавы, используемые для тензодатчиков, имеют коэффициент K между 2 и 5.

В полупроводниковых тензодатчиках давление вызывает деформацию кристаллической решетки (пьезоэлектрический эффект), при этом наблюдается значительно большее изменение сопротивления, чем в металлических датчиках, и коэффициент тензочувствительности лежит в пределах 50—200.

4.3.2.2. Устройство. Проволочный тензодатчик. Ненаклеиваемый проволочный тензодатчик обычно состоит из четырех проволочных секций, намотанных на рамки. Рамки ориентируются так, что давление, нормальное к их плоскости, будет вызывать наклон и увеличивать напряжение в двух секциях, в то же время уменьшая его в двух других. Проволочные секции могут быть соединены так, что образуют четыре плеча моста, обеспечивая увеличение чувствительности и степени температурной компенсации. Давление 1000 кг/см^2 будет вызывать деформацию порядка 0,1%, так что конструкция моста должна обеспечивать ее обнаружение.

Ненаклеиваемые тензодатчики менее чувствительны, чем наклеиваемые, и имеют большие габариты; они обычно используются в приборах, в которых представляют собой часть другого устройства, например нагрузочного элемента или акселерометра.

Наклеиваемые тензодатчики делаются из проволоки диаметром 0,0025 см или меньше, которая располагается зигзагообразно, как показано на рис. 4.8. Проволока укреплена на держателе, который обеспечивает механическую жесткость и постоянство размеров. Держатель может образовывать постоянную часть датчика, как показано на рис. 4.8, в этом случае датчик должен иметь толщину менее 0,0025 см и быть гибким, чтобы обеспечивать механический контакт с поверхностью, на которую он

наклеивается. В другом варианте держатель может быть временным и удаляться перед использованием датчика. Преимущество этого варианта — улучшение механического и теплового контакта между датчиком и образцом, к которому он прикрепляется.

Хотя датчики реагируют в основном на деформацию вдоль их длины, они также имеют поперечную чувствительность. Длинный узкий датчик измеряет деформацию в основном только в одном направлении, а петлеобразная конструкция увеличивает его длину при малых габаритах. Однако концы петель чувствительны к поперечной деформации, действие которой необходимо уменьшать. Деформация может быть измерена в нескольких направлениях с помощью конструкции в виде розетки. Она может быть многослойной, т. е. состоять из отдельных элементов, наложенных друг на друга, или планарной — в этом случае элементы не перекрываются. На рис. 4.9 показаны два примера многослойных розеток.

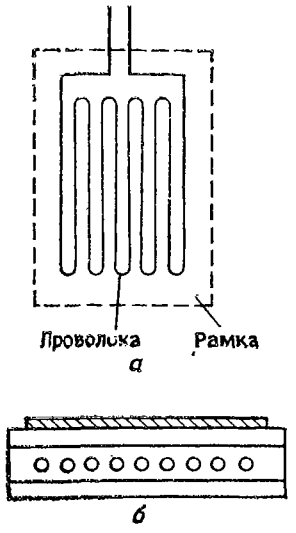


Рис. 4.8. Проволочный тензодатчик: *а* — вид сверху, *б* — поперечное сечение.

Наклеиваемые проволочные тензодатчики имеют небольшую площадь поверхности, что уменьшает токи утечки при высокой температуре или высоком потенциале. Если малая площадь не требуется, то современные датчики изготовляются из фольги и имеют бо́льшую площадь поверхности по отношению к поперечному сечению, и поэтому такие датчики более стабильны в течение длительных периодов. Наклеиваемые тензодатчики выпускаются с различными значениями сопротивления: 120, 350, 500, 1000 и 5000 Ом, что обеспечивает их согласование со стандартными мостами, источниками питания и измерительными системами.

Фольговые тензодатчики. Тензодатчики из металлической фольги изготовляются фототравлением тонких слоев толщиной 0,0005 см или меньше из отожженного металла. На рис. 4.10 показаны два примера структуры таких датчиков. Концы петель имеют увеличенное поперечное сечение, чтобы уменьшить их сопротивление и снизить эффект нежелательной поперечной деформации. Металлическая фольга может быть наклеена на по-

стоянный или временный держатель, или датчик формируется путем нанесения слоя металла и фототравлением непосредственно на постоянном держателе.

Фольговый тензодатчик прочный, обладает отличной линейностью и малым гистерезисом. Он имеет меньшую чувствительность (ниже K), чем кремниевые датчики, но лучше противостоит ударам, вибрации и температурным вариациям. Чтобы уменьшить температурные эффекты, обычно используют два одинаковых датчика в соседних плечах измерительного моста. Оба датчика находятся при одной температуре, но только один из них подвергается действию натяжения. Удлинение датчиков изменяется от 0,5%, когда используется покрытие из металлокерамики для работы при высоких температурах, до 5%, когда покрытие изготовляется из гибкого полиимида или бумаги.

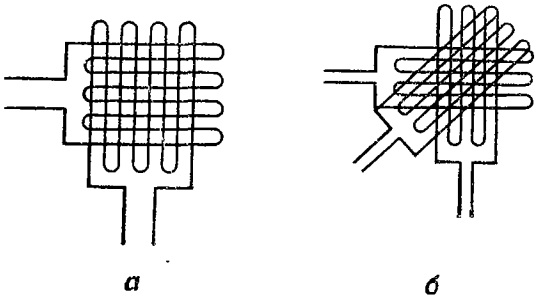


Рис. 4.9. Многокомпонентные наклеиваемые проволочные тензодатчики в виде розетки. *а* — 90°, *б* — 60°.

На рис. 4.11 показан тензодатчик, используемый в акселерометре. Отклонение груза приводит к деформации консоли, которая измеряется датчиком. Для большей чувствительности могут быть использованы два датчика, один монтируется над консолью, другой — под ней; датчики подсоединяются к противоположным плечам измерительного моста.

Полупроводниковый тензодатчик. Полупроводниковые тензодатчики делаются из кремниевых кристаллов, нарезанных в виде волокна. Применяются как наклеиваемая, так и диффузная конструкция. Наклеиваемый полупроводниковый датчик по конструкции подобен наклеиваемому металлическому датчику и дает на выходе порядка 15 мВ на 1 В возбуждения. Диффузный полупроводниковый датчик изготовляется путем диффузии материала датчика в поверхность диафрагмы, которая представляет собой тонкий срез монокристалла кремния. Он имеет более высокую линейность (0,05%) и меньший гистерезис (0,01%),

чем наклеиваемые типы, но уровень выходного сигнала ниже (10 мВ/В). На рис. 4.12 показана структура, используемая для наклеиваемого кремниевого датчика.

Полупроводниковые тензодатчики много чувствительнее металлических датчиков, но менее линейны и имеют более высокую температурную чувствительность. Поэтому они обычно используются с компенсационными цепями, которые либо наносятся методом диффузии на ту же кремниевую основу, либо монтируются в той же гибридной упаковке.

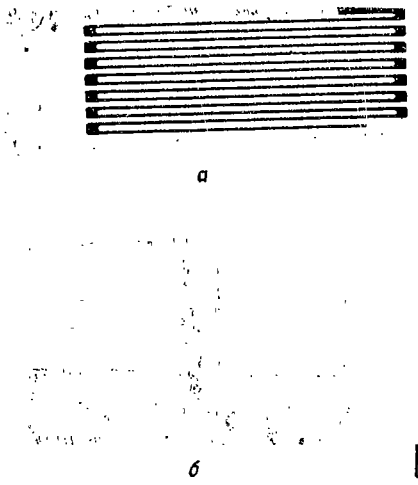


Рис. 4.10. Тензодатчики из фольги: *а* — однокомпонентный, *б* — 90°.

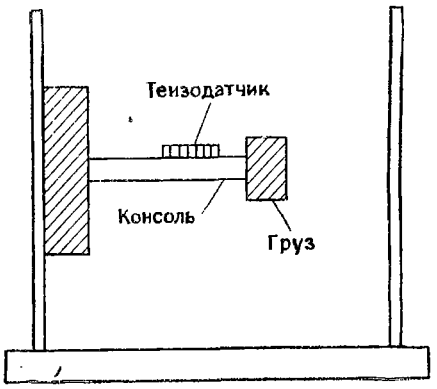


Рис. 4.11. Тензодатчик, применяемый в акселерометрах.

4.3.2.3. Материалы. Три типа материалов имеют значение для датчиков: металл для их изготовления, покрытие для металла и связывающее вещество, используемое для крепления датчика к образцу, подвергаемому деформации.

Металлы для датчиков. Металлы, используемые для датчиков, должны обладать высокой стабильностью, т. е. низким температурным коэффициентом сопротивления. Это особенно важно при измерениях статических напряжений. Наиболее часто применяются следующие четыре сплава:

а) Медно-никелевый сплав, например константан. Он имеет низкий и контролируемый температурный коэффициент сопротивления и используется для измерений статических напряжений, когда уровень деформации ниже ±15 мкм/см и температурный диапазон от —70 до +230 °С.

б) Никель-хромовый сплав, например стабилой. Он имеет хорошую стабильность от криогенных температур до 350 °С и большой срок службы.

в) Никель-железный сплав — диналой. Материал имеет высокий коэффициент тензочувствительности, но низкую температурную стабильность и обычно применяется для измерения динамических напряжений.

г) Платино-вольфрамовые сплавы. Они имеют отличную стабильность, хороший срок службы и используются для статических измерений вплоть до 650 °С и динамических измерений до 820 °С. Материал имеет большой температурный коэффициент, который нужно компенсировать.

Материалы покрытия. Слоистый винил обычно используется как покрытие для временных носителей. Три материала в основном применяются как постоянные покрытия:

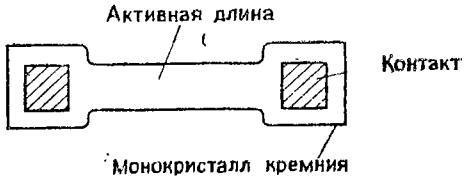


Рис. 4.12. Наклеиваемый кремниевый тензодатчик.

а) Полиимидные смолы. Они могут использоваться как пленочные покрытия, наносимые методом полива на рабочий слой. Они образуют тонкий прочный материал покрытия, который выдерживает растяжение до 20% и пригоден для использования от криогенных температур до 200 °С. Смолы могут также армироваться стеклянным усиливающим слоистым носителем, такие покрытия работают при температурах до 400 °С.

б) Бумага, пропитанная феноловыми смолами, используется до температуры 260 °С; она наклеивается на фольгу или проволоку при нагреве под давлением. Стекловолоконная армировка стабилизирует форму таких покрытий, но уменьшает диапазон деформаций.

в) Тензодатчики могут быть прикреплены к металлической прокладке толщиной 0,005 см изолирующим связывающим веществом. Прокладка крепится к образцу точечной сваркой, при этом ее температурный коэффициент должен быть согласован с температурным коэффициентом образца.

Связывающие вещества. Связывающие вещества, используемые для крепления тензодатчика к образцу, должны обла-

дать высоким сопротивлением деформации сдвига во всем температурном диапазоне, чтобы обеспечить точную передачу деформации от образца к чувствительному элементу, и высоким изолирующим сопротивлением порядка 10^{10} Ом. Четыре типа связующих веществ нашли применение:

а) Нитроцеллюлозный клей. Он застывает при комнатной температуре в течение 2—48 часов и затем работает в температурном диапазоне от —70 до +80 °С. Этот клей совместим с большинством материалов, за исключением тех, которые подвергались воздействию кетонных растворителей; если нужно, датчик можно отсоединить с помощью кетона. Нитроцеллюлоза гигроскопична, так что устройство должно иметь влагоустойчивое покрытие, чтобы обеспечить долговременную стабильность.

б) Циано-акриловые клеи совместимы с большинством материалов образцов и держателей, они образуют хороший контакт при соприкосновении, поэтому датчик может быть установлен за несколько минут. Они работают в температурном диапазоне от —70 до +620 °С, но чувствительны к влажности, поэтому требуют защиты.

в) Эпоксидные смолы. Некоторые типы смол затвердевают при комнатной температуре в течение 2—10 ч, в то время как другие требуют для затвердевания температур от 100 до 200 °С в течение 1—5 ч. Они имеют рабочий диапазон температур от —250 до +300 °С и не реагируют на многие химикаты и влажность.

г) Керамический цемент используется как связывающее вещество для датчиков, имеющих временный держатель и работающих при температурах выше 400 °С. Цемент, который является изолятором, наносится и на датчик, и на образец, затем спекается при 320 °С. При этом формируется твердое пористое покрытие, которое может работать в диапазоне от —450 до +600 °С.

4.4. Емкостные преобразователи

Емкость конденсатора, образованного параллельными пластинами, равна

$$C = \varepsilon_0 \varepsilon_r (n - 1) A/d, \qquad (4.6)$$

где n — число пластин, A — площадь одной стороны пластины, d — толщина диэлектрика, ε_r — относительная диэлектрическая проницаемость и ε_0 — диэлектрическая проницаемость вакуума, равная $8{,}85 \cdot 10^{-11}$ Ф/м. Емкостный преобразователь работает на принципе раздвижения пластин, изменения их эффективной площади (перекрытия) или диэлектрической проницаемости под действием измеряемой величины, при этом емкость конденсатора изменяется, что и фиксируется.

На рис. 4.13 показано устройство некоторых емкостных преобразователей. На рис. 4.13, *а* приложенная сила изменяет расстояние между пластинами, а рис. 4.14, *а* показывает зависимость емкости от расстояния между пластинами. Максимальная чувствительность получается, когда пластины близки друг к другу, так что предпочтительны большие пластины с малым расстоянием между ними. Расстояние обычно выбирают больше 100 мкм, так как пластины могут быть не плоскими и не параллельными, следовательно, существует опасность соприкосновс-

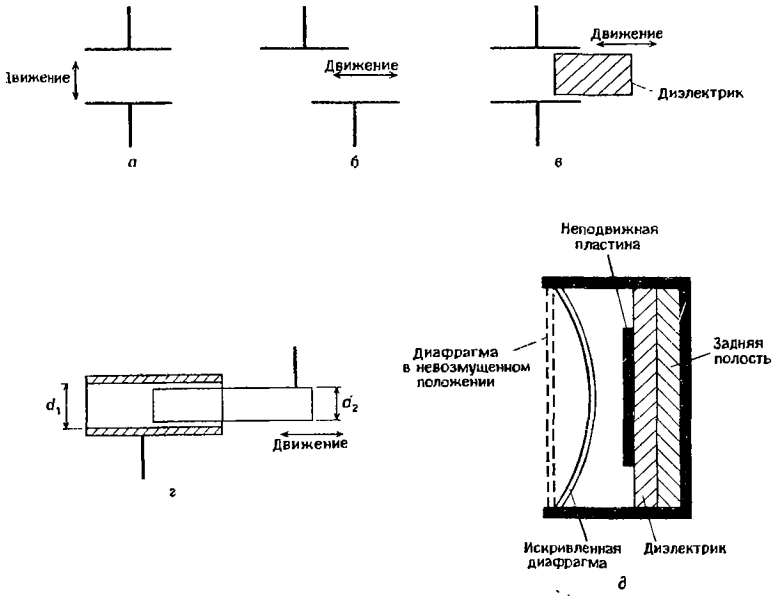


Рис. 4.13. Емкостные преобразователи: *а* — параллельные пластины с переменным расстоянием, *б* — параллельные пластины с изменяемым перекрытием, *в* — пластины с перемещаемым диэлектриком, *г* — концентрические трубки, *д* — емкостный микрофон.

ния. Зависимость емкости от расстояния можно сделать линейной с помощью электронных цепей. Преобразователь с плоскими пластинами используется для точных измерений малых величин, ниже 1 мм.

На рис. 4.13, *б* приведен преобразователь, в котором эффективная площадь пластин изменяется путем изменения их частичного перекрытия, а рис. 4.14, *б* показывает, что емкостная зависимость в этом случае линейна. Варьируя диэлектрическую проницаемость изменением количества диэлектрика между пластинами, можно также получить линейную зависимость емкости (рис. 4.13, *в* и 4.14, *в*). Методы преобразования, проиллюстриро-

ванные на рис. 4.13, *б* и *в*, используются для измерения относительно больших смещений. Емкость концентрических трубок, показанных на рис. 4.13, *г*, линейно зависит от перекрытия (рис. 4.14, *б*).

Для получения выходного сигнала переменный емкостный преобразователь может быть подключен в цепь постоянного тока со смещением или в мост переменного тока. Изменения емкости невелики, порядка нескольких пикофарад, но современные мосты обладают чувствительностью на уровне менее 10^{-5} пФ. Переменный емкостный преобразователь может также включаться с усилителем с обратной связью или обеспечивать частотную модуляцию высокочастотного генератора. Выходное устройство, к которому подключается емкостный преобразователь, часто оказывается громоздким и сложным, так как оно содержит второй генератор с фиксированной частотой, который применяется для гетеродинирования сигнала; разностная частота фиксируется подходящим устройством, например счетчиком.



Рис. 4.14. Изменения емкости: *а* — в зависимости от расстояния между пластинами, *б* — в зависимости от диэлектрической постоянной.

Емкостные преобразователи имеют отличную частотную характеристику и могут применяться как для статических, так и для динамических измерений. Они чувствительны к температурным колебаниям и могут выдать неправильный сигнал, если провода длинные и имеют заметную емкость. Они имеют точность в пределах 0,5% и разрешение порядка 1/20000.

На рис. 4.15 приведен емкостный акселерометр, в котором сейсмическая масса движется относительно неподвижной пластины, что вызывает изменение расстояния между двумя пластинами конденсатора.

4.5. Индуктивные преобразователи

Индуктивные преобразователи работают на принципе изменения собственной или взаимной индуктивности катушек. На рис. 4.16, *а* показано простое устройство, в котором ферромагнитный

сердечник соединен с воспринимающей усилие диафрагмой и движется относительно катушки. Индуктивность катушки изменяется в зависимости от положения сердечника, и это изменение может измеряться с помощью индуктивного моста переменного тока или по изменению частоты, если индуктивность составляет часть контура генератора.

На рис. 4.16, *б* показано другое устройство, в котором ферромагнитная диафрагма движется под действием силы и вызывает изменение индуктивности катушки из-за изменения воздушного зазора. Ферромагнитная диафрагма может быть частью воспринимающей усилие мембраны, но качество работы всего устройства ухудшается, так как приходится выбирать между механическими и магнитными свойствами диафрагмы. Можно использовать две катушки (рис. 4.16, *в*), при этом индуктивность одной катушки увеличивается, а другой — уменьшается. Две катушки могут образовать плечи моста (рис. 4.16, *г*), при этом мост будет сбалансирован, когда сердечник находится в центре, между катушками.

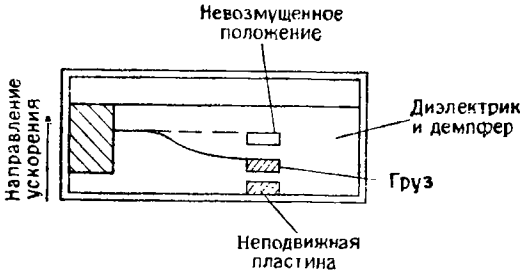


Рис. 4.15. Емкостный преобразователь для акселерометра.

Индуктивный преобразователь, который широко используется, особенно для измерений смещений, — это линейный дифференциальный трансформатор (ЛДТ). Он показан на рис. 4.17 и работает на принципе изменения взаимной индуктивности между магнитосвязанными катушками; именно это изменение, а не изменение собственной индуктивности служит объектом для измерения. Три катушки наматываются на общий каркас, питание переменного тока прикладывается к первичной катушке, при этом на двух вторичных индуцируется напряжение. Вторичные катушки соединяются последовательно в противофазе, так что выходное напряжение равно разности напряжений, индуцированных в двух катушках. Когда сердечник находится в центре между катушками, напряжения, индуцированные в двух вторичных катушках, компенсируют друг друга и выходное напряжение равно нулю: имеет место баланс или нулевое положе-

ние. Когда сердечник смещается, напряжение, индуцированное во вторичной обмотке, ближайшей к сердечнику, преобладает и определяет напряжение на выходе. На рис. 4.17, *в* приведена зависимость выходного напряжения от положения сердечника. Для малых смещений напряжение изменяется линейно с перемещением сердечника и претерпевает изменение фазы на 180°, когда сердечник проходит через центральное положение, указывая на направление смещения сердечника.

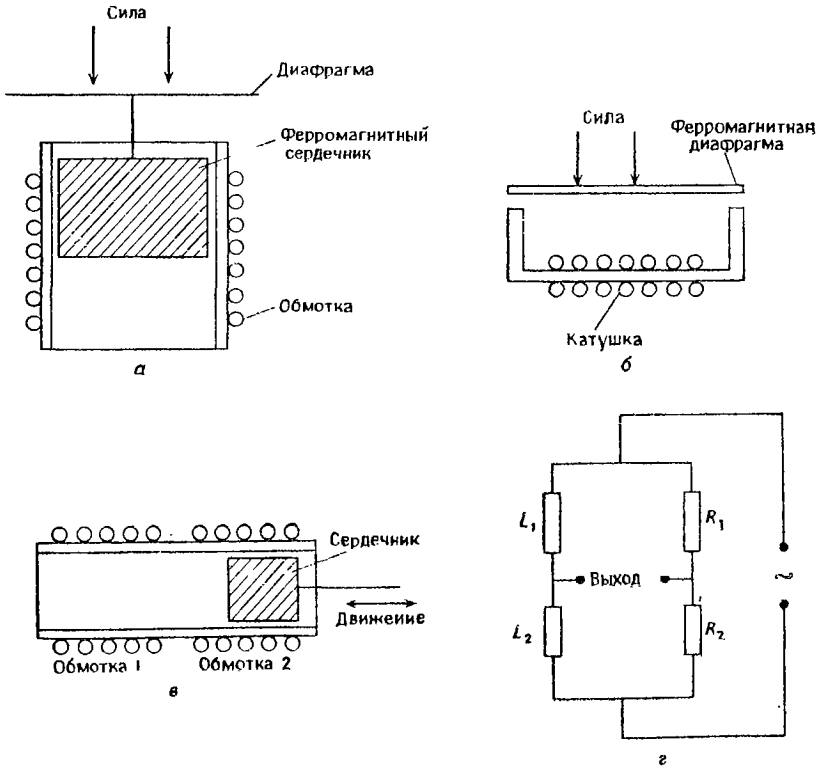


Рис. 4.16. Преобразователь с переменной индуктивностью: *а* — конструкция с одной обмоткой, *б* — диафрагменный тип, *в* — двухобмоточная конструкция, *г* — мост двухобмоточного преобразователя.

Индуктивный преобразователь имеет преимущество перед потенциометрическим преобразователем, так как в нем отсутствуют трение и износ движущихся частей; он не вносит в систему дополнительных потерь на трение. Индуктивный преобразователь применяется для статических и динамических измерений. Его частотная характеристика лимитируется конструкцией сило-

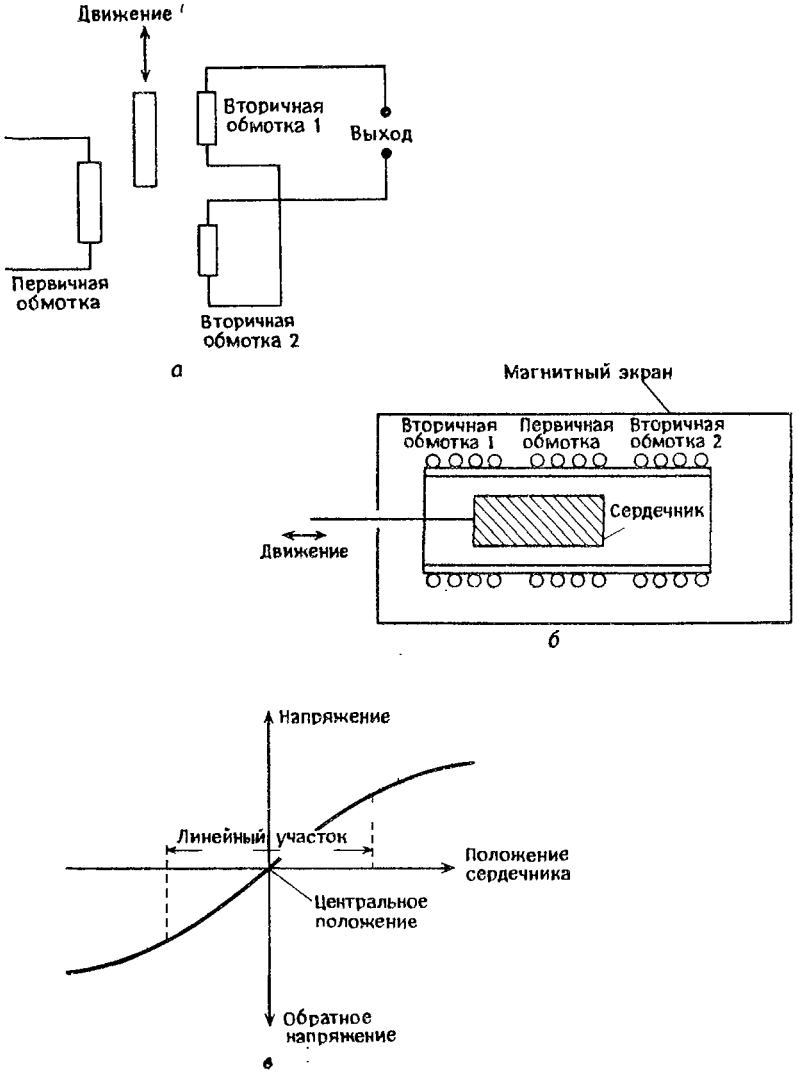


Рис. 4.17. Линейный дифференциальный трансформатор: *а* — электрическая схема, *б* — конструкция, *в* — характеристика.

вой мембраны и может подвергаться воздействию внешних магнитных полей, поэтому в некоторых случаях требуется экранирование. Преобразователь чувствителен также к ударам и вибрациям, имеет низкую тепловую стабильность и ограниченный температурный диапазон, так что в основном используется в системах с низкой точностью.

Преимущество дифференциального выхода в системах типа ЛДТ состоит в том, что такие системы характеризуются бо́льшим выходным сигналом при равных смещениях и уменьшенными вариациями выходного сигнала при изменениях температуры, магнитного поля, напряжения и частоты питания. Обычно частотный диапазон возбуждения ЛДТ простирается от 40 Гц до 200 кГц, хотя может достигать и 1 МГц. В общем случае частота должна по крайней мере в10 раз превышать максимальную частоту измеряемых механических движений. Чувствительность и коэффициент полезного действия преобразователя растут с частотой и достигают оптимальных значений между 1 и 5 кГц.

ЛДТ может быть сконструирован для работы при перемещениях от $\pm 0{,}01$ до ± 30 см. Напряжение возбуждения изменяется в диапазоне от 5 до 100 В, а выходное напряжение — от 50 до 500 мВ на 1 мм перемещения с линейностью порядка 0,025%.

Серийные ЛДТ-преобразователи выпускаются с внутренними генераторами, работающими от источника постоянного тока и обеспечивающими возбуждение преобразователя переменным током. Выход от вторичных обмоток демодулируется в самом преобразователе для получения постоянного напряжения, которое пропорционально перемещению. Поскольку выходной сигнал ЛДТ пропорционален первичному напряжению, это напряжение должно регулироваться с высокой точностью. Источник частоты должен также иметь низкий выходной импеданс, чтобы уменьшить изменения выходного напряжения из-за вариаций импеданса ЛДТ при различных положениях сердечника и температуры.

4.6. Преобразователи на магнитных эффектах

В этом разделе описаны два типа преобразователей, которые часто используются для измерений напряженности магнитного поля. Это устройства на эффекте Холла и приборы, принцип действия которых основан на зависимости сопротивления от напряженности магнитного поля.

4.6.1. Преобразователи на эффекте Холла. Хотя эффект Холла наблюдается в ряде материалов, он не очень ярко проявляется в проводниках, так что все серийные приборы изготовля-

ются из полупроводников. Рис. 4.18 поясняет их принцип действия. Если тонкая пластина полупроводника (толщиной t) помещается в магнитное поле B, а ток I течет вдоль нее так, что электрическое поле составляет прямой угол с магнитным полем, то на боковых торцах пластины возникает напряжение. Значение этого напряжения Холла в разомкнутой цепи определяется выражением

$$V_0 = R_H I B / t, \tag{4.7}$$

R_H называется постоянной Холла для материала и рассчитывается по формуле

$$R_H = [ne]^{-1}, \tag{4.8}$$

где n — концентрация электронов в материале, e — заряд электрона. У полупроводника $n = 10^{22}$ м$^{-3}$, почти в 10^7 раз меньше чем

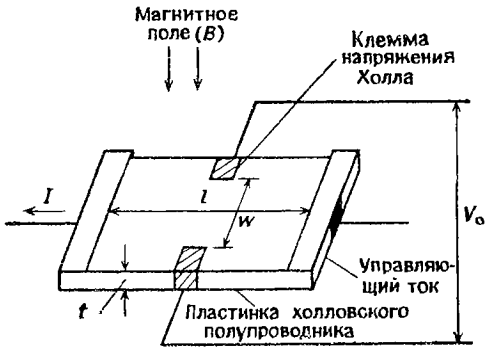


Рис. 4.18. Принцип работы преобразователя на эффекте Холла.

у проводников, так что из выражений (4.8) и (4.7) видно, что у полупроводников напряжение Холла соответственно больше. Эффективная длина l и ширина w холловской пластины должны быть такими, чтобы $l/w = 2$—3, так как для меньших значений этого отношения напряжение Холла будет меньше, чем по (4.7). Пластина должна быть как можно тоньше (малые t).

Материалы, используемые для преобразователей Холла, должны иметь высокую подвижность электронов и широкую запрещенную зону. В основном используются два материала: арсенид индия и фосфид-арсенид индия. Легированный арсенид индия имеет электронную концентрацию $(5—7) \cdot 10^6$ см$^{-3}$, подвижность при комнатной температуре 20 000 см^2/В·с и постоянную Холла 100 см^3/°С. Фосфид-арсенид индия имеет примерно в два раза меньшую подвижность, но более широкую запрещенную зону и может работать при более высоких темпера-

турах. Антимонид индия также иногда используется для преобразователей Холла, но он имеет высокий температурный коэффициент R_H, порядка 2%/°С.

Полупроводниковая холловская пластина изготовляется по одной из трех технологий. В первом методе пластина полупроводника отрезается от бруска материала и травится до получения толщин 5—100 мкм. Она затем прикленвается к подложке слоем 1—2 мкм эпоксидной смолы, которая заполняет трещины и обеспечиваст хороший теплоотвод. Во втором методе полупроводниковый материал осаждается из паров на подложку толщиной 2—3 мкм. Этот прибор удобен для использования при очень низких и очень высоких температурах. В третьем варианте слой арсенида галлия толщиной около 10 мкм выращивается методом эпитаксии из газовой фазы на полуизолирующем арсениде галлия. При этом получается прибор с высокой стабильностью и низким температурным коэффициентом, очень удобный для прецизионных измерений.

Подложка для пластин Холла должна быть жесткой при малой толщине, иметь высокое удельное сопротивление, а также высокую теплопроводность, чтобы отводнть тепло, генерируемое в пластине Холла. Температурные коэффициенты расширения подложки и холловской пластины должны быть согласованы. В приборах на эффекте Холла наиболее часто используются бериллий и алюминий.

Электрический контакт может быть припаян к пластине Холла, хотя обычно металл напыляется на полупроводник и затем сплавляется с ним при нагревании. Электрические контакты располагаются вдоль торцов пластины Холла, так что линии тока — параллельные прямые. Материал, используемый для контактов Холла, имеет более высокую проводимость, чем полупроводник, что вызывает искривление линий тока вблизи холловских электродов и приводит к нелинейности отношения между B и V_0 в соотношении (4.7). Нелинейность можно уменьшить, если длина электрода будет составлять менее 10% длины холловской пластины или если генератор Холла будет нагружен линсаризующим сопротивлением R_{LL}. Это однако уменьшает чувствительность S устройства, которая определяется выражением

$$S = V_0 [IB]^{-1}. \qquad (4.9)$$

Постоянная Холла R_H изменяется с изменением температуры и напряженности магнитного поля, однако эти изменения незначительны для полей вилоть до 15 Т (5 Т для антимонида индия). Преобразователь Холла не боится сильных магнитных полей, но с ростом поля увеличивается его внутреннее сопротивление, так что управляющий ток должен поддерживаться

ниже предельного значения, чтобы избежать разрушения устройства.

Напряжение Холла уменьшается с нагрузкой, а оптимальная линейность достигается при значении нагрузочного сопротивления R_{LL}, которое приводится в спецификации прибора. Можно принять, что генератор Холла имеет внутреннее сопротивление R_1 на клеммах электрического тока и R_2 — на клеммах холловского напряжения. Сопротивление R_1 измеряется между управляющими проводами, когда цепь Холла разомкнута. В спецификации даются значение сопротивления при $B=0 (R_{10})$ и кривая зависимости R_1 от напряженности магнитного поля. Сопротивление R_2 определяется как сопротивление, измеряемое между контактами Холла при разомкнутой управляющей цепи. Оно также является функцией B и определяется при $B=0 (R_{20})$.

Как результат процессов, используемых при изготовлении холловских датчиков, на холловское напряжение накладывается малая резистивная составляющая. При $B=0$ напряжение определяется как $R_0 I$, где I — управляющий ток, R_0 резистивная нулевая компонента датчика Холла. Напряжение, обусловленное R_0, может быть компенсировано в устройстве на эффекте Холла с помощью внешней цепи.

Провода от холловских электродов образуют индуктивную петлю площадью A_0, которая не может быть полностью компенсирована. Если магнитный поток изменяется со скоростью dB/dt, то даже при нулевом управляющем токе I в петле будет индуцироваться напряжение

$$E=A_0 dB/dt. \qquad (4.10)$$

Здесь A_0 — называется индуктивной нулевой компонентой датчиков Холла, а E, как правило, имеет значение 500 мкВ при поле, равном 1 Т и частоте 50 Гц.

4.6.2. Магниторезисторы. Магниторезисторные элементы действуют по закону электродинамики, в соответствии с которым на подвижные носители зарядов в магнитном поле действует сила Лоренца, заставляющая электроны двигаться по искривленным траекториям, т. е. удлиняя путь тока и увеличивая сопротивление материала. Степень отклонения электронов зависит от их подвижности; она максимальна в полупроводниках, таких, как антимонид индия, у которого подвижность составляет 78 000 см^2/В·с по сравнению с 50 см^2/В·с для металлов. Магниторезисторы изготовляют из антимонида индия или арсенида индия, который имеет подвижность 24 000 см^2/В·с.

Магниторезисторы чувствительны к общему магнитному полю, а не к скорости его изменения. Это важно для переносных датчиков, которые могут двигаться с неопределенной скоростью.

На рис. 4.19 показана магниторезистивная характеристика. Здесь H_0 — эффективное поле анизотропии в металле, которое представляет собой сумму размагничивающего поля анизотропии и поля анизотропии, возникающего в элементарном процессе осаждения материала. В отсутствие внешнего поля вдоль элемента длины в точке O образуется доменная намагниченность. С ростом поля сопротивление возрастает до тех пор, пока на участке b элементы не повернутся на 45° относительно элемента длины. Дальнейшее нарастание поля приводит к насыщению на участке c. Магниторезистор может работать в точке O или на участке b с помощью внешнего магнита, создающего смещение. На участке b прибор обладает линейной характеристикой.

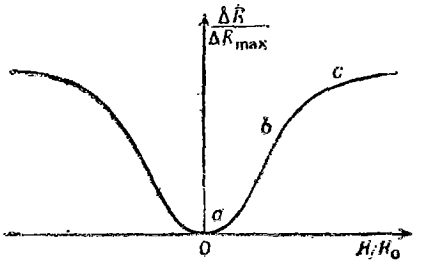


Рис. 4.19. Основная магниторезистивная характеристика.

Магниторезистивный эффект возрастает с уменьшением отношения длины к ширине (l/w) прибора (рис. 4.20). Для получения высокого внутреннего сопротивления при отсутствии магнитного поля и большого изменения сопротивления с ростом магнитного поля несколько приборов с низкими отношениями l/w могут соединяться последовательно. Это может быть сделано нанесением металлической пленки на длинный кусок полупроводника и травлением части ее поверхности до образования растра с короткозамыкающими проводящими перемычками (рис. 4.21, *а*). Когда прикладывается магнитное поле, токовые линии поворачиваются на холловский угол θ (см. рис. 4.21, *б*).

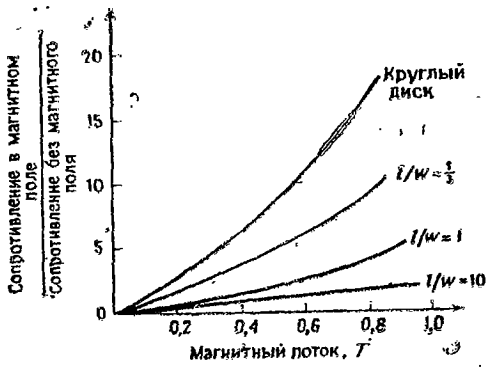


Рис. 4.20. Магниторезистивные кривые для приборов различной геометрии.

Так как поверхности металлических проводников эквипотенциальны, ток возвращается по ним к противоположной стороне кристалла, а в каждой следующей полупроводниковой секции вновь течет под углом θ. Внутреннее сопротивление устройства можно менять в широких пределах выбором отношений l/w.

Вместо применения внешних металлических короткозамыкающих линий поперек полупроводника материал, т. е. антимонид индия, может быть получен с параллельно-ориентированными кристаллами металлического антимонида никеля. Эти кристаллы действуют как внутренние короткозамыкающие линии. Без магнитного поля линии тока располагаются под прямым углом к эквипотенциальным поверхностям металлических кристаллов, но под действием приложенного поля линии тока поворачиваются на холловский угол θ и образуют зигзагообразные траектории в материале (рис. 4.22).

Магниторезисторы получаются осаждением пленки толщиной около 25 мкм из антимонида индия/антимонида никеля на подложку толщиной 0,1 мм. Пленка имеет форму меандра; сопротивление при отсутствии магнитного поля может варьироваться изменением размеров этого меандра и числа петель.

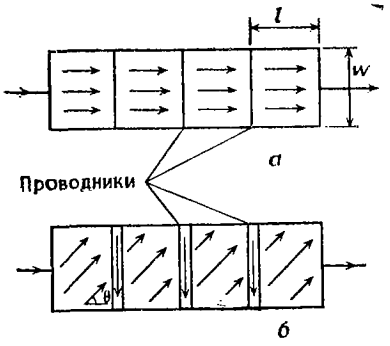


Рис. 4.21. Линии тока в растровом магниторезистивном элементе: *а* — без магнитного поля, *б* — в магнитном поле

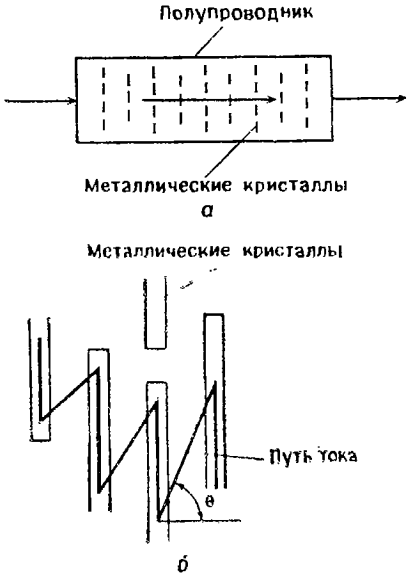


Рис. 4.22. Полупроводник с внутренними короткозамыкающими металлическими кристаллами: *а* — путь тока в отсутствие магнитного поля, *б* — путь тока в магнитном поле.

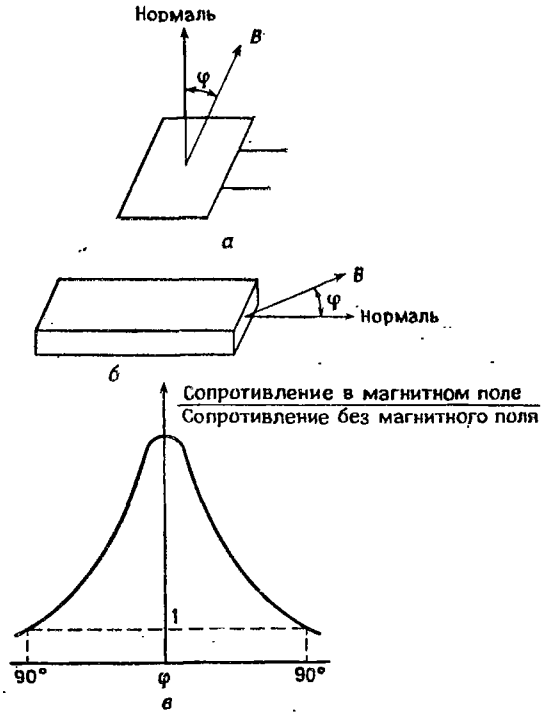


Рис. 4.23. Влияние направления магнитного поля на магниторезистор: *а* и *б* — направления поля, *в* — кривая сопротивления.

Пленка изолируется от подложки, которая может быть изготовлена из магнитного материала с тонким изолирующим покрытием из немагнитного материала, например керамики или пластмассы.

Сопротивление зависит от направления магнитного поля, как показано на рис. 4.23. Максимальное изменение сопротивления имеет место, когда кристаллы антимонида никеля параллельны друг другу, а магнитное и электрическое поля направлены под углом друг к другу. Температурный отклик магниторезисторов зависит от материала легирующих примесей. Как правило, сопротивление уменьшается с температурой и падение сопротивления происходит быстрее после приложения магнитного поля, так что отношение сопротивления в магнитном поле к сопротивлению в отсутствие поля уменьшается с температурой.

Магниторезисторы имеют низкие шумы, если только в материале не возникают трещины из-за ошибочного монтажа. Так как устройство обладает объемным сопротивлением, оно не под-

вержено воздействию поверхностных эффектов и характеризуется очень малым старением. В основном старение происходит из-за порчи эпоксидных смол, применяемых, чтобы заключить устройство в корпус или прикрепить полупроводник к подложке.

4.7. Пьезоэлектрические преобразователи

Слово «пьезоэлектричество» произошло от греческого «piezein», означающего «давить». Пьезоэффект был открыт в 1880 г. братьями Жаком и Пьером Кюри; он связывает механическую деформацию в кристалле с возникающим в нем электрическим сигналом. Электрическое напряжение, приложенное к пьезоэлектрическому кристаллу, вызывает его механические деформации; и наоборот, механическое воздействие на кристалл порождает электрическое напряжение на нем.

Пьезоэлектричество наблюдается в кристаллах, которые не имеют центра симметрии. Двадцать один класс кристаллов не обладает такой симметрией, и свыше тысячи кристаллических материалов демонстрируют пьезоэлектрический эффект. Пьезоэлектричество наблюдается как в монокристаллических материалах, например кварце, так и в поликристаллических материалах, например керамике. Монокристаллический кварц имеет более высокую температурную стабильность, химическую стойкость и прочность, чем пьезокерамика. Но чтобы получить хорошие пьезоэлектрические свойства, кварцевые монокристаллы должны быть точно ориентированы, причем следует использовать только идеальные кристаллы. Пригодные формы кристаллов также ограничены простейшими конфигурациями, например пластинками или дисками.

В отличие от естественных кристаллов, таких, как кварц или гурмалин, пьезокерамика не имеет пьезоэлектрических свойств сразу после изготовления из-за хаотической ориентации электрических диполей. Подвергая ее воздействию электрического поля в диапазоне от 10 до 30 кВ/см при температуре несколько ниже температуры Кюри, можно ориентировать материал так, что он будет действовать как монокристалл. Преимущество пьезокерамики заключается в том, что из нее можно изготавливать образцы сложной конфигурации; она химически стойка и может изготавливаться по стандартным технологиям для керамических материалов.

В керамических материалах может иметь место частичная или полная деполяризация с потерей пьезоэлектрических свойств, если материал подвергается воздействию сильного переменного поля или постоянного поля, противоположного первоначальному направлению поляризации; если температура воз-

растает выше точки Кюри; если механическое воздействие на материал превышает определенный уровень.

В пьезоэлектрических материалах соотношения между электрическим полем E и результирующей индукцией D и между механическим натяжением T и результирующей деформацией S в материале описываются выражениями

$$S=dE+\gamma^E T, \tag{4.11}$$

$$D=dT+\varepsilon^T E. \tag{4.12}$$

Здесь ε — диэлектрическая восприимчивость материала, γ — его коэффициент упругой податливости. Индексы T и E означают, что ε и γ измеряются при постоянных механической силе и электрическом поле соответственно, символом d обозначен заряд на единицу приложенного давления при постоянном электрическом поле; этим же символом может обозначаться механическое напряжение на единицу приложенного поля при постоянном давлении. Следовательно, d представляет собой пьезоэлектрический коэффициент заряда материала и измеряется в единицах [м/В].

Другой коэффициент, называемый пьезоэлектрическим коэффициентом напряжения g, определяется формулами (4.13) и (4.14) и измеряется в единицах [В·м/Н]:

$$E=-gT+D\varepsilon^{-T}, \tag{4.13}$$

$$S=\gamma^D T+gD. \tag{4.14}$$

Коэффициент электромеханической связи k пьезоэлектрического устройства определяется выражениями

$$k^2=d^2\varepsilon^{-T}\gamma^{-E}, \tag{4.15}$$

или

$$k^2(1-k^2)^{-1}=g^2\varepsilon^T\gamma^{-D}. \tag{4.16}$$

При низких частотах, ниже частоты механического резонанса материала, k^2 есть мера количества энергии, приложенного в одной из форм (механической или электрической), которая преобразуется в другую форму.

Пьезоконстанты d, g и k зависят от направления приложенной механической силы или электрического поля в кристалле. На рис. 4.24, *а* показаны шесть возможных направлений, где цифры 4, 5 и 6 указывают поворот вокруг трех осей. Пьезоконстанты записываются с двумя индексами, например g_{31}, где первый индекс указывает направление генерируемого поля, а второй — направление приложенного механического напряжения. На рис. 4.24, *б* представлен пример, где электрическое поле и механическое напряжение действуют вдоль оси 3, а на

рис. 4.24, *в* механическое напряжение действует вокруг оси 4, в то время как электрическое поле направлено по оси 2. В табл. 4.4 приведены константы для некоторых пьезоэлектрических материалов.

Таблица 4.4

Пьезоконстанты некоторых материалов

Параметр	Кварц, *X*-срез	Сульфат лития, *Y* срез	Титанат бария	Цирконат-титанат свинца	
				PZT-4	PZT-5
Максимальная рабочая температура, °С	550	75	90	250	300
Плотность, кг/м³	$2{,}7\cdot10^3$	$2{,}1\cdot10^3$	$5{,}6\cdot10^3$	$7{,}6\cdot10^3$	$7{,}7\cdot10^3$
Диэлектрическая постоянная	4,5	10,3	1700	1300	1700
Константа пьезоэлектрического заряда d_{33}, м/В	$2{,}3\cdot10^{-12}$	$1{,}6\cdot10^{-11}$	$1{,}5\cdot10^{-10}$	$2{,}9\cdot10^{-10}$	$3{,}7\cdot10^{-10}$
Константа пьезоэлектрического напряжения g_{33}, В·м/Н	0,058	0,18	0,014	0,026	0,025
Коэффициент электромеханической связи k_{33}	0,1	0,35	0,48	0,65	0,68
Модуль Юнга, Н/м²	$8{,}0\cdot10^{10}$	$1{,}2\cdot10^{11}$	$8{,}2\cdot10^{10}$	$6{,}8\cdot10^{10}$	$2{,}9\cdot10^{10}$
Температура Кюри, °С	575	—	120	320	365

Пьезоэлектрические преобразователи являются автогенерирующими и могут использоваться только для динамических измерений. Они нашли наиболее широкое применение в акселерометрах и для измерений вибраций. Типичные характеристики этих устройств: чувствительность 10—50 мВ/g, частота 2 Гц — 100 кГц, диапазон 1000—20 000 g и импеданс 1 нФ — 500 пФ. Выход от пьезоэлектрических преобразователей имеет малую амплитуду и высокий импеданс, так что необходимо согласование

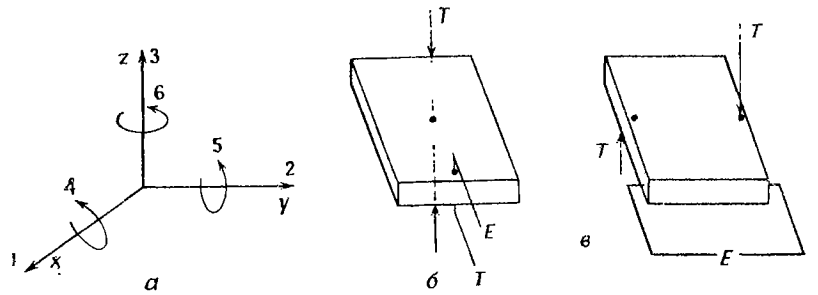


Рис. 4.24. Направленные свойства пьезоэлектрических констант: *а* — повороты осей. *б* — g_{33}, *в* — g_{24}.

по уровню и форме сигнала, прежде чем он может быть использован. Часто эта согласующая цепь размещается внутри корпуса преобразователя.

4.8. Оптические преобразователи

Создано большое число различных оптических преобразователей, основанных на различных методах. Этой области посвящены многие современные исследования. В большинстве преобразователей для приема и передачи света используют оптические волокна; нередко свет модулируется измеряемой величиной. Оптические преобразователи могут содержать кодирующие устройства с кодирующими дисками между излучателем и приемником для измерений положения и скорости. Они могут использовать модуляторы с муаровыми узорами для измерения расстояния или лазерную интерферометрию для измерения длины, положения и смещения.

В этом разделе мы рассмотрим только основные типы фотоприемников. Они могут быть фотоэлектронными, без *pn*-переходов, или объемными, на *pn*-переходах.

4.8.1. Фотоэлектронные приемники. В фотоэлектронных устройствах, например в фотоумножителе, анодный ток пропорционален интенсивности падающего света. Недостатком фотоэлектронных датчиков является то, что они громоздки и дороги и требуют для работы напряжения от 300 до 2500 В. Их преимущество состоит в том, что они имеют хорошую частотную характеристику и очень высокую чувствительность. Спектральный диапазон чувствительности фотоэлектронных датчиков можно изменять от 100 до 1000 нм выбором материала катода. Обычно эти типы преобразователей не используются в электронных схемах общего назначения, поэтому мы не будем в дальнейшем их рассматривать, а лишь приводим их основные параметры в табл. 4.5.

4.8.2. Приемники без *pn*-переходов. К этому типу относятся приборы с использованием фотопроводимости или фоторезисторы. В них используется принцип генерации электронно-дырочных пар в материале при его освещении, при этом электроны переходят в зону проводимости, уменьшая объемное сопротивление.

Материалы, наиболее часто используемые для видимого света, — это керамическая подложка из окиси алюминия, покрытая слоем сульфида кадмия CdS или селенида кадмия CdSe. Приборы изготовляют различными методами, например с помощью спекания, обжига, осаждения из газовой фазы, вакуумного напыления, химического осаждения. Они делаются с большой чув-

Таблица 4.5

Сопоставление некоторых типичных фотоприемников

Параметр	Фотосопротивление	Фотоэлемент	Фотогальванический элемент	Фотодиод	Фототранзистор	Фототиристор
Максимальная температура, °С	75	80	150	125	125	100
Максимальное напряжение, В	1000	2800	0,5	200—2000	100	200
Максимальный ток	1 А	10 мА	1 А	5 мА	50 мА	1,5 А
Рассеиваемая мощность	20 Вт	0,01—1 Вт	400 мВт	50 мВт	400 мВт	2 Вт
Время переключения	1—100 мс	0,1 мкс	1—100 мкс	1 нс · 1 мкс	2—100 мкс	2 мкс
Максимальная частота	1 кГц	10 МГц	50 кГц	10 МГц	100 кГц	1 кГц
Рабочий уровень падающего излучения, мВт/см²	0,001—70	10^{-9}—1,0	0,001—1000	0,001—200	0,001—20	2—200
Долговременная стабильность*	3	2	1	2	2	2
Максимальная спектральная чувствительность, мкм	0,6—2,2	0,1—1,0	0,85	0,85	0,8	0,85
Габариты*	3	4	3	1	2	2

* 1 — наилучшее или наименьшее значение.

ствительной поверхностью, при этом необходимо высокое отношение темнового и светового сопротивлений, которые обычно изменяются от 10 МОм до 10 кОм. Спектральная чувствительность сульфида кадмия лежит в области 0,6 мкм, а для селенида кадмия — 0,72 мкм. Эти два материала можно смещать, чтобы получить чувствительность в области 0,66 мкм. Для инфракрасного диапазона можно использовать сульфид свинца PbS или селенид свинца PbSe, которые имеют максимум спектральной чувствительности в области 2,2 мкм. Спектральная кривая селенида свинца имеет относительно плоский участок в диапазоне от 1,8 до 3,6 мкм.

Преобразователи на фоторезисторах относительно дешевы, работают при любом направлении тока и могут выдерживать высокое напряжение и высокий уровень рассеиваемой мощности. Их основной недостаток состоит в инерционности: постоянная времени для селенида кадмия составляет около 10 мс, для сульфида кадмия — около 100 мс, для селенида свинца — около 10 мкс и для сульфида свинца — около 500 мкс. Фоторезисторы

обладают также гистерезисом. Это означает, что проводимость ячейки зависит от интенсивности и продолжительности предыдущего облучения. Эффект гистерезиса наиболее заметен при низких световых уровнях. Благодаря низкой стоимости и высокой чувствительности фоторезисторы нашли применение для включения уличного освещения, в фотоэкспонометрах и низкоскоростных промышленных счетчиках.

4.8.3. Приборы на *pn*-переходах. *Фотодиоды.* На рис. 4.25 представлена характеристика *pn*-перехода. В отсутствие освещения он ведет себя как обычный диод, но по мере роста осве-

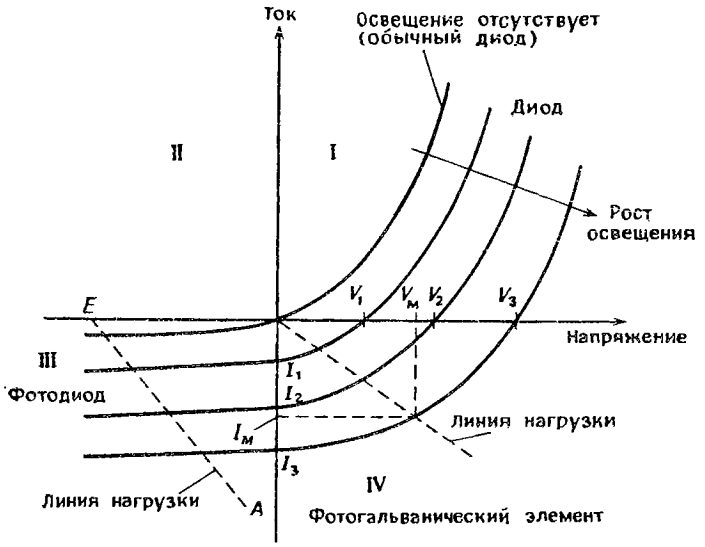


Рис. 4.25. Фотоприемники на *pn*-переходах.

щения возможно несколько режимов работы. Если к фотодиоду приложено обратное смещение от внешнего источника E, то, соединенный с нагрузкой, он работает в квадранте III и характеризуется линией нагрузки EA. В отсутствие освещения через *pn*-переход с обратным смещением течет очень малый ток, который называется темновым током. Падающий свет создает электронно-дырочные пары в *pn*-переходе, и они переносятся через *pn*-переход внешним смещением. Фотодиод характеризуется электронной эмиссией на квант света (или квантовым выходом), которая составляет около 95%.

Шумы, генерируемые в фотодиоде, выражаются через эквивалентную мощность шумов, которая представляет собой количество света, необходимое, чтобы обеспечить сигнал, эквива-

лентный уровню шумов. Диодные шумы возрастают с площадью *pn*-перехода, поэтому обнаружительная способность, определяемая как эквивалентная мощность шумов на единицу активной поверхности, часто используется как характеристика шумов.

Фотодиоды изготовляются из кремния и могут иметь несколько различных структур. *pin*-диоды, в которых между *p*- и *n*-областями находится промежуточный слой, имеют малую емкость перехода и более высокое быстродействие, чем обычный фотодиод. Лавинные фотодиоды, работающие на принципе быстрого лавинного размножения электронов, генерируемых падающим светом в *pn*-переходе, применяются как счетчики фотонов. Их недостаток в том, что они имеют относительно высокий уровень шумов. В фотоприемниках с большой поверхностью используются диоды с барьером Шотки; в них тонкий слой золота напыляют на кремний, чтобы сформировать *pn*-переход. Недостаток диодов Шотки в том, что они не могут работать при высоких температурах и высоких уровнях облучения.

Фототранзисторы. Фототранзистор можно рассматривать как фотодиод, соединенный с усилительным транзистором. Он формируется как часть коллекторного *pn*-перехода транзистора с обратным смещением; этот переход должен иметь большую площадь для увеличения его эффективности как фотоприемника. Чувствительность фототранзистора в 100—1000 раз больше, чем у фотодиода, но поскольку темновой ток также усиливается, то отношение сигнала к шуму не улучшается. Быстродействие фототранзистора меньше, чем фотодиода, частично из-за паразитной емкости коллектор — база, частично из-за ограничений на произведение усиления тока на ширину полосы.

Для обеспечения чувствительности, в 10 000 раз превышающей чувствительность фотодиода, можно использовать фототранзисторную пару Дарлингтона. В принципе она состоит из фототранзистора, питающего транзистор, причем оба устройства выращены на одном и том же кремниевом кристалле. Фотоприемники на полевых транзисторах имеют в десять раз большую чувствительность, чем биполярные фототранзисторы, так как повышенный входной импеданс позволяет получить повышенное выходное напряжение от более низкого входного фототока. В полевом фототранзисторе переход затвор — канал используется как фотодиод. Он имеет очень низкое напряжение смещения, но его быстродействие хуже, чем у биполярного фототранзистора.

Фототиристоры. Когда фототиристор облучается, на запирающем переходе генерируются электронно-дырочные пары, кото-

рые могут действовать как триггерный ток, включая устройство. Обычно от одной из базовых областей делается вывод. Если через этот вывод подавать прямое напряжение на соответствующий эмиттерный переход, то можно изменять световой уровень, необходимый для его включения.

Фототиристор изготовляется из тонких слоев, чтобы обеспечить большее проникновение света, но, к сожалению, это приводит и к низкому запирающему напряжению. Прибор имеет *pn*-переход с большой поверхностью, чтобы увеличить световую чувствительность, но это также делает его более чувствительным к изменениям температуры и напряжения и увеличивает время переключения по сравнению с обычными тиристорами. Сопротивления, подсоединенные между затвором и катодом тиристора, уменьшают его чувствительность к шумам и вариациям напряжения, но также уменьшают его световую чувствительность.

Фотоэлементы. Если внешний источник питания не подсоединен к фотодиоду, то падающий свет создает потенциал на *pn*-переходе, так что *p*-слой приобретает положительный потенциал относительно *n*-слоя. Это вызывает ток через внешнее нагрузочное сопротивление и обратный ток через диод. Такой прибор называется фотоэлементом или солнечным элементом и работает в квадранте IV рис. 4.25. Напряжения V_1, V_2, V_3 — это напряжения холостого хода фотоэлемента, а I_1, I_2, I_3 — токи короткого замыкания.

Максимальное напряжение холостого хода фотоэлемента приближается к ширине запрещенной зоны материала. Если V_3 — напряжение холостого хода, а I_3 — ток короткого замыкания при заданном уровне освещенности, то теоретическая максимальная выходная мощность элемента равна V_3I_3. На практике из-за нелинейности характеристики она равна V_MI_M. Коэффициент заполнения элемента определяется отношением V_MI_M/V_3I_3.

Если I_P — интенсивность падающего света в [мВт/см^2], то кпд элемента определяется как V_MI_M/I_P. Фотоэлементы имеют кпд в диапазоне от 5 до 25%.

Различные материалы могут использоваться для изготовления фотоэлементов. Кремниевые элементы имеют очень большой срок службы при условии, что они надежно герметизированы. Характеристики элементов могут ухудшаться на 2—10% при ярком свете и высоких температурах. Ширина запрещенной зоны кремния составляет 1,12 эВ, при этом элемент имеет максимальное напряжение холостого хода 0,6 В. У кремниевого элемента кпд составляет от 12 до 18% с теоретическим максимумом около 22%. Имеется несколько основных вариантов

Таблица 4.6

Сопоставление некоторых фотоэлементов

Материал	Структура	Напряжение холостого хода, В	Плотность тока короткого замыкания, мА/см²	Типичный кпд, %
Кремний	Неотражающая	0,6	40	18
	Гетеропереход	0,5	25	10
	Барьер Шотки	0,6	25	10
Сульфид кадмия	Обычная	0,5	25	6
Арсенид галлия	Гетеропереход	0,9	40	25
	Барьер Шотки	0,9	20	15

кремниевых элементов, их сравнительные данные представлены в табл. 4.6.

Арсенид галлия поглощает свет вблизи поверхности, тогда как в кремнии поглощение происходит в более глубоких слоях материала. Следовательно, в кремнии фотовозбужденные носители должны проходить бо́льшие расстояния без рекомбинации, и требуется более чистый материал, чем арсенид галлия, чтобы избежать дефектов, на которых возможна рекомбинация.

Ширина запрещенной зоны арсенида галлия составляет 1,35 эВ, что близко к оптимуму для максимальной эффективности преобразования солнечного света на земной поверхности. Элемент также очень хорош при использовании в концентраторах солнечного излучения. Это, естественно, будет повышать температуру элемента и уменьшать его фотовольтаическую эффективность, но фототепловая эффективность будет возрастать, при этом элемент будет обладать высоким общим кпд вплоть до 25% при 250 — 300 °С и коэффициенте концентрации 1000 по отношению к плотности излучения Солнца на земной поверхности. Недостаток арсенида галлия в том, что это дорогой материал, его поставки ограничены, а применяемый в настоящее время метод его получения с помощью эпитаксии из жидкой фазы дорог.

Сульфид-кадмиевый фотоэлемент содержит базовый слой n-типа из сульфида кадмия CdS и тонкий поверхностный слой p-типа сульфида меди Cu_2S. Оба материала сильно поглощают свет; таким образом, элементы из них гораздо тоньше, чем из кремния.

Основное достоинство сульфид-кадмиевого элемента в том, что его изготовление относительно дешево. Элемент имеет теоретический максимальный кпд 18—25%, но на практике он получается близким к 5%. Элемент также нестабилен, высокая температура и световой поток могут вызвать разложение мате-

риала и падение выходной мощности в результате медленного превращения Cu_2S в CuS и в Cu. Даже при нормальных условиях элемент теряет порядка 10% его выходной мощности после года работы из-за воздействия паров воды и окисления.

4.9. Преобразователи для измерения температуры

Существуют три основных типа приборов для температурных измерений: термометры сопротивления, термопары и термисторы. Их свойства представлены в табл. 4.3. В дополнение к упомянутым в этом разделе рассмотрены три другие метода измерения температуры: с помощью полупроводниковых *pn*-переходов, кварцевых кристаллов и радиационных пирометров.

Преобразователи для измерения температуры могут монтироваться на поверхности или погружаться в жидкость. Часто они помещаются в корпус для защиты от окружающей среды. Важно, чтобы измерительные приборы не влияли на температуру поверхности, например, путем отвода тепла от нее.

4.9.1. Термометры сопротивления. Уравнение Коллендара для температурных измерений в проводнике было представлено в 1924 г. ван Дузеном в виде

$$t = \frac{1}{\alpha}\left(\frac{R_t}{R_0} - 1\right) + \delta\left(\frac{t}{100}\right)\left(\frac{t}{100} - 1\right) + \beta\left(\frac{t}{100} - 1\right)\left(\frac{t}{100}\right)^3 \qquad (4.17)$$

Здесь R_t — сопротивление при t °C, R_0 — сопротивление при 0 °C, а α, δ и β — константы, найденные путем измерений сопротивления при температурах, соответствующих точкам кипения воды (100 °C), затвердевания цинка (419,58 °C) и кипения кислорода (—182,96 °C) соответственно.

Термометры сопротивления обычно делают из проволоки, намотанной на каркас, хотя в случаях, когда требуется более высокое быстродействие, используется металлическая фольга. Материал должен иметь высокий температурный коэффициент сопротивления; высокое удельное сопротивление, так что большое сопротивление может быть достигнуто при малых физических размерах; стабильные характеристики, испытывающие малые изменения при многократных нагревании или охлаждении и во времени; хороший отклик; устойчивость к ударам и вибрации.

Отожженая платиновая проволока высокой чистоты — наиболее часто используемый материал. Он характеризуется линейной зависимостью сопротивления в широком диапазоне температур. Платиновый термометр сопротивления используется в качестве эталонного прибора для международной термометрической шкалы в диапазоне от точки кипения жидкого кислорода

(—182,96 °С) до точки плавления сурьмы (630,74 °С). Возможно, что этот диапазон будет расширен до точки плавления золота (1063 °С).

Температура для платинового термометра сопротивления может быть найдена по уравнению (4.17). Ошибка меньше ±0,1 °С при температурах ниже 500 С°, но может достигать ±1 °С при 850 °С. Платиновый термометр сопротивления имеет хорошую долговременную стабильность, высокую точность и воспроизводимость измерений. Его калибровочный дрейф менее 0,1°/год.

Никель и никелевые сплавы также используются в термометре сопротивления. Их температурный коэффициент сопротивления примерно в два раза выше, чем у платины, так что они более чувствительны. Температурный коэффициент сопротивления никеля порядка 0,0062 Ом/°С. Медь имеет температурный коэффициент сопротивления несколько более высокий, чем у платины. Она может работать в температурном диапазоне от —200 до +150 °С, так как медь окисляется при более высоких температурах. Из-за низкого удельного сопротивления меди должна использоваться тонкая проволока, чтобы ограничить размеры прибора и улучшить его время отклика. Медь имеет линейный температурный коэффициент сопротивления в диапазоне от —50 до +150 °С, и иногда ее использование предпочтительнее платины для измерений при температурах, близких к температуре окружающей среды. Иногда используется вольфрам; он имеет хороший температурный коэффициент сопротивления, но трудно поддается обработке и слишком хрупок, что снижает надежность приборов.

Преимуществами термометров сопротивления являются хорошая воспроизводимость, стабильность, точность и линейный выход. Их недостатки — относительно большие размеры, значительное время отклика и высокая стоимость. Они, как правило, имеют сопротивление 100 Ом при 0 °С, которое изменяется на 0,3 Ом/°С. Провода, соединяющие датчик и измерительный прибор, могут иметь сопротивление несколько десятых ома, поэтому нужно использовать метод измерений четырехполюсника, чтобы уменьшить ошибки за счет соединительных проводов.

4.9.2. Термопары. Когда два разных металла соединены на одном конце (чувствительный контакт), а другой конец поддерживается при фиксированной известной температуре (опорный контакт), в цепи протекает ток. Величина этого тока зависит от характеристик материалов и пропорциональна разности температур двух контактов. Эффект, состоящий в возникновении эдс, называется термоэлектрическим эффектом или эффектом Зеебека, а термоэдс, возникающая в цепи, может служить

мерой температуры. Обычно температура опорного контакта поддерживается равной 0 °С, в частности, для этого может использоваться термостатирование опорного контакта. Множество контактов из одних и тех же материалов можно соединить последовательно и расположить близко друг к другу, чтобы получить выходной сигнал, который будет равен сумме отдельных выходов. Это устройство называется термобатареей.

Для изготовления термопар можно использовать несколько комбинаций материалов. Характеристики большинства из них описываются стандартами, например ANSI Standard C96.1 или BS4937: 1973, которые определяют их выходные напряжения. На рис. 4.26 показаны кривые для некоторых из этих материа-

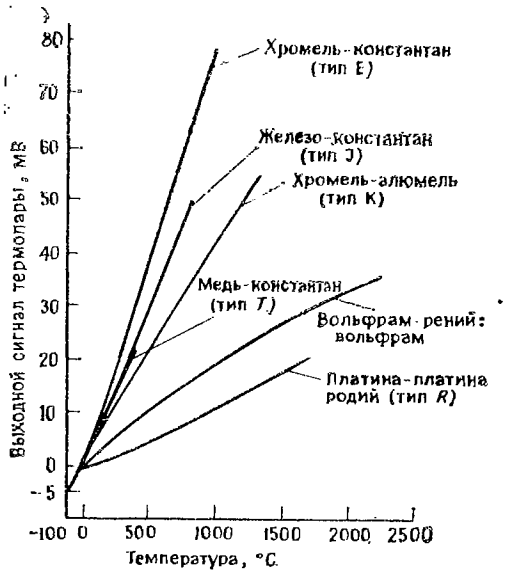


Рис. 4.26. Выходные характеристики термопар.

лов. Термопара платина — родий (тип *R*) работает при максимальной температуре 1800 °С и имеет коэффициент термоэдс порядка 10 мкВ/°С. Она обладает хорошей стабильностью и устойчивостью к коррозии. Пара вольфрам — рений имеет максимальную рабочую температуру 2800 °С и коэффициент термоэдс около 20 мкВ/°С. Эта термопара должна работать в вакууме или инертной атмосфере. Пара железо — константан (тип *J*) имеет максимальную рабочую температуру 800 °С, выходное напряжение 65 мкВ/°С и может использоваться в окислительной атмосфере. Пара медь — константан (тип T) имеет

максимальную рабочую температуру 350 °С, так как медь окисляется выше 350 °С, и коэффициент термоэдс 60 мкВ/°С. Пара хромель — коистантан (тип Е) имеет самый большой коэффициент термоэдс 80 мкВ/°С и максимальную рабочую температуру 700 °С.

Термопары хрупки и легко подвергаются коррозии. Их обычно помещают в металлическую или керамическую колбу, которая химически инертна и герметична. Проводники, соединяющие термопару с измерительным прибором, называются компенсирующими проводами и должны быть из того же материала, что и термопара, для обеспечения максимальной точности. Термопары имеют самый широкий температурный диапазон из всех измерительных преобразователей, а их малая масса обеспечивает им хороший отклик и высокую чувствительность.

4.9.3. Термисторы. Хотя существуют термисторы и с положительным, и с отрицательным температурными коэффициентами, сопротивления, последние почти исключительно используются для температурных измерений. Наиболее распространенные материалы, используемые в термисторах с отрицательным температурным коэффициентом, — окислы элементов группы железа, такие, как хром, марганец, железо, кобальт, никель. Эти материалы обладают высоким удельным сопротивлением, но становятся полупроводниками при добавлении небольшого количества ионов, имеющих иную валентность, например, небольшое чнсло ионов железа в окиси железа замещается титаном.

Применяются термисторы различной формы и размеров; их сопротивление, которое обычно определяется при 25 °С, составляет от 0,1 Ом до 100 МОм. Они могут быть сконструированы для работы в диапазоне от —100 до +600 °С, одиночный прибор может работать в диапазоне примерно 200 °С, при этом сопротивление изменяется в 1000 раз. Приборы выпускаются серийно в форме от очень малых шайб диаметром менее 0,2 мм и до стержней или дисков диаметром более 25 мм. Шайбы имеют очень быстрый тепловой отклик и изготовляются путем спекания капли термисторной пасты, нанесенной на две проволоки из платинового сплава. Затем шайбы покрываются стеклом, чтобы обеспечить герметичность, или монтируются в вакуумные или газонаполненные колбы.

Зависимость сопротивления термистора от температуры записывается в виде

$$R_T = R_\infty \exp(\beta T^{-1}). \qquad (4.18)$$

Здесь R_T — сопротивление при температуре T в кельвинах, R_∞ — сопротивление при бесконечно высокой температуре,

а β — постоянная прибора. Уравнение (4.18) можно переписать в виде

$$R_2 = R_1 \exp[\beta(T_2^{-1} - T_1^{-1})]. \qquad (4.19)$$

Здесь R_1 и R_2 — сопротивления при T_1 и T_2 в кельвинах соответственно. Постоянная β может достигать 10^3 и зависит от материала термистора; она изменяется с температурой, так что уравнения термистора пригодны только в определенном температурном диапазоне.

Термисторы имеют температурный коэффициент сопротивления между 3 и 6% на 1 °С по сравнению с 0,4% на 1 °С для платины, так что это чувствительные преобразователи. Термисторы имеют также такие преимущества, как малые размеры, низкая стоимость и вариации от одного прибора к другому менее чем ±0,2 °С в диапазоне 0—70 °С. Недостатки термисторов состоят в том, что они имеют нелинейную зависимость сопротивления от температуры и малую стабильность, которая может составлять ±0,5 °С за год при 300 °С.

4.9.4. Другие температурные датчики. В этом разделе кратко рассмотрены еще три типа температурных датчиков: кварцевый датчик, полупроводниковый датчик и радиационный пирометр.

Кварцевые датчики измеряют изменение резонансной частоты кварцевого кристалла. Устройство используется в генераторе, так что требуются относительно сложная электронная схема и счетчик, поэтому кварцевый температурный датчик в основном лабораторный прибор. Его рабочий диапазон составляет от —80 до +250 °С; прибор линеен от —50 до +250 °С с точностью ±0,04 °С.

Полупроводниковые датчики температуры обычно регистрируют изменение напряжения база — эмиттер транзистора в зависимости от температуры; их температурная чувствительность напряжения составляет около 2,1 мВ/°С. Напряжение база — эмиттер V_{be} изменяется согласно выражению

$$V_{be} = (kT/q)\ln(I_c I_s^{-1}), \qquad (4.20)$$

где k — постоянная Больцмана, T — температура в кельвинах, q — заряд электрона, а I_c и I_s — ток коллектора и обратный ток насыщения транзистора соответственно.

Два транзистора можно соединить, чтобы получить дифференциальный выход

$$\Delta V_{be} = (kT/q)\ln(I_1 I_2^{-1}). \qquad (4.21)$$

Здесь I_1 и I_2 — токи в двух транзисторах. Обычно I_1 выбирается примерно равным $2I_2$, так что все члены в (4.21) постоянны

и ΔV_{be} изменяется линейно с температурой. Полупроводниковый датчик имеет точность порядка $\pm 2\,^{\circ}C$ в диапазоне от -40 до $+150\,^{\circ}C$.

Радиационный пирометр — бесконтактный прибор для измерения температуры. Он реагирует на излучение преимущественно в инфракрасной области спектра с длинами волн от 0,75 до 1000 мкм. Оптические линзы и зеркальная система, которые чувствительны в инфракрасной области спектра, используются, чтобы сфокусировать излучение на температурный датчик, обычно термоэлектрический или резистивный. Выходной сигнал калибруется так, чтобы прибор показывал температуру исследуемого образца. Радиационные пирометры обычно используются для температур вплоть до 3500 °C, но могут также применяться для бесконтактных измерений до $-50\,^{\circ}C$.

Глава 5

ШИНЫ ПРИБОРОВ

5.1. Введение

Шины используются для передачи данных на различных уровнях в пределах системы. В общем случае можно назвать семь таких уровней: 1) Связь между компонентами печатной платы; протяженность шины около 10 см. 2) Связь между печатными платами на расстоянии около 10 см. 3) Связь внутри корпуса прибора в пределах 1 м. 4) Связь между двумя или несколькими приборами на расстояния около 10 м. 5) Связь между контроллером и периферийными устройствами, которая обычно простирается на расстояния свыше 100 м. 6) Локальные сети, которые связывают всю систему воедино в пределах 5000 м. 7) Глобальные или спутниковые сети большой дальности.

Стандарты на шины разрабатываются так, чтобы обеспечить взаимодействие компонентов и оборудования, поставляемых разными изготовителями. В результате кооперации между различными поставщиками эти стандарты получили широкое развитие и были приняты метрологическими организациями, которые приняли некоторые из конкурирующих конструкций шин в качестве стандартов. Несколько фирм поставляют в настоящее время на рынок интегральные схемы (ИС), которые позволяют осуществлять сопряжение шин двух различных типов.

Для стандартной шины должны быть точно определены электрические, механические и протокольные требования. Электрические параметры должны включать требования к источнику питания; уровни напряжения; метод подвода питания — по одной или нескольким линиям; максимальную скорость передачи данных; ширину линий адреса и шины; входное и выходное сопротивления шины. К механическим параметрам относятся форма и размер печатной платы (если она есть); максимальная длина шины данных; число приборов, которые можно связать друг с другом, и разветвлений между передающими и воспринимающими устройствами и контроллером; тип и размеры разъема и спецификация его выводов. Протокол определяет совокупность правил, регламентирующих процедуру связи с помощью шины, и включает описание принципов синхронизации и ввода-вывода; режим работы шины — синхронный, асин-

Таблица 5.1

Сопоставление параметров некоторых широко распространенных шин данных

Марка шины	Уровень связи	Тип	Разряд адреса	Информационный разряд	Максимальная скорость	Расстояние, м	Тип разъема	Размер платы, мм×мм	Основные поставщики
I²C (шина для соединения ИС)	Между компонентами	Асинхронный последовательный	7	—	100 кбит/с	5	—	—	Philips
D²B (шина цифровых данных)	Между компонентами	Асинхронный последовательный	12	—	100 кбит/с	10	21-канальный (замковый)		Philips
S-100 (IEEE 696)	В пределах платы В пределах корпуса	Синхронный немультиплексный параллельный	16—24	8 или 16	1 Мбит/с	10	100-канальный (краевой)		
STD (IEEE 961)	В пределах платы В пределах корпуса	Синхронный немультиплексный параллельный	16	8	1 Мбит/с	10	56-канальный (краевой)	114,3×165,1 или Евро-карта	Mostek Pro-Log
Q-шина	В пределах платы В пределах корпуса	Асинхронный мультиплексный параллельный	16—18	8 или 16	1 Мбит/с	10	Краевой	214×263,4 214×147,3	DEC
Multibus II	В пределах платы В пределах корпуса	Асинхронный мультиплексный параллельный	24—32	8, 16 или 32	100 Мбит/с	10	96-канальный (DIN 41612)	Еврокарта	Intel

VME	В пределах платы В пределах корпуса	Асинхроиный немультиплексный параллельный	24—32	8, 16 или 32	100 Мбит/с	10	96-канальный (DIN 41612)	Еврокарта	Mostek Motorola Philips
Eurobus	В пределах платы В пределах корпуса	Асинхронный мультиплексный параллельный	18	8, 16, 24 или 32	100 Мбит/с	10	96-канальный (DIN 41612)	Еврокарта	MOD Ferranti
Futurebus (IEEE 896)	В пределах платы В пределах корпуса	Асинхронный мультиплексный параллельный	32	8, 16 или 32	300 Мбит/с	10	96-канальный (DIN 41612)	Еврокарта	—
IEEE 488	В пределах устройства	Асинхронный мультиплексный параллельный	32	8	10 кбит/с	20	24-канальиый (автоматнческнй регулятор напряжения)	—	—
RS232	От контроллера до терминала	Асинхронный последовательный	—	—	10 кбит/с	100	25-канальиый (контактный)	—	—
RS422/RS423	От контроллера до терминала	Асинхронный последовательный	—	—	1 Мбит/с	1000	37-канальный (контактный)	—	—
MIL STD 1553B	От контроллера до терминала	Асинхронный последовательный	—	—	1 Мбит/с	100	—	—	—

хронный или квазисинхронный; последовательный или параллельный тип шины; способ обнаружения и устранения ошибок.

В табл. 5.1 сопоставлены основные параметры ряда распространенных шин. Существует два основных типа шин — последовательный и параллельный, они подробнее описаны в последующих разделах. Шины могут также работать в синхронном или асинхронном режиме. Синхронный режим обеспечивает более высокую пропускную способность, поскольку, например, во время операции считывания контроллер сообщает адрес периферийному устройству и затем получает доступ к данным в течение определенного интервала времени. В асинхронном режиме контроллер сообщает адрес и затем ожидает, пока периферийное устройство сообщит данные через интервал времени, характерный для этого устройства. Поэтому асинхронный режим может быть медленным, хотя он более гибкий, поскольку система приспосабливается к самому медленнодействующему из подключенных к шине устройств.

5.2. Параллельные шины

В параллельных шинах каждый разряд информации передается по отдельной линии, так что существует свой канал для каждого информационного разряда, адресного разряда и управляющего сигнала. Во многих шинах один и тот же канал используется для передачи как адресов, так и данных, что отмечено в столбце «тип» табл. 5.1 термином «мультиплексный». Линии данных передают данные в систему или из нее; адресные линии указывают действующую часть памяти или местонахождение ввода-вывода; управляющие линии передают сигналы управления, такие, как чтение-запись, ввод-вывод, прерывание.

Хотя в табл. 5.1 представлено несколько марок шин, лишь две из них описаны сравнительно подробно: STD, которая широко применяется для связи в пределах печатной платы, и IEEE 488, которая используется для связи в пределах устройства.

5.2.1. Шина S-100. Эта шина была разработана в 1970-х годах, спецификация опубликована в 1979 г. Шина содержит 100 линий; не все из них нужны в конкретной системе. Из этих линий 16 являются адресными, 8 — входными, 8 - выходными, 8 -- прерывающими, 39 -- управляющими, 2 — линиями синхронизации, 3 — линиями питания и 16 линий не определены. К шине можно подключить до 22 печатных плат, она использует 8-разрядный или 16-разрядный протокол и может работать с памятью до 16 Мбайт. Более 100 различных изготовителей поставляют компоненты для шины S-100.

5.2.2. Шина STD. Шину начали выпускать совместно фирмы Pro-Log и Mostek в 1978 г. Она сконструирована для малых 8-разрядных систем и не трансформируется на 16 разрядов. Система собрана из стандартных печатных плат. Более 70 фирм поставляют много различных типов шины, несколько плат упомянуты на рис. 5.1.

Назначение каналов шины STD приведено в табл. 5.2. Все каналы можно сгруппировать в пять подгрупп, как отмечено в таблице. Возможно применение пяти отдельных источников питания с двумя отдельными замыканиями цепи через заземление. Вспомогательный источник питания необходим для некоторых плат, например для управляющих цепей реле. Шина дан-

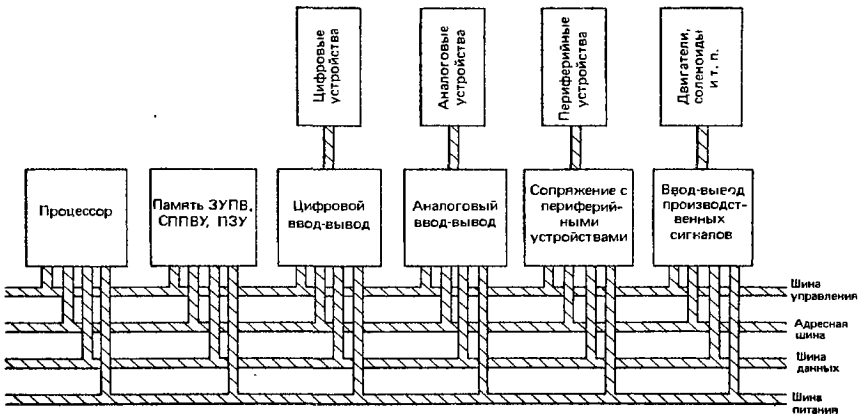


Рис. 5.1. Реализация шины STD с использованием типовых печатных плат.

ных состоит из 8 разрядов, двунаправленная и имеет три возможных состояния. Направление передачи данных определяется линиями запись — чтение и подтверждение прерывания от процессора. 16 адресных линий используются для декодирования с помощью данных из памяти или для ввода-вывода.

Управляющая шина определяет гибкость системы. Здесь описано несколько из широко применяемых линий, перечисленных в табл. 5.2. Линия записи в память, или линия ввода-вывода, используется процессором для синхронной передачи данных со своей шины в отдельные участки памяти или выходные защелки. Линия считывания из памяти или ввода-вывода служит для передачи информации процессору о том, что в шине имеются данные, готовые для считывания. Запрос прерывания соответствует вводу в процессор с периферийного устройства, а подтверждение прерывания сообщает прерывающему устройству,

Таблица 5.2

Спецификация выводов шины STD

	Сторона с навесными компонентами		Сторона с печатными компонентами	
	Вывод	Назначение	Вывод	Назначение
Шина питания логического устройства	1	Питание логического устройства	2	Питание логического устройства
	3	Земля логического устройства	4	Земля логического устройства
	5	Смещение логического устройства на 1 разряд	6	Смещение логического устройства на 2 разряда
Шина данных	7	Шина данных	8	Шина данных
	9	Шина данных	10	Шина данных
	11	Шина данных	12	Шина данных
	13	Шина данных	14	Шина данных
Адресная шина	15	Адресная шина	16	Адресная шина
	17	Адресная шина	18	Адресная шина
	19	Адресная шина	20	Адресная шина
	21	Адресная шина	22	Адресная шина
	23	Адресная шина	24	Адресная шина
	25	Адресная шина	26	Адресная шина
	27	Адресная шина	28	Адресная шина
	29	Адресная шина	30	Адресная шина
Шина управления	31	Запись в память или ввод-вывод	32	Считывание из памяти или ввод-вывод
	33	Ввод-вывод, выборка адреса	34	Выборка адреса в памяти
	35	Расширение ввода-вывода	36	Расширение памяти
	37	Регенерация синхронизации	38	Синхронизация центрального процессора
	39	Состояние центрального процессора	40	Состояние центрального процессора
	41	Подтверждение шины	42	Запрос шины
	43	Подтверждение прерывания	44	Запрос прерывания
	45	Запрос ожидания	46	Немаскируемое прерывание
	47	Сброс	48	Кнопка сброса
	49	Синхронизация от процессора	50	Дополнительная синхронизация
	51	Выключение канала приоритета	52	Включение канала приоритета
Шина вспомогательного питания	53	Земля вспомогательного питания	54	Земля вспомогательного питания
	55	Плюс вспомогательного питания (+12 В постоянного тока)	56	Минус вспомогательного питания (−12 В постоянного тока)

что процессор готов к ответу. Линия сброса представляет собой выход из схемы сброса системы, который срабатывает от коммутационного устройства или по команде любого другого пользователя. Эта линия используется для приведения в исходное состояние всех печатных плат, требующих инициализации.

5.2.3. Шина VME. Эта шина состоит из пяти отдельных секций: пересылки данных, приоритета прерывания, управления доступом к общей шине, сервисной программы и интеллекта. Шина пересылки данных — 16-разрядная, но возможно ее расширение до 32 разрядов. Адресная шина — 24-разрядная с возможным расширением до 32 разрядов. Каналы адресов и данных немультиплексные, три управляющие линии определяют ширину шины пересылки данных.

5.2.4. Шина Eurobus. Эта шина была сконструирована и усовершенствована министерством обороны Великобритании в сотрудничестве с фирмой «Ферранти». Их целью было создать шину, которая не зависит от ассортимента отдельных компонентов и от изготовителей. Система может работать как чистая шина данных и не требует процессора для формирования контроллера. Режим работы — асинхронный, существует полное подтверждение связи между устройствами, что позволяет соединить в единую систему множество устройств с различными временами отклика. Сигналы адресов и данных мультиплексированы в одной шине. Существует устройство для связи двух или нескольких шин Eurobus, так что устройство на одной шине может адресоваться к устройству на другой шине.

5.2.5. Шина Futurebus (IEEE 896). Эта шина предназначена для замены шин IEEE 696 и IEEE 796. Она не зависит от поставщика и может применяться в многопроцессорных системах. Шины этой марки могут включаться параллельно для расширения 8-разрядной архитектуры в целое число раз.

5.2.6. КАМАК (IEEE 583). Система КАМАК (CAMAC — Computer Automated Measurement and Control — автоматизированные средства измерения и управления) определяет требования к модулям, стойкам и шинам. Она была создана для ядерной промышленности с целью передачи больших объемов данных с малым числом ошибок. Такое оборудование стоит дорого, поэтому шина не получила широкого распространения. Стойка КАМАК может содержать до 24 модулей. Шина имеет 24 адресные линии, 24 линии ввода и 24 вывода данных, 24 линии состояния, 4 субадресные линии и 10 линий управления, синхронизации и передачи команд. Она может работать со скоростью до 25 Мбит/с.

5.2.7. Шина IEEE 488 (IEC 625). Она была введена в 1978 г. фирмой «Хьюлетт Пакард» под маркой HP1B и быстро приобрела популярность как стандартная шина для сопряжения приборов. Шина позволяет связать друг с другом до 15 устройств, обычно это контроллер и 14 других устройств. Устройства могут быть принимающими или передающими. Каждое устройство соединено с шиной 3-килоомным отключающим сопротивлением и 2-килоомным включающим сопротивлением. Важное значение имеет правильная нагрузка шины, устройства могут подключаться через каждые 2 м, общая длина не должна превышать 20 м. Устройства не должны подключаться на расстояниях более 4 м друг от друга. Если нужно подключить более 15 устройств, можно использовать расширители шины.

Устройства системы IEEE 488 обычно имеют разъемы для сопряжения с шиной и ключи для указания адреса. Некоторые устройства имеют также вторичные адреса, которые обеспечивают доступ к различным их частям.

В реализации шины IEEE 488 используются в общей сложности 16 активных линий. Они делятся на три группы, представленные в табл. 5.3. Шина управления состоит из трех линий, которые управляют передачей данных на шину данных, обеспечивая фиксированную последовательность событий. Она проверяет квитирование установления связи, и новый байт данных не может быть передан, пока не принят предыдущий. Линия подтверждения данных включается передающим устройством после того, как оно передаст данные на линии. Пока идет считывание этих данных, принимающее устройство включает линию «отсутствие приема данных» или линию «отсутствие готовности к приему данных», если оно в данный момент не может их принимать.

Шина управления состоит из пяти линий. Если контроллер включает линию «внимание», это означает указание всем устройствам, подключенным к шине, что они должны отказаться от пользования шиной и принимать данные с шины данных как команды. Линия «очистка интерфейса» служит для установки подключенных к шине приборов в исходное состояние. Линия «запрос обслуживания» используется для сигнализации от прибора к контроллеру о том, что прибор требует внимания. Линия «дистанционный сигнал подготовки» используется контроллером для установки устройства в режим приема программы. Линия «конец или идентификация» указывает на конец многобайтного сообщения от передающего устройства или вместе с линией «внимание» устанавливает последовательность опроса. С другой стороны, для указания конца сообщения может быть передан сигнал перевода строки.

Система IEEE 488 не определяет синтаксис или код сообще-

Таблица 5.3

Спецификация выводов шины IEEE 488

	Вывод	Назначение
Шина данных	1	Шина данных
	2	Шина данных
	3	Шина данных
	4	Шина данных
	13	Шина данных
	14	Шина данных
	15	Шина данных
	16	Шина данных
Шина управления	5	Конец или идентификация
	9	Очистка интерфейса
	10	Запрос обслуживания
	11	Внимание
	12	Экран
	17	Дистанционный сигнал подготовки
Шина передачи данных	6	Подтверждение данных
	7	Отсутствие готовности к приему данных
	8	Отсутствие приема данных
Земля	18	Земля
	19	Земля
	20	Земля
	21	Земля
	22	Земля
	23	Земля
	24	Земля логического устройства

ний, поступающих на шину, поэтому устройства могут использовать различные форматы сообщений, и это следует учитывать при разработке программного обеспечения системы.

5.3. Последовательные шины

Последовательные шины используются преимущественно для соединения контроллеров с их терминалами. Этот режим применяется почти исключительно в локальных сетях, описанных в разделе 5.4.

5.3.1. Шина RS 232. Эта шина была разработана в 1962 г. для соединения компьютеров с их периферийными устройствами. Каждая связь требует отдельного канала или порта вход-выход, поскольку соединение идет от точки к точке. Если число портов невелико, последовательная система связи экономична, но если их число возрастает, дешевле становится подсоединить все приборы к одной шине IEEE 488.

В шине RS 232 применен 25-выводной разъем, хотя не все штыри используются в каждой системе. В табл. 5.4 приведена нумерация обычно используемых выводов. Передача данных к терминалу и от него осуществляется по двум линиям: передачи данных и приема данных. Линия запроса посылки вводится в действие терминалом, предупреждающим контроллер о необходимости подготовки к приему данных, и эта готовность подтверждается с помощью линии очистки перед посылкой от контроллера к терминалу, по которой передается сигнал готовности к приему данных. Линия «готовность приемника данных» сообщает на терминал о том, что контроллер находится в рабочем состоянии, а линия «готовность терминала данных» вводится в действие терминалом, чтобы сообщить контроллеру о рабочем состоянии терминала.

Таблица 5.4

Обычное использование выводов шины RS232

Вывод	Описание
1	Защитное заземление на шасси
2	Линия передачи данных
3	Линия приема данных
4	Запрос посылки
5	Сброс перед посылкой
6	Готовность приемника данных
7	Сигнальная земля
20	Готовность терминала преобразования данных

Шина RS 232 работает от источников напряжения +3 В и —3 В, что не обеспечивает долговременную жизнестойкость этой системы. Шина также требует тщательного согласования линий при передаче на большие расстояния.

5.3.2. Шины RS422/RS423. Различия в соединениях между шинами RS232, RS422 и RS423 показаны на рис. 5.2. Шина RS232 передает данные в виде несбалансированного сигнала и использует общую связь через землю между устройствами. В RS422 для передачи несбалансированного сигнала используются два провода без заземления. Шина RS423 наиболее совершенна, по ней передается сбалансированный сигнал и применено соединение через общую землю. Шины RS422 и RS423 лучше защищены от шумов и обеспечивают более быструю передачу данных на бо́льшие расстояния, чем RS232, но в них применена более дорогая интегральная схема драйвера, чем в RS232.

Шина RS422 может работать со скрученной парой кабелей при медленной передаче данных или с обычным коаксиальным кабелем, так что она идеально приспособлена для управления и измерений на промышленных предприятиях. В шине используются уровни напряжения 0 и 5 В для логических состояний 0 и 1.

5.3.3. Шина MIL STD 1553B. Эта шина характеризуется высокой степенью интеграции и устойчивостью к шумам и первоначально предназначалась для авиационных систем. Она нашла применение в вооруженных силах США, Великобритании и других стран НАТО. Проблема уменьшения веса для применения в авиации решена ограничением числа разъемов и мультиплексирования информации из нескольких каналов в одну линию.

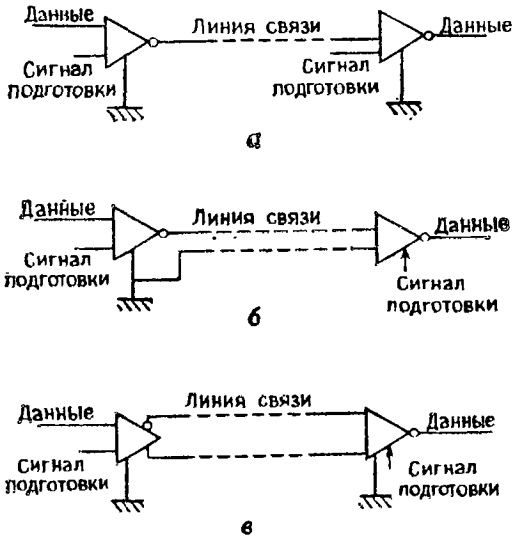


Рис. 5.2. Топология последовательных шин: *а* — RS232, *б* — RS422, *в* — RS423.

В шине используется единственная экранированная скрученная пара, данные передаются на частоте 1 МГц в самосинхронизированном двухфазном манчестерском формате. В каждом пакете можно передать до 32 слов по 16 бит, причем слова, включающие данные, команды и определения статуса, образуют блоки по 20 бит. Одной шиной может пользоваться 31 удаленный терминал, и каждый из них может обеспечивать работу 30 элементов подсистем.

5.4. Локальные вычислительные сети (ЛВС)

Локальные сети применяются для сопряжения большого числа различных терминалов, расположенных на ограниченной территории.

В настоящее время существует много таких систем, причем каждая из них поставляется одним или несколькими коммерческими концернами. В табл. 5.5 сопоставлены характеристики нескольких наиболее популярных систем.

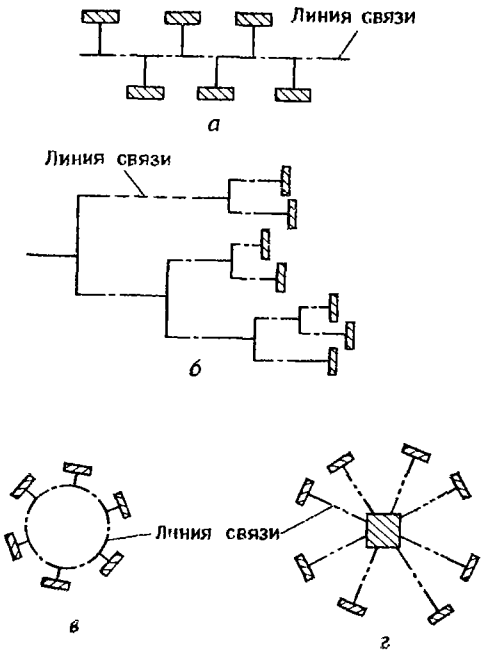


Рис. 5.3. Топология локальных сетей: *а* — шина, *б* — дерево, *в* — кольцо, *г* — звезда.

Хотя ЛВС обычно подразделяют на немодулированные и модулированные, более удобна их классификация на основе топологии, методов доступа и среды передачи данных.

5.4.1. Топология. Распространенными вариантами топологии при соединении элементов локальной сети являются шина, дерево, кольцо, звезда и двухточечное соединение. Они проиллюстрированы на рис. 5.3 и сопоставлены в табл. 5.6. Для звезды и двухточечного соединения необходим центральный контроллер. Эти системы не пользуются популярностью, поскольку отказ контроллера может вывести из строя всю систему.

Таблица 5.5

Сопоставление нескольких коммерческих локальных вычислительных сетей

Локальная сеть	Фирма	Подключения	Кабель	Метод доступа	Максимальная скорость передачи данных	Число каналов	Максимальное число устройств на канал	Максимальное расстояние, км	Электрический интерфейс
Ethernet	Xerox Corp	Шина	Немодулированный коаксиальный	CSMA/CD	10 Мбит/с	1	1024	2.5	Приемопередатчик Ethernet Четыре скрученные пары
ARC	Datapoint Corp.	Шина	То же	Передача маркера	2.5 Мбит/с	1	255	1	—
Net/one	Ungermann-Bass Inc.	Шина	»	CSMA/CD	10 Мбит/с	1	250	1,5	RS232 IEEE488
Primenet	Prime Computer Inc.	Кольцо	»	Передача маркера	10 Мбит/с	1	247	4	Prime 50, последовательный
Z-net	Zilog Inc	Шина	»	CSMA/CD	0,8 Мбит/с	1	255	2	—
Xodiac	Data General	Шина	»	Передача маркера	2 Мбит/с	1	64	2	—
Sdsnet	Scientific Data Systems	Дерево	»	CSMA/CD	1 Мбит/с	1	250	1	—
Domain	Apollo Computer Corp.	Кольцо	»	Передача маркера	12 Мбит/с	1	>50000	1	—
Omninet	Corvus Systems Inc.	Шина	Экранированная скрученная пара	CSMA	1 Мбит/с	1	64	1	—
Vnet	Vector Graphic Inc.	Шина	Немодулированный коаксиальный	CSMA	5 Мбит/с	1	127	1	—
Wangnet	Wang Laboratories	Дерево	Модулированный, коаксиальный	CSMA/CD и частотное уплотнение	12 Мбит/с	1	>50000	4	Триаксиальный кабель и RS232, RS449
Local net 20	Sytek Inc.	Дерево корнями вверх	То же	CSMA/CD	128 кбит/с	120	200	50	RS232
Local net 40			»		2 Мбит/с	5			
Cablenet	Amdax Corp.	Шина		TDMA с резервированием	14 Мбит/с	2	>50000	100	RS232 RS449

Таблица 5.6

Сопоставление топологий локальных сетей

Топология	Стоимость соединений*	Сложность управления	Расширяемость	Гибкость
Шина	1	1	4	4
Дерево	1	1	4	5
Кольцо	1	3	3	3
Звезда	2	2	2	2
Двухточечная линия	3	4	1	1

* 1 – наименьшая.

Кольцевая сеть может обслуживать более удаленные точки, чем шина, так как узловые ретрансляторы восстанавливают сообщение. Однако в этом случае труднее добавить или исключить узел из кольца.

5.4.2. Методы доступа. Если станции необходимо получить доступ к шине для передачи данных, применяются три основных метода. Эти методы доступа следующие: CSMA/CD, передача маркера и TDMA.

В методе доступа CSMA/CD (Carrier Sense Multiple Access with Collision Detection — множественный доступ с опросом состояния канала и разрешением конфликтов), если канал занят, все узлы должны ждать; узлы, которым необходимо передать данные, работают в режиме приема, чтобы обнаружить, когда канал освободится. Как только это происходит, станция начинает передачу. Если имеет место конфликт, т. е. две станции начинают передачу точно в одно и то же время, то обе они прекращают передачу и выжидают различные (случайные) интервалы времени перед новой попыткой. CSMA/CD — относительно простой метод доступа, который обеспечивает эффективное использование канала, за исключением случаев высокой интенсивности сообщений, когда конфликты возникают слишком часто. Эта система используется в линейных шинах, но непригодна для применения в реальном времени, поскольку трудно установить приоритеты отдельных станций, подсоединенных к шине.

В эстафетной передаче доступ обеспечивается передачей специального сигнала (маркера) всем индивидуальным станциям, и лишь та станция, в которую поступил маркер, получает право передачи. Поскольку маркер проходит в определенном направлении, в любой момент времени каждый из узлов знает, в какой узел поступил маркер. Каждая станция получает маркер на ограниченное время, так что перехват канала исключается, хотя

Таблица 5.7

Сопоставление локальных вычислительных сетей

Параметр	Скрученная пара	Коаксиальный кабель		Волоконно-оптический кабель
		немодулированный	модулированный	
Стоимость	1	3	2	4
Доступность компонентов	4	3	2	1
Сложность сопряжения	1	3	2	4
Количество узлов	Десятки	Сотни на канал	Сотни	Два (от точки к точке)
Максимальная ширина полосы, МГц	1	400	50	>1000
Отношение сигнал/шум	1	2	2	3
Максимальная дальность передачи, км	0,1	300	3	>500

1 наименьшее значение.

в случае необходимости можно установить приоритеты. Передача маркера обычно применяется в кольцевой топологии.

Метод TDMA (Time Division Multiplexed Access — множественный доступ с временным уплотнением) наиболее прост, поскольку каждому узлу отводится фиксированное время для передачи одного символа по общему каналу.

5.4.3. Среда передачи данных ЛВС. Передающая среда локальных вычислительных сетей определяет их стоимость и возможности. Некоторые типы линий сопоставляются в табл. 5.7. Скрученная пара имеет низкую стоимость, но скорость передачи по ней ограничена, а устойчивость к влиянию шумов мала.

Коаксиальный кабель может применяться в двух разновидностях — немодулированной и модулированной. Немодулированный кабель дешев, но может передавать лишь один канал данных или речевые данные в цифровой форме. По модулированному каналу передается сигнал, частотно модулированный с помощью модемов, так что скорость передачи выше, чем по немодулированному кабелю, и возможна многоканальная связь с частотным мультиплексированием. Обычно применяется кабель от стандартных систем кабельного телевидения со скоростью передачи до 150 Мбит/с или шириной полосы до 350 МГц. По его каналам можно передавать данные, речь или видеосигналы.

Волоконно-оптический кабель имеет очень широкую полосу, высокую скорость передачи и нечувствителен к электромагнитным помехам. Однако его цена высока, а отдельные компоненты систем не очень доступны.

Часть 2

ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ ОБЩЕГО НАЗНАЧЕНИЯ

Глава 6

ВОЛЬТМЕТРЫ, АМПЕРМЕТРЫ, ОММЕТРЫ

6.1. Введение

Измерение напряжения, тока и сопротивления базируется на фундаментальном соотношении: напряжение равно произведению тока на сопротивление. Типичный прибор измеряет один из этих параметров и позволяет определить два других. Простейшим типом является магнитоэлектрический измерительный прибор с подвижной рамкой, который пригоден для измерений на постоянном или переменном токе. Выходной сигнал получается в аналоговом виде и может быть связан с измеряемой величиной непосредственно или с помощью электронной схемы, которая преобразует или усиливает входной сигнал.

По мере снижения стоимости электронных узлов, прежде всего запоминающих устройств (ЗУ) и микропроцессоров, все большее распространение приобретают полностью электронные приборы с цифровым выходом. Они обладают многими преимуществами, например автокалибровкой, автоматической коррекцией ошибок и автоматизацией измерений, в частности автоматическим выбором диапазона прибора. Поскольку измеряемая величина по своей природе аналоговая, эти приборы содержат аналого-цифровые преобразователи (АЦП) для представления сигнала в цифровой форме.

В этой главе описаны также сравнительные методы измерений, которые позволяют преодолеть погрешности абсолютных измерений, возникающие главным образом, при считывании показаний со шкалы прибора. Эти методы базируются преимущественно на потенциометрических приборах.

6.2. Магнитоэлектрические измерительные приборы постоянного тока

6.2.1. Измерительный механизм. *6.2.1.1. Принцип работы.* Измерительный механизм прибора, называемый также механизмом д'Арсонваля, состоит из подвижной рамки, помещенной в магнитное поле (рис. 6.1, *а*). Когда через рамку протекает ток, она испытывает действие магнитной силы, которая создает вращательный момент, противодействующий моменту управляющей

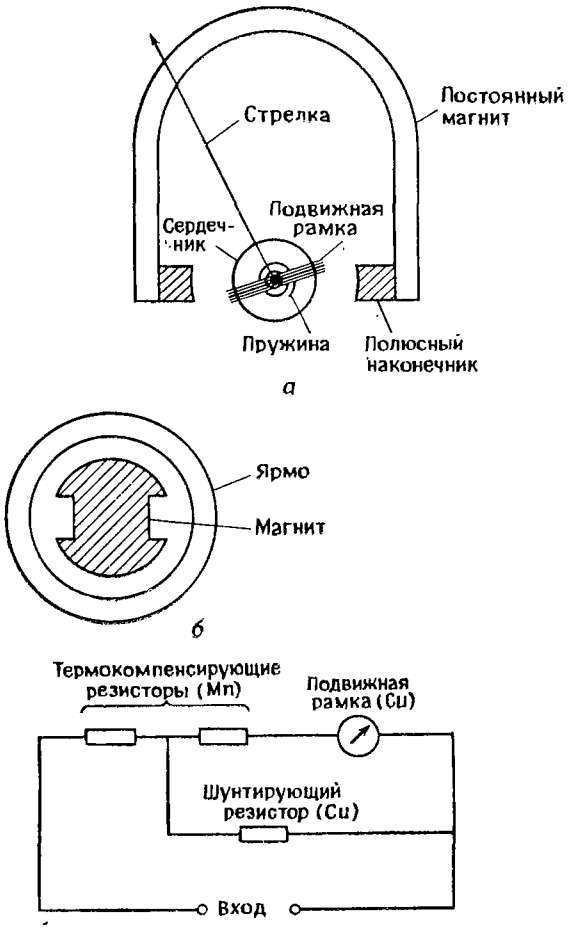


Рис. 6.1. Конструкция магнитоэлектрического измерительного прибора с постоянным магнитом и подвижной рамкой: *а* — измерительный механизм, *б* — конструкция с магнитным сердечником, *в* — схема температурной компенсации.

пружины. Вращательный момент, возникающий в рамке в магнитном поле, равен

$$T = BAIN, \tag{6.1}$$

где T измеряется в [Н·м], B — магнитная индукция в воздушном промежутке в [Вб/м^2], A — площадь рамки в [м^2], I — ток в рамке в амперах и N — число витков рамки.

Отклонение θ рамки создает возвращающий момент T_1 управляющей пружины, равный $K\theta$. В положении равновесия T_1

равно T, так что отклонение рамки определяется выражением

$$\theta = BANI/K. \qquad (6.2)$$

Коэффициент K называется постоянной прибора. Поскольку в любом приборе B, A, N и K постоянны, отклонение рамки пропорционально току в ней. В конкретных конструкциях A обычно меняется в пределах от 0,5 до 3 см^2, B — от 0,1 до 1 Вб/м^2, так что прибор можно сконструировать для широкого диапазона применений.

В лабораторных гальванометрах для измерения отклонения рамки применяют зеркало и луч света, который отражается на удаленную шкалу. Это обеспечивает высокую чувствительность, но прибор лишается портативности. В промышленных приборах используется сравнительно длинная стрелка, которая прикреплена к рамке и движется по шкале, указывающей отклонение.

6.2.1.2. Конструкция. Значительную часть объема прибора занимает постоянный магнит, что обеспечивает отклонение на всю шкалу при малой приложенной мощности и слабых токах. Магнит обычно имеет подковообразную форму, его полюсные наконечники изготовляются из магнитомягкого железа. Между полюсными наконечниками помещается цилиндр из магнитомягкого железа, который обеспечивает однородность магнитного поля в воздушном зазоре между полюсами.

Рамка намотана на легкий металлический каркас. Стрелка соединена с рамкой, но может подстраиваться для установки нуля. Управляющие пружины из фосфористой бронзы, установленные с обеих сторон рамки, создают силу, которая противодействует вращению. Рамка уравновешивается тремя грузиками. Она вращается на двух полуосях, опорами которым служат камни диаметром 0,01—0,05 мм в зависимости от массы рамки. Нагрузка на опоры в этих условиях достигает 10 кг/мм^2, и они нуждаются в защите от ударов, поэтому опоры часто крепятся с помощью пружин. Для поворота рамки требуется мощность от 0,02 до 0,2 мВт, точность составляет 2—5% при отклонении на всю шкалу.

На рис. 6.1,*б* показана другая конструкция, в которой магнит образует сердечник, окруженный ярмом из магнитомягкого железа. Здесь ярмо служит магнитным экраном, так что несколько приборов могут работать по соседству, не создавая помех друг другу.

Вместо камней рамка может крепиться с двух сторон с помощью натянутых торсионных лент (растяжек). Это исключает трение в опорах и обеспечивает более высокую чувствительность прибора и устойчивость к ударам. При подвеске на растяжках отклонение на всю шкалу достигается при токе 2 мкА.

который в 20 раз меньше, чем при креплении на оси с опорами.

Магнитоэлектрические приборы чувствительны к изменениям температуры. С повышением температуры напряженность магнитного поля уменьшается, а сопротивление рамки растет. Оба этих фактора приводят к заниженным показаниям прибора. Этот эффект частично компенсируется снижением упругости пружины с ростом температуры. Обычно показания прибора занижаются на 0,2%/°С. Температурные характеристики можно улучшить, применив термокомпенсирующие сопротивления из манганина (рис. 6.1, *в*). Температурный коэффициент сопротивления манганина близок к нулю, а медь имеет положительный температурный коэффициент. С ростом температуры сопротивление медного шунта увеличивается быстрее, чем сопротивление пары манганин — медная рамка. При этом растет часть полного тока, поступающая в рамку, что компенсирует другие температурные эффекты. Недостаток применения термокомпенсирующих сопротивлений состоит в том, что они снижают чувствительность прибора, поскольку ток, вызывающий отклонение на всю шкалу, получается при более высоком значении напряжения.

6.2.1.3. Характеристики. Чувствительность механизма с подвижной рамкой можно определить тремя способами: по току, напряжению или сопротивлению (мегаомная чувствительность). Чувствительность по току определяется отношением отклонения рамки к току, вызывающему это отклонение, и обычно измеряется в [мм/мкА]. Чувствительность по напряжению — это отношение отклонения рамки к вызывающему его напряжению, она измеряется в [мм/мВ]. Обычно она рассматривается при критическом сопротивлении затухания, подключенном к рамке. Мегаомная чувствительность определяется как сопротивление в мегаомах, которое нужно подключить последовательно с рамкой, чтобы приложенное напряжение 1 В давало отклонение на одно деление шкалы. Поскольку сопротивление рамки мало по сравнению с последовательно включенным мегаомным сопротивлением, ток, необходимый для отклонения на одно деление шкалы, равен $1/R$, так что мегаомная чувствительность численно равна чувствительности по току.

Динамические характеристики прибора определяются его коэффициентом затухания, моментом, противодействующим перемещению рамки, и моментом инерции рамки относительно ее оси вращения. В идеале прибор должен обладать критическим затуханием, но на практике затухание выбирается чуть ниже критического, чтобы скомпенсировать избыточное трение, которое может возникнуть со временем из-за загрязнения или износа. Затухание вносится в прибор тремя способами: через трение

в опорах; с помощью наведенного тока в металлическом каркасе, на который намотана рамка, или в отдельных алюминиевых лопастях, закрепляемых с этой целью на оси прибора; с помощью тока во внешнем сопротивлении, соединенном с рамкой, который создается индуцированной при движении рамки эдс. Значение сопротивления, которое обеспечивает критическое затухание, называется критическим сопротивлением затухания.

6.2.2. Амперметр постоянного тока. В амперметре используется перемещение подвижной рамки в поле основного постоянного магнита. Поскольку допустимый ток в рамке очень мал, для измерения больших токов требуется шунтирование рамки; при этом лишь известная часть полного тока протекает через нее. Сопротивление шунта можно найти с помощью соотношения

$$R_S = I_M R_M / (I - I_M), \tag{6.3}$$

где R_S — сопротивление шунта, R_M — внутреннее сопротивление подвижной рамки, I_M — ток, обеспечивающий отклонение на всю шкалу, и I — ток через амперметр (рамка плюс шунт), необходимый для отклонения на всю шкалу. В приборах, измеряющих токи примерно до 50 А, обычно устанавливаются внутренние шунты, а при более высоких токах — внешние шунты.

Прибор может иметь несколько шунтов, они выбираются с помощью переключателя, что обеспечивает несколько диапазонов измерения тока (рис. 6.2, *а*). Следует использовать переключатель с перекрывающими контактами, который гарантирует, что параллельно рамке всегда подключено сопротивление, предохраняющее ее от повреждения. На рис. 6.2, *б* показана другая схема подключения шунтов, называемая универсальным шунтом или шунтом Эртона, которая исключает возможность включения прибора без шунта.

Амперметры всегда включаются в цепь тока последовательно. Прибор должен иметь возможно меньшее внутреннее сопротивление, чтобы снизить погрешности. Погрешности максимальны, когда прибор работает в диапазоне малых токов, т. е. когда сопротивление шунта максимально.

6.2.3. Вольтметр постоянного тока. Основное устройство, в котором рамка движется в поле постоянного магнита, работает при малых значениях тока, поэтому для превращения этого устройства в вольтметр последовательно с рамкой включается резистор, носящий название добавочного. Это ограничивает ток рамки до значения, соответствующего отклонению на всю

шкалу. Необходимую величину последовательного добавочного сопротивления R_{SM} можно рассчитать по формуле

$$R_{SM} = (V/I_M) - R_M, \qquad (6.4)$$

где R_M — внутреннее сопротивление подвижной рамки, I_M — ток, соответствующий отклонению на всю шкалу, V — напряжение, измеряемое прибором при отклонении на всю шкалу. Добавочный резистор обычно устанавливается внутри корпуса приборов, предназначенных для измерения напряжений до 500 В; при более высоких напряжениях он устанавливается снаружи, чтобы избежать перегрева корпуса.

Набор из нескольких добавочных сопротивлений применяют в многопредельных вольтметрах, схемы которых показаны на рис. 6.3. В модифицированной схеме первый резистор R_D компенсирует сопротивление рамки, а последовательно с ним подключаются стандартные серийные резисторы. Первый резистор должен удовлетворять определенным требованиям.

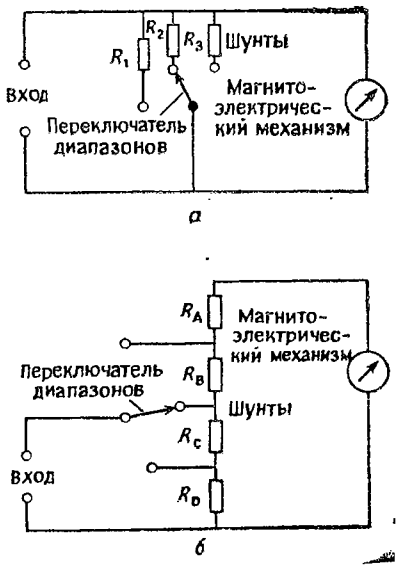


Рис. 6.2. Многопредельный амперметр: *а* — с обычным шунтом, *б* — с шунтом Эртона.

Важным параметром вольтметра является его чувствительность, измеряемая в омах на вольт. Поскольку ток через рамку при отклонении на всю шкалу (I_M) не должен меняться, предельное отношение V/R (или R/V) также должно быть постоянным для всех диапазонов прибора. Оно выражается в омах на вольт и определяет необходимое внутреннее последовательное сопротивление на каждый вольт напряжения, приложенного к прибору. Следовательно, чувствительность S численно равна $1/I_M$ и формулу (6.4) можно переписать в виде

$$R_{SM} = S1 - R_M. \qquad (6.5)$$

В серийных вольтметрах постоянного тока часто используется чувствительность 20 кОм/В, соответствующая току 50 мкА при отклонении на всю шкалу.

Вольтметры всегда подключаются параллельно участку цепи, напряжение которого необходимо измерить. Чтобы умень-

нить влияние вольтметра на режим цепи, его сопротивление в избранном диапазоне измерений должно на несколько порядков превышать сопротивление цепи. Рассмотрим схему, представленную на рис. 6.4. Пусть до подсоединения прибора «истинное» напряжение на резисторе R_2 равно 100 В. Если вольтметр имеет чувствительность 1 кОм/В, то после его подключения параллельно R_2 и выбора шкалы 100 В его сопротивление составит 100 кОм. При этом прибор покажет напряжение на R_2, равное 66,7 В, т. е. ошибка составит 33,3%. Если чувствительность прибора 20 кОм/В, то при выборе шкалы 100 В его сопро-

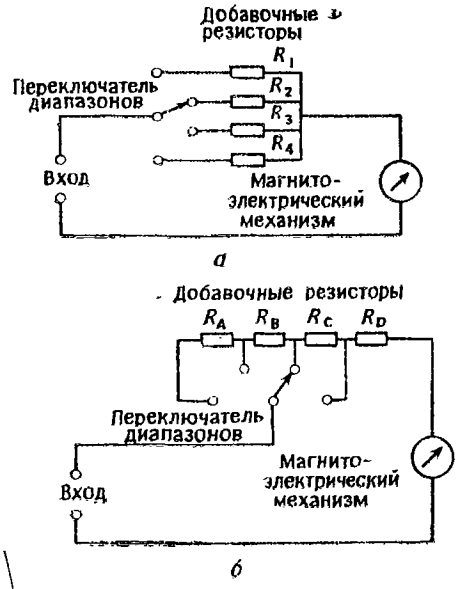


Рис. 6.3. Многопредельный вольтметр: *а* — обычная схема включения добавочных сопротивлений, *б* — модифицированная схема.

тивление составит 2 МОм, а измерение напряжения на R_2 даст 97,5 В, т. е. с ошибкой 2,5%. Электронные вольтметры имеют высокое входное полное сопротивление и часто используются в случаях, когда прибор должен оказывать минимальное влияние на цепь (см. разд. 6.2.5).

6.2.4. Измерение сопротивления. *6.2.4.1. Метод вольтметра и амперметра.* Прямой способ измерения сопротивления нагрузки заключается в приложении к ней постоянного напряжения и измерении напряжения на нагрузке V_L и тока в ней I_L. По закону Ома сопротивление составляет

$$R_L = V_L/I_L. \qquad (6.6)$$

На рис. 6.5 показаны два способа подсоединения вольтметра и амперметра. В схеме на рис. 6.5, *а* вольтметр в дополнение к V_L измеряет падение напряжения на амперметре, а в схеме на рис. 6.5, *б* амперметр в дополнение к I_L измеряет ток через вольтметр. Обе схемы приводят к ошибкам. Чтобы свести эти ошибки к минимуму, схему рис. 6.5, *а* следует использовать при высоких значениях сопротивления нагрузки, когда R_L велико по сравнению с внутренним сопротивлением амперметра, а рис. 6.5, *б* — при малых значениях сопротивления нагрузки, когда R_L мало по сравнению с внутренним сопротивлением вольтметра.

6.2.4.2. Омметр с последовательным включением. На рис. 6.6, *а* представлена схема омметра для измерения сопротивлений. Здесь R_1 — сопротивление, ограничивающее ток, R_2 — сопротивление установки нуля. Ток в подвижной рамке магнитоэлектрического механизма зависит от значения R_x. При $R_x=0$ сопротивление R_2 подстраивается до установки прибора на нуль. Это позволяет компенсировать вариации напряжения батареи в течение ее срока службы. Сопротивление R_2 можно подключить последовательно с R_1 для компенсации вариаций E, но в этом случае калибровка прибора во всем диапазоне измерений будет подвержена значительно большим влияниям этих вариаций. Если R_x не подключено, прибор будет показывать бесконечное сопротивление.

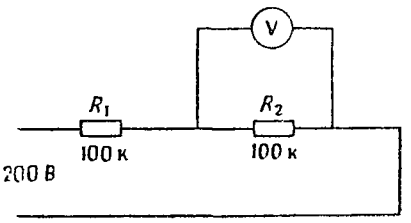


Рис. 6.4. Схема, иллюстрирующая влияние вольтметра на режим цепи.

Если R_h — значение R_x, соответствующее отклонению на половину шкалы (т. е. половине тока I_M, дающего отклонение на всю шкалу), R_M — внутреннее сопротивление подвижной рамки и E — напряжение батареи, то

$$R_h = R_1 + R_2 R_M / (R_2 + R_M), \tag{6.7}$$

$$R_2 = I_M R_M R_h / (E - I_M R_h), \tag{6.8}$$

$$R_1 = R_h - I_M R_M R_h / E. \tag{6.9}$$

6.2.4.3. Омметр с параллельным включением. В омметре с параллельным включением, схема которого показана на рис. 6.6, *б*, неизвестное сопротивление подключается параллельно магнитоэлектрическому механизму. В этом случае, если R_x отсутствует, сопротивление R_1 подстраивается до получения максимального отклонения, которое соответствует бесконечному сопротивлению. Если R_x равно нулю, ток не поступает в при-

бор и его стрелка находится на нулевой отметке. На рис. 6.6, *в* и 6.6, *г* показано, что шкала омметра с последовательным включением градуируется справа налево, а шкала омметра с параллельным включением — слева направо, причем в обоих случаях цена деления растет к концу шкалы. В омметре с параллельным включением необходим выключатель для отключения батареи, когда прибор не используется.

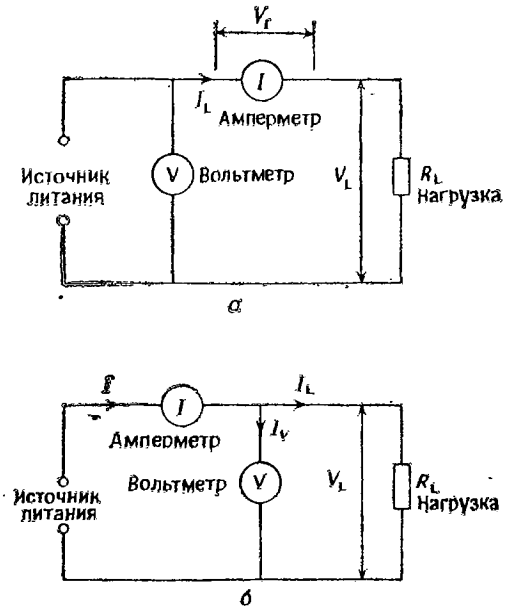


Рис. 6.5. Влияние положения приборов в цепи на определение сопротивления нагрузки: *а* — учитывается падение напряжения на амперметре, *б* — учитывается ток через вольтметр.

Прибор с параллельным включением применяется реже, чем с последовательным. Он служит главным образом для измерения малых сопротивлений. Если E — напряжение батареи, R_M — сопротивление подвижной рамки, I_M — ток через нее при отклонении на всю шкалу, то сопротивление R_1 можно определить из соотношения

$$R_1 = E/I_M - R_M. \qquad (6.10)$$

6.2.4.4. Мегомметр. Этот прибор предназначен для измерения очень больших сопротивлений. В нем встроенный портативный генератор постоянного тока с ручным приводом обеспечивает высокое постоянное напряжение. Конструкция магнитоэлектри-

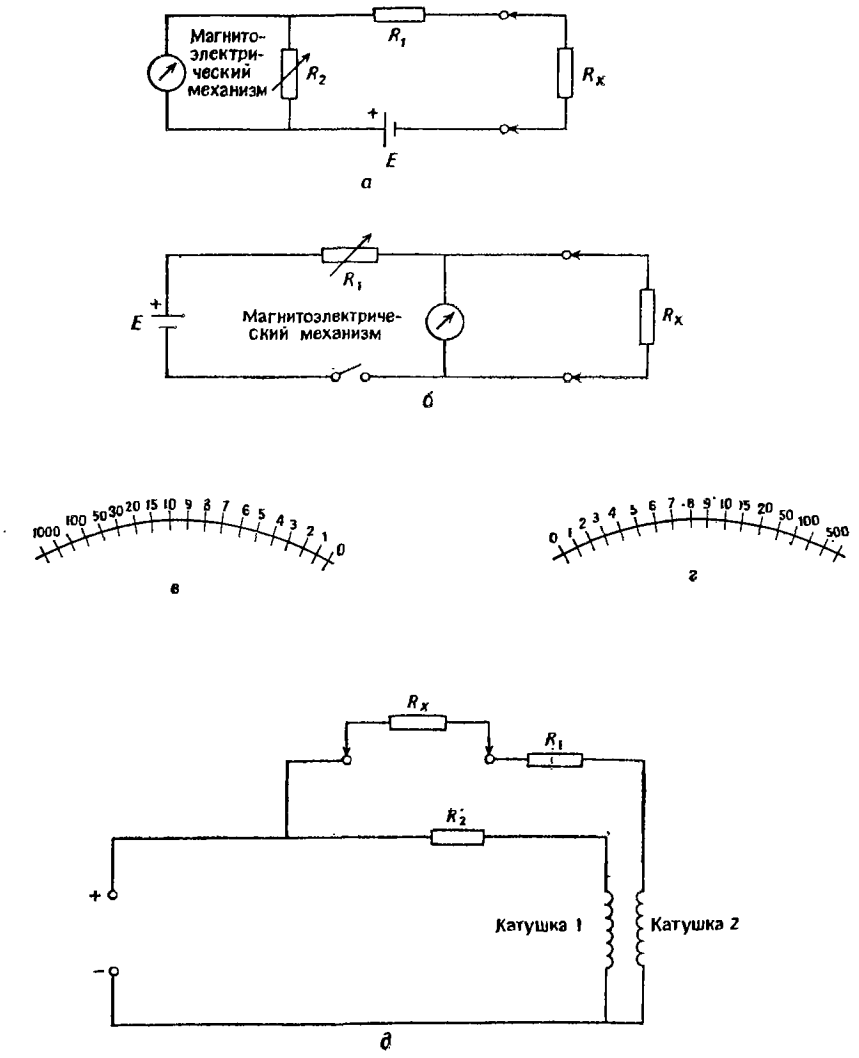


Рис. 6.6. Омметры: *а* — с последовательным включением, *б* — с параллельным включением, *в* — шкала омметра с последовательным включением, *г* — шкала омметра с параллельным включением, *д* — мегаомметр.

ческого механизма также изменена и состоит из двух катушек, укрепленных на подвижной части и соединенных со стрелкой. Схема прибора показана на рис. 6.6, *д*. Катушка 2 поворачивает стрелку прибора по часовой стрелке, а катушка 1 — против часовой стрелки. Если R_x отсутствует, ток в катушке 1 отклоняет стрелку прибора в положение бесконечного сопротивления. При любых значениях R_x ток протекает в катушках 1 и 2 и результирующее положение стрелки определяется их совместным действием.

6.2.5. Электронные аналоговые приборы. В электронном аналоговом измерительном приборе измеряемый сигнал сначала усиливается в одном или нескольких каскадах, а затем подается на магнитоэлектрический механизм. В недорогих приборах применяются усилители постоянного тока с прямой связью. В более совершенных приборах с целью уменьшения дрейфа обычно применяют усилители с прерывателями.

Входное полное сопротивление электронного вольтметра обычно превышает 10 МОм независимо от диапазона измеряемых напряжений. Этого достаточно, чтобы обеспечить пренебрежимо малую нагрузку для большинства цепей. Приборы для измерения тока обладают очень малым полным сопротивлением, т. е. их нагрузочные эффекты также сведены к минимуму.

Измерения сопротивления обычно выполняются путем пропускания тока через неизвестное сопротивление и измерения падения напряжения на нем. Это падение напряжения затем усиливается и подается на магнитоэлектрический механизм. Для измерения применяют малые напряжения, так что можно измерять сопротивления прямо в схеме без опасности повредить соседние элементы.

Электронные омметры потребляют большую мощность, чем их обычные аналоги. Эта мощность требуется для питания вспомогательных электронных цепей, так что прибор должен работать от батареи с высокой емкостью или от генератора с ручным приводом.

6.2.6. Универсальные измерительные приборы. Универсальный прибор, который называют также авометром, содержит переключатель функций, который позволяет использовать один и тот же прибор для измерения напряжения, сопротивления или тока, и переключатель диапазонов для выбора шкалы, соответствующей величине измеряемого параметра. Универсальные приборы бывают обычными или электронными и как правило состоят из совмещенных в одном приборе отдельных цепей, предназначенных для измерения напряжения, тока и сопротивления.

6.3. Аналоговые приборы переменного тока

Все приборы, описанные в этом разделе, имеют аналоговый выход, но используют различные механизмы для измерений на переменном токе.

6.3.1. Выпрямительный электроизмерительный механизм. В этих приборах применяется тот же магнитоэлектрический механизм, что и при измерениях на постоянном токе. Так как этот механизм может работать только на постоянном токе, входной сигнал переменного тока сначала выпрямляется в соответствии со схемой рис. 6.7. Из-за инерционности механизма регистриру-

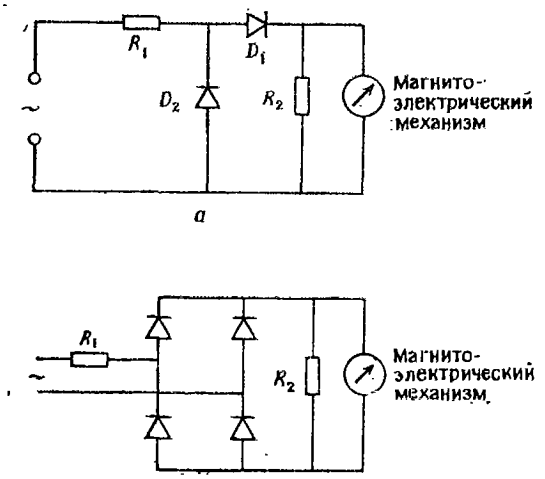


Рис. 6.7. Выпрямительный вольтметр: *а* – с однополупериодным выпрямителем, *б* — с двухполупериодным выпрямителем.

ется средний выпрямленный сигнал в обоих случаях, представленных на рис. 6.7. Если R_T — полное сопротивление системы, равное сумме сопротивлений добавочного резистора, последовательно включенного диода и подвижной рамки прибора, тогда ток I_M равен

$$I_M = 0{,}9V_r/nR_T. \qquad (6.11)$$

Здесь I_M — ток, соответствующий отклонению подвижной рамки на всю шкалу, V_r — максимальное среднеквадратичное входное напряжение, подлежащее измерению, n равно 1 для двухполупериодного выпрямления и 2 для однополупериодного выпрямления. Значение R_T можно найти по формуле (6.11), а затем определить значение дополнительного сопротивления.

Шкала выпрямительного измерительного прибора калибруется в среднеквадратичных значениях, хотя механизм регистрирует среднее значение или постоянный ток. Для прибора с однополупериодным выпрямителем отношение действующего значения напряжения к среднему по модулю значению, называемое формфактором, равно 2,22 для синусоидального напряжения; для прибора с двухполупериодным выпрямителем формфактор равен 1,11. Если форма сигнала отличается от синусоидальной, то вводится коэффициент коррекции. Например, если сигнал постоянного тока или сигнал в виде прямоугольных импульсов измеряется прибором с двухполупериодным выпрямителем, то его показания будут завышены в 1,11 раза, поскольку действующее и постоянное напряжения в этих случаях равны.

В схему однополупериодного выпрямителя, приведенную на рис. 6.7, *а*, диод D_2 включен с целью ограничить обратное напряжение на диоде D_1, которое могло бы создать небольшой ток утечки через подвижную рамку и внести погрешность в измерения. В обоих типах магнитоэлектрических приборов можно предусмотреть переключатель для изменения добавочного сопротивления R_1, чтобы сделать прибор многопредельным. Поскольку вольт-амперные характеристики выпрямляющих диодов нелинейны при малых токах, параллельно подвижной рамке включается малое шунтирующее сопротивление, чтобы сместить рабочие точки диодов в линейную область. Однако шунтирующее сопротивление уменьшает чувствительность прибора. Чувствительность прибора с двухполупериодным выпрямителем в два раза выше, чем в случае применения однополупериодного выпрямителя.

Магнитоэлектрический механизм обычно содержит небольшую емкость, включенную последовательно на входе с целью отсечки постоянного тока, если прибор используется для измерений переменного сигнала с постоянной составляющей. Импеданс этой емкости слегка влияет на показания прибора.

Выпрямительные приборы обычно используются для измерений в цепях переменного тока в диапазоне частот 60 Гц — 100 кГц. На высоких частотах выпрямители встраиваются в пробник прибора, чтобы свести к минимуму помехи. Выпрямительные приборы менее точны, чем электродинамические, которые обычно применяются для измерений на сетевых частотах, но более дешевы. Они также более прочны, чем термоэлектрические приборы, которые ранее использовались как эталоны сравнения на высоких частотах. Сопротивление диодов, используемых в качестве выпрямителей, изменяется с температурой, поэтому точность приборов при отклонении на всю шкалу составляет от ±3 до ±5% для синусоидального сигнала при комнатной температуре. На высоких (выше нескольких мегагерц)

частотах погрешности выпрямителей вызываются емкостными эффектами, что приводит к отклонению показания прибора вниз на 0,5% на 1 кГц увеличения частоты.

6.3.2. Электродинамический измерительный прибор. Электродинамический механизм — один из тех, которые давно применяются в измерительных приборах переменного тока. Он был изобретен братьями Сименсами в 1843 г. и приобрел свою современную конструкцию к 1910 г. В конструкции прибора вместо постоянного магнита применены две неподвижные катушки, соединенные последовательно и размещенные соосно на небольшом расстоянии друг от друга. Между неподвижными катушками помещена подвижная, и измеряемый ток течет последовательно по всем трем катушкам, как показано на рис. 6.8. Подвижная катушка подобна рамке, которая применяется в магнитоэлектрическом механизме; к ней прикреплены стрелка, уравновешивающие грузики и пружины, создающие противо-

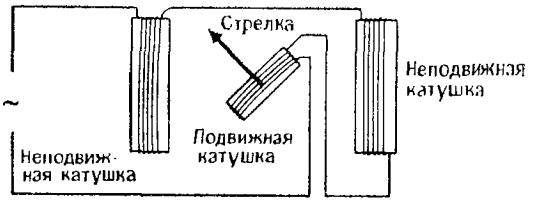


Рис. 6.8. Принцип действия электродинамического измерительного прибора.

действующий момент. Успокоение обеспечивается алюминиевыми лопастями, движущимися в полостях, разделенных на секторы. Весь механизм тщательно экранирован для защиты от внешних магнитных полей.

Вращающий момент электродинамического механизма определяется выражением (6.1), однако, поскольку магнитная индукция B теперь создается током I, отклонение подвижной катушки пропорционально I^2. Если прибор применяется для измерений на постоянном токе, квадратичная зависимость приводит к неравномерности шкалы, деления которой учащаются при малых значениях тока. На переменном токе мгновенное значение вращающего момента всегда пропорционально I^2, т. е. всегда положительно, так что выпрямления не требуется. Инерционность системы обеспечивает затухание вариаций момента в течение цикла переменного тока, так что отклонение стрелки прибора пропорционально среднему значению квадрата тока. Обычно шкала прибора градуируется в значениях квадратного корня из этого среднего, т. е. прибор показывает действующее значение измеряемой величины.

Электродинамическая система требует относительно высокой входной мощности, поскольку поле создается током на входе. Кроме того, из-за отсутствия железного сердечника в магнитной цепи система сравнительно малоэффективна. Малая магнитная индукция дает и малый вращающий момент, так что чувствительность прибора низка. У вольтметра чувствительность составляет от 10 до 50 Ом/В, в то время как у типичного прибора с магнитоэлектрическим механизмом она равна 20 кОм/В. Поскольку сопротивление и индуктивность катушки электродинамического прибора возрастают с увеличением частоты, такие приборы применяются только на низких частотах — для сетевых измерений и измерений в нижней части звукового диапазона.

При использовании прибора в качестве вольтметра в нем устанавливают добавочные резисторы. Как амперметр он обычно выдерживает токи до 100 мА. При более высоких токах шунт включают только параллельно подвижной катушке, а толщину проволоки для намотки неподвижной катушки увеличивают, так что она может выдерживать токи до 5 А. Для еще больших токов необходим трансформатор тока, уменьшающий измеряемые токи до 5 А.

Из-за низкой чувствительности электродинамические приборы используются преимущественно для измерений мощности (см. гл. 8). Их точность при сетевых частотах высока, лучше чем 0,5% отклонения на всю шкалу, поэтому такие приборы иногда применяют так же, как точные вольтметры и амперметры переменного тока для измерений на низких частотах.

6.3.3. Электромагнитный измерительный механизм. В электромагнитном измерительном механизме используется принцип как притяжения, так и отталкивания магнитов. Наиболее распространен прибор на принципе отталкивания, схема которого показана на рис. 6.9. Измеряемый ток течет по обмотке неподвижной катушки. Внутри катушки помещены два сердечника из магнитомягкого железа. Один сердечник неподвижно закреплен на каркасе катушки, другой установлен на оси прибора и может поворачиваться. Ток, протекающий в катушке, обеспечивает одноименное намагничивание сердечников независимо от мгновенного направления тока. Это вызывает взаимное отталкивание сердечников, причем сила отталкивания пропорциональна току. Управляющая пружина противодействует вращению оси, а стрелка, укрепленная на оси, указывает значение тока на шкале прибора. На оси укреплена также алюминиевая пластинка, обеспечивающая успокоение механизма, которая вращается в близком по размерам воздушном зазоре. В приборе, работающем на принципе притяжения, сердечник из магнитомягкого железа крепится на той же оси, что и стрелка. Этот сердечник

втягивается катушкой с током. Второй неподвижный металлический сердечник в этом случае отсутствует.

Прибор с радиальным сердечником, показанный на рис. 6.9, наиболее чувствительный из электромагнитных измерительных приборов и имеет почти линейную шкалу. Можно также использовать два концентрических сердечника, из которых внешний неподвижен, а внутренний вращается. Эта система менее чувствительна и имеет квадратичную шкалу, но можно так подобрать форму сердечников, чтобы получить шкалу, удовлетворяющую специальным требованиям.

Точность электромагнитного измерительного механизма ограничена нелинейностью кривой намагничивания железных сердечников, гистерезисом и вихревыми токами в сердечниках и других металлических частях. Магнитная индукция в этой системе мала, поэтому она имеет низкую чувствительность при измерениях тока и сравнительно редко используется для измерений в маломощных цепях с высоким импедансом. Преимуществом электромагнитного измерительного механизма является отсутствие тока в движущихся частях, что делает систему более прочной и устойчивой к перегрузкам.

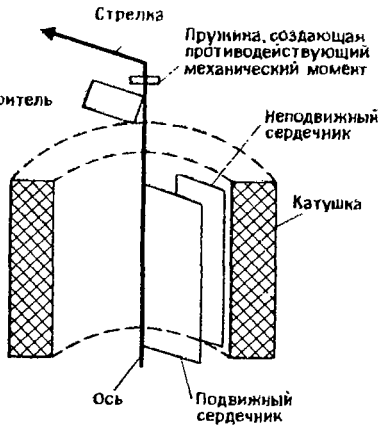


Рис. 6.9. Электромагнитный измерительный механизм с радиальной пластинкой.

Электромагнитный механизм может применяться с добавочными сопротивлениями, как вольтметр, или с шунтами, как амперметр. На высоких частотах паразитные емкости и полное сопротивление механизма возрастают, так что при использовании в качестве вольтметра он будет давать заниженные показания. Поэтому важно проградуировать прибор на частотах, на которых он будет работать. Серийные приборы охватывают диапазон частот от 25 до 125 Гц, хотя с помощью специальных компенсирующих схем этот диапазон можно расширить до 2,5 кГц. Хотя прибор может работать и на постоянном токе, это сопровождается остаточным намагничиванием сердечников и приводит к погрешностям измерений.

6.3.4. Термоэлектрические измерительные приборы. Действие термоэлектрических приборов основывается на тепловых эффектах электрического тока. В одном из таких приборов нагрева-

телем служит натянутая тонкая проволока, по которой течет ток. Вторая проволока подсоединена к середине первой, перекинута через блок и соединена с пружиной, обеспечивающей натяжение нагревателя. Когда по нагревателю протекает ток, он растягивается и движение второй проволоки поворачивает блок и заставляет стрелку отклониться. Этот прибор в значительной степени вытеснен термопарами, которые обладают более высокими чувствительностью и точностью.

В приборе с термопарой измеряемый ток проходит через маленький нагреватель, который нагревает спай термопары. Выходное напряжение термопары подается на рамку магнитоэлектрического механизма. Тепловой эффект пропорционален квадрату тока, поэтому отклонение стрелки подчиняется квадратичному закону и деления шкалы прибора учащаются на ее начальном участке, соответствующем малым уровням входного

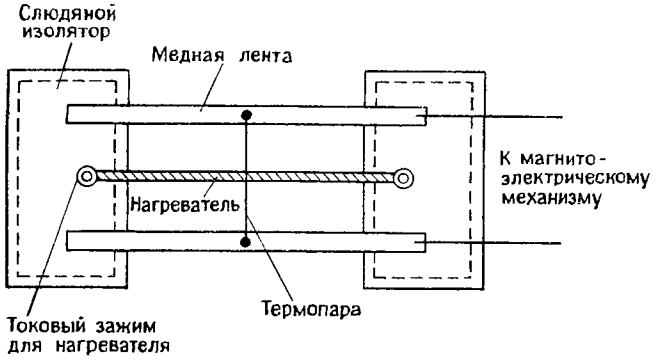


Рис. 6.10. Пробник термоэлектрического прибора на основе термопары.

сигнала. Термопара дает постоянное напряжение, которое пропорционально разности температур горячего и холодного спаев. Чтобы эта разность температур целиком обеспечивалась измеряемым током и не испытывала влияния температуры окружающего воздуха, можно использовать конструкцию, показанную на рис. 6.10. Свободные концы термопары присоединены к центрам медных полосок, и поэтому их температура равна средней температуре концов нагревателя. Концы медных полосок близки к концам нагревателя, но изолированы от них. Температура в центре нагревателя выше, чем на его концах, поэтому при заданном токе разность температур между спаями термопары постоянна и не испытывает влияния окружающей температуры.

Приборы с термопарами могут измерять токи от 0,5 до 20 А. При более высоких токах нагреватель обычно размещается вне корпуса прибора. При меньших токах используется мостовая схема, в которой несколько термопар соединяются последова-

тельно, что обеспечивает увеличение их выходного напряжения и чувствительности прибора. Прибор имеет точность 1% при отклонении на всю шкалу на частотах до 50 МГц. На более высоких частотах эффективное сопротивление нагревателя возрастает из-за скин-эффекта, что снижает точность. Чтобы уменьшить эти ошибки, применяют нагреватели трубчатой конструкции.

Приборы с термопарами основаны на тепловом действии тока, они непосредственно измеряют действующее значение тока и не зависят от формы входного сигнала. Прибор можно преобразовать в вольтметр с помощью добавочных резисторов и термопары, работающей при слабых токах. Такой вольтметр имеет чувствительность 100—500 Ом/В. Прибор не отличается высокой прочностью и может сгореть при значительных перегрузках. Его можно использовать как эталон сравнения; в этом случае записывают показание прибора при пропускании неизвестного переменного тока, а затем пропускают через него постоянный ток, соответствующий такому же отклонению стрелки. Ошибки при измерении постоянного тока могут быть обусловлены эффектом Пельтье на контактах между нагревателем и подводящими проводами и термоэлектрическим эффектом Томсона вдоль нагревателя. В результате этих эффектов температура на одном конце нагревателя оказывается выше, чем на другом, что приводит к погрешностям. Эти погрешности можно свести к минимуму, поместив термопару точно в средней точке нагревателя или определяя среднее значение по двум измерениям, выполненным при противоположных направлениях постоянного тока.

6.3.5. Электростатический измерительный механизм. Электрометр или электростатический вольтметр — единственный прибор, который измеряет напряжение непосредственно, а не по создаваемому им току. Он состоит из закрепленной и подвижной полукруглых металлических пластин, установленных на некотором расстоянии друг от друга. Подвижная пластина соединена со стрелкой и управляющей пружиной. Когда к пластинам прикладывается напряжение, подвижная пластина поворачивается в результате взаимодействия с неподвижной пластиной. Степень отклонения пропорциональна квадрату действующего приложенного напряжения. Следовательно, прибор может применяться для измерений как на переменном, так и на постоянном токе и его показания не зависят от формы кривой входного сигнала.

Электростатический вольтметр можно использовать на частотах до 100 кГц. Он потребляет пренебрежимо малый ток, за исключением момента, когда он включается в цепь и его пластины заряжаются.

6.3.6. Аналоговые электронные приборы переменного тока. Приборы, описанные в этом разделе, имеют на выходе аналоговый измеритель, но он отделен от входа электронной схемой, которая улучшает характеристики прибора или позволяет измерять определенные параметры. Рассмотрим два типа приборов — для измерения действующего значения напряжения и для измерения пикового значения напряжения.

Прибор для измерения действующих значений имеет электронную схему, которая рассчитывает действующие значения

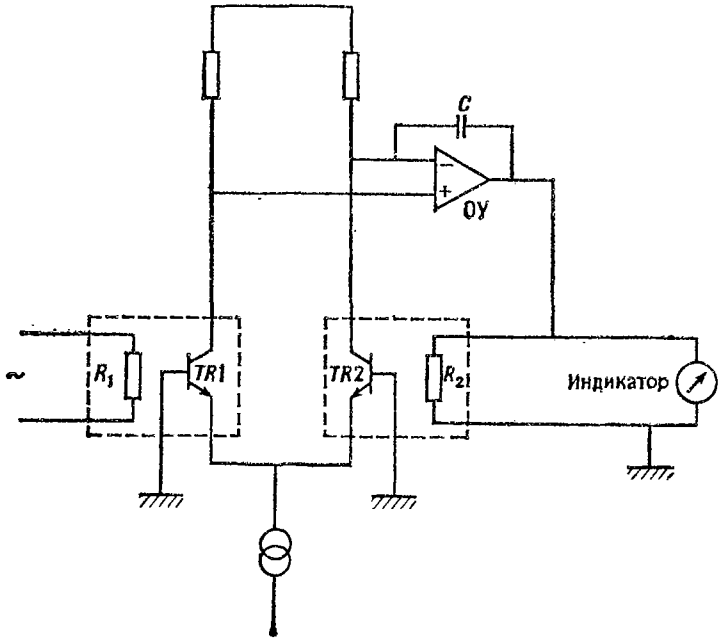


Рис. 6.11. Электронный прибор для измерения действующих значений напряжения.

входного напряжения и передает их на дисплей. Хотя эти приборы дороги, они обладают высоким быстродействием, которое ограничивается лишь характеристиками электронной схемы. Другой подход связан с использованием теплового действия тока подобно термоэлектрическим приборам, описанным в разд. 6.3.4. На рис. 6.11 показана схема, в которой согласованные транзисторы TR1 и TR2 нагреваются толстопленочными резисторами R_1 и R_2. Транзисторы можно заменить термопарами, но в этом случае чувствительность и постоянная времени ухудшаются. Дифференциальная схема, показанная на рис. 6.11,

позволяет преодолеть трудности, связанные с нелинейностью. Напряжение на входе усилителя пропорционально разности температур на двух транзисторах. Это напряжение усиливается и подается в цепь обратной связи. Равновесие достигается, когда напряжения на резисторах R_2 и R_1 становятся равными, и это равновесное значение напряжения регистрируется прибором.

В выпрямительном приборе рабочая частота ограничена уровнем 100 кГц из-за характеристик выпрямителя. Если прибор изолирован от входной цепи переменного тока усилителем, то это ограничение теряет силу. В приборе для измерения пиковых значений выпрямленное переменное напряжение заряжает конденсатор, а затем усиливается и подается на измеритель, шкала которого проградуирована в значениях амплитуды или

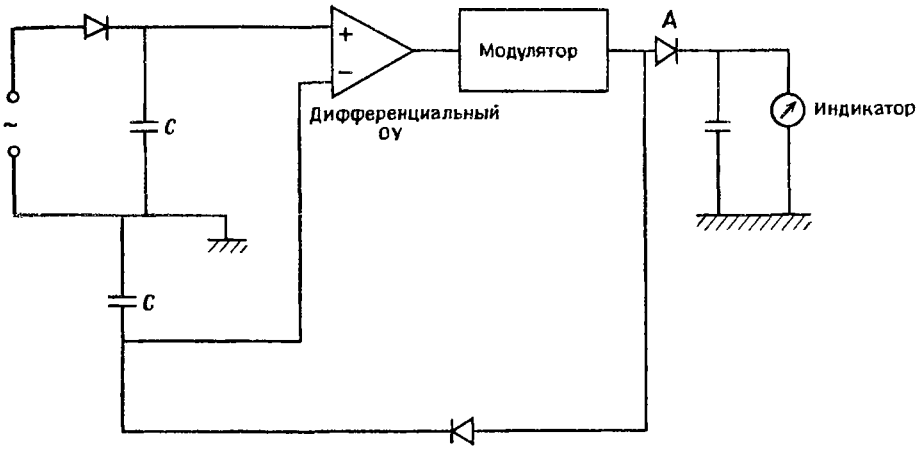


Рис. 6.12. Электронный вольтметр для измерения амплитудных значений.

двойной амплитуды напряжения. Такой прибор может работать на частотах свыше 10 ГГц, если поместить детектирующую схему в пробник прибора. Недостатком этой простой схемы является то, что при низких уровнях сигнала характеристика диода нелинейна и отклик системы ухудшается. Этот недостаток можно преодолеть, применив дифференциальную схему на входе (рис. 6.12). На один вход дифференциального усилителя подается измеряемый сигнал, а на другой вход — напряжение обратной связи из точки A. Значение этого напряжения определяется разностью сигналов на входах дифференциального усилителя. Если оба сигнала одинаковы, напряжение в точке A равно пиковому значению измеряемого переменного напряжения. Это напряжение подается на другой амплитудный детектор, а затем на измерительный прибор.

Одна из трудностей при измерении пикового напряжения состоит в том, что, если форма кривой входного сигнала асимметрична, результаты будут различными при изменении полярности входного сигнала. Это приводит к так называемой ошибке опрокидывания, которую можно уменьшить с помощью детекторов двойной амплитуды, использующих на входе схему, показанную на рис. 6.13.

6.4. Аналого-цифровое преобразование сигнала

Большинство измеряемых величин являются по своей природе аналоговыми, и их необходимо преобразовать в цифровую форму, чтобы можно было использовать цифровые приборы. Аналого-цифровой преобразователь (АЦП) обычно является частью измерительного прибора. Сначала рассмотрим цифро-аналоговые преобразователи (ЦАП), поскольку они часто входят как составная часть в схемы АЦП.

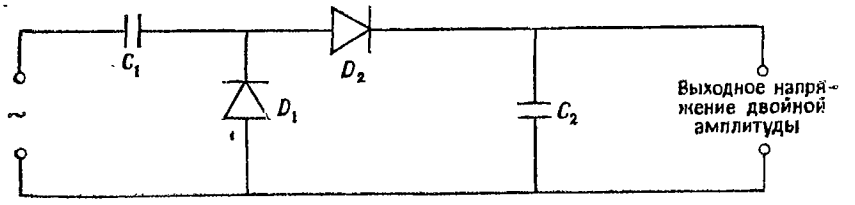


Рис. 6.13. Схема для измерений двойной амплитуды.

6.4.1. Цифро-аналоговые преобразователи. Поскольку цифровой входной сигнал может изменяться только дискретными шагами, аналоговый выходной сигнал также будет ступенчатым (рис. 6.14). Величина каждой отдельной ступени является функцией числа разрядов цифровой информации. Поскольку входной сигнал может быть обеих полярностей, ЦАП должен быть биполярным.

На рис. 6.15 представлены три распространенные схемы ЦАП. В схеме рис. 6.15, *а* цифровой сигнал в каждом двоичном разряде вызывает переключение соответствующего ключа, при этом на резистор подается опорное напряжение V_{ref}. В результате в суммирующем соединении возникает ток, который усиливается и дает выходное напряжение, пропорциональное этому току, т. е. обратно пропорциональное сопротивлению в подключенной ветви. Если весовые сопротивления меняются в соответствии с двоичным кодом (рис. 6.15, *а*), то входное напряжение пропорционально двоичному значению входного цифрового сигнала. Недостатком этой схемы является то, что ее точность зависит от абсолютной точности опорного напряжения и резисто-

ров. Поскольку значения резисторов в соседних ветвях различаются в два раза, их сопротивление может достигнуть очень высокого уровня, что затруднит их изготовление и согласование в широком диапазоне температур.

ЦАП по схеме R—$2R$, показанной на рис. 6.15, *б*, работает следующим образом. Поскольку вход усилителя имеет виртуальное заземление, ток в каждом узле делится пополам. Следовательно, ток в суммирующем соединении взвешен по закону двоичного кода в соответствии с числом пройденных ветвей. Хотя в ЦАП по схеме R—$2R$ используется в два раза больше резисторов, чем в схеме рис. 6.15, *а*, его точность зависит от относительных значений сопротивлений, а не от их абсолютных значений. Кроме того, здесь используются лишь два номинала резисторов, что позволяет выбрать резисторы с нужными характеристиками и согласовать их температурные вариации. Другим преимуществом схемы R—$2R$ является то, что ее полное сопротивление по отношению к операционному усилителю (ОУ) не меняется с изменением входного цифрового сигнала, так что удается избежать проблем, связанных с вариациями характеристик усилителей.

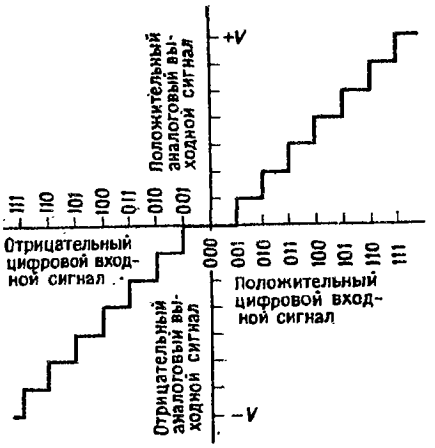


Рис. 6.14. Связь входного и выходного сигналов цифро-аналогового преобразователя ЦАП.

Рассмотренные выше ЦАП имеют выход по напряжению. На рис. 6.15, *в* представлена схема ЦАП с выходом по току, который обладает высоким быстродействием, поскольку все его транзисторы работают в ненасыщенном режиме. Диоды заземлены через цифровые переключатели, так что при отсутствии цифрового сигнала на входе выходное напряжение пренебрежимо мало. Цифровой сигнал в любом двоичном разряде переводит катод соответствующего диода в логическое состояние 1 подачей на него обратного смещения. Теперь ток может течь через резистор и соответствующий транзистор к выходному резистору R_1, на котором возникает выходное аналоговое напряжение. Амплитуда этого напряжения зависит от входного цифрового сигнала, и поскольку сопротивление резисторов меняется по двоичному закону, ЦАП работает в двоичном коде. Схема рис. 6.15, *в* может вырабатывать лишь низковольтный выходной сигнал, и для получения более высоких напряжений необходим

усилитель. В схему обычно вводится компенсацня температурного дрейфа, а также изменений напряжения база — эмиттер транзисторов из-за вариаций тока.

Обычный ЦАП может быть модифицирован для работы в биполярном режиме или режиме умножения. Поскольку поляр-

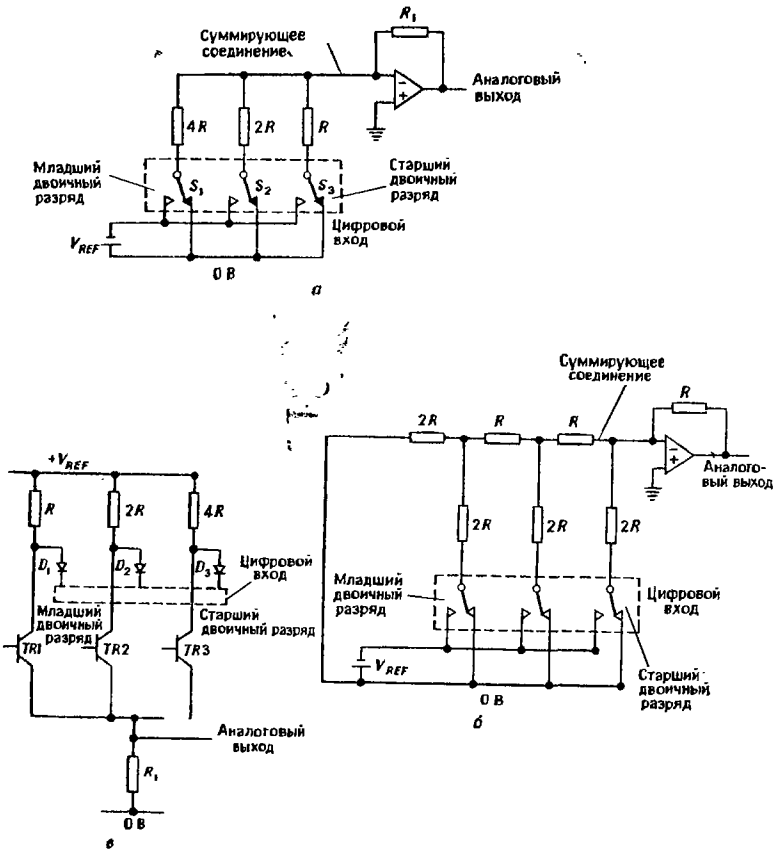


Рис. 6.15. Схемы цифро-аналоговых преобразователей: *а* — со взвешенным суммированием токов, *б* — схема с матрицей $R-2R$, *в* – преобразователь с токовым выходом.

ность выходного сигнала ЦАП зависит от полярности опорного напряжения и от того, на какой вход ОУ подается сигнал, для работы в биполярном режиме полярность опорного напряжения должна меняться при детектировании отрицательного входного сигнала. Амплитуда выходного напряжения пропорциональна произведению опорного напряжения и входного цифрового сиг-

нала. Обычно опорное напряжение поддерживается на фиксированном уровне, но если оно будет меняться пропорционально второму входному сигналу, то ЦАП будет выполнять операцию умножения. Если опорное напряжение V_{ref} изменяется пропорционально аналоговому сигналу, то ЦАП становится гибридным перемножающим устройством, поскольку его выходной сигнал пропорционален произведению аналогового и цифрового сигналов. Если V_{ref} представляет собой выходной сигнал предыдущего ЦАП, который имеет фиксированное опорное напряжение, то два ЦАП вместе образуют цифровой умножитель, поскольку перемножаются два цифровых сигнала, поступающих на вход второго ЦАП.

6.4.2. Характеристики ЦАП. *Разрешение* ЦАП — это число ступеней, которое укладывается в его максимальном выходном сигнале и прямо связано с его числом разрядов. Например, 10-разрядный ЦАП имеет 1024 ступени и его разрешение менее 0,1%.

Линейность ЦАП можно определить двумя способами. *Интегральная линейность* измеряется максимальным отклонением точек, соответствующих выходному сигналу, от прямой линии, проведенной через эти точки наилучшим образом. При хорошей линейности это отклонение должно быть меньше или равно половине амплитуды сигнала в младшем двоичном разряде. *Дифференциальная линейность* измеряется максимальным отклонением истинных значений от среднего значения, которое определяют делением максимального аналогового выходного сигнала на 2^n, где n — число разрядов в ЦАП. Погрешности линейности возникают из-за неточности номиналов сопротивлений и падений напряжения на переключателях. Поскольку эти параметры меняются с температурой, линейность зависит также от напряжения.

В *монотонном* ЦАП аналоговый выходной сигнал всегда возрастает с ростом цифрового входного сигнала. В *немонотонном* ЦАП выходной сигнал может уменьшаться в некоторых точках, несмотря на увеличение входного цифрового сигнала. Это нежелательно, так как два различных цифровых сигнала могут давать один и тот же аналоговый сигнал на выходе.

Точность ЦАП определяется сдвигом аналогового выходного напряжения от его идеального значения при любом цифровом сигнале на входе. Она зависит от ряда факторов, в частности, от точности опорного напряжения.

Быстродействие ЦАП ограничивается *временем установления* и *глитчами*. Время установления определяется так же, как в операционном усилителе, т. е. временем, необходимым для того, чтобы окончательное значение выходного напряжения ока-

залось в заданных пределах. Это время зависит от типа используемых переключателей, характеристик резисторов и выходного усилителя. Выходной сигнал ЦАП обычно не имеет столь регулярного характера, как это показано на рис. 6.14. Он подвержен перерегулированиям, шумовым выбросам и глубоким провалам или глитчам. Эти глитчи, проиллюстрированные на рис. 6.16, вызываются тем, что переключатели имеют неодинаковые времена замыкания и размыкания. Следовательно, например, при переключении от цифрового сигнала 011 к 100 возможно, что выходной сигнал в течение короткого промежутка времени будет равен 000, если переключатели переходят от 1 к 0 быстрее, чем от 0 к 1. Длительность глитча можно уменьшить, применяя более быстродействующие переключатели. Влияние глитча можно также сгладить снижением максимальной скорости нарастания выходного напряжения усилителя и фильтрацией. Однако это уменьшает общее время срабатывания. Для борьбы с глитчами можно также применить схему выборки и хранения, которая может хранить напряжение на время глитча. К сожалению, время захвата и сопровождения этой схемы также уменьшает быстродействие ЦАП в целом.

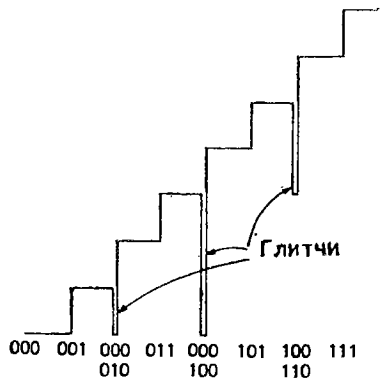


Рис. 6.16. Пример глитчей, возникающих в ЦАП.

Температурный коэффициент ЦАП зависит от стабильности опорного напряжения, резисторов, переключателей и усилителя. Существуют ЦАП с внутренними источниками питания и усилителями, хотя некоторые ЦАП предусматривают применение внешних устройств. В последнем случае принято определять стабильность ЦАП в предположении, что температурные уходы опорного напряжения или напряжения смещения усилителя пренебрежимо малы.

6.4.3. Аналого-цифровые преобразователи (АЦП). Самый быстрый метод преобразования аналогового сигнала в цифровой состоит в подаче аналогового сигнала на набор параллельных компараторов напряжения с различными порогами срабатывания. Затем выходной сигнал поступает в логическую схему и превращается в цифровой. Этот процесс называется импульсным преобразованием и является очень быстродействующим, но также и дорогим, поскольку требует значительного количества электронных схем.

На рис. 6.17 показана схема АЦП, в петле обратной связи которого применен ЦАП. Генератор синхроимпульсов переключает счетчик, и когда его показание, поданное через ЦАП по линии обратной связи, становится равным аналоговому входному сигналу, генератор синхроимпульсов блокируется до следующего цикла и происходит считывание цифрового сигнала на выходе. Схема, представленная на рис. 6.17, не отличается быстродействием, поскольку она должна начинать отсчет от нуля при каждом импульсе сброса. Ее быстродействие можно уве-

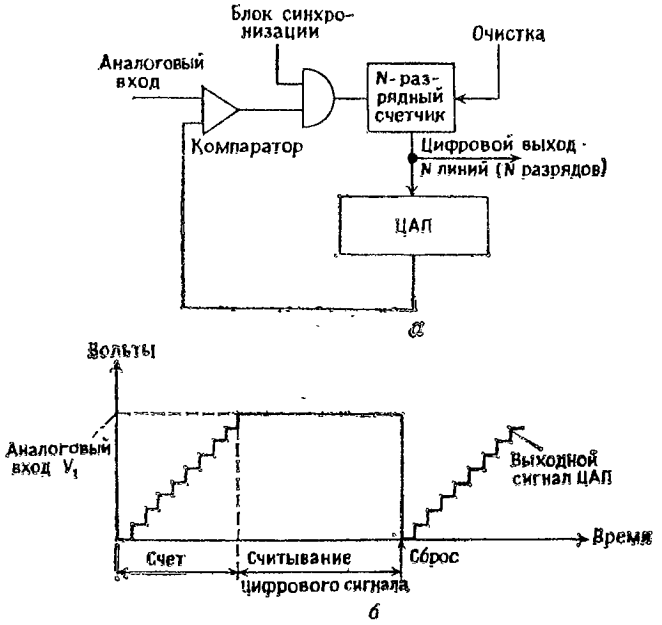


Рис. 6.17. АЦП с использованием ЦАП для генерации пилообразного напряжения: *а* — блок-схема, *б* — форма выходного сигнала.

личить с помощью реверсивного счетчика, поскольку такой счетчик не сбрасывается на нуль в начале цикла счета, а считает в том или ином направлении в зависимости от направления изменения аналогового сигнала на входе. Такой прибор называется следящим АЦП.

Другой метод аналого-цифрового преобразования, называемый интегрирующим двухтактным, проиллюстрирован на рис. 6.18. Вначале переключатель S_1 замкнут, так что неизвестное напряжение V_1 подается в интегратор, а импульсы синхронизации обеспечиваются вентилем G_1. После фиксированного числа синхроимпульсов общей продолжительностью t_1 логиче-

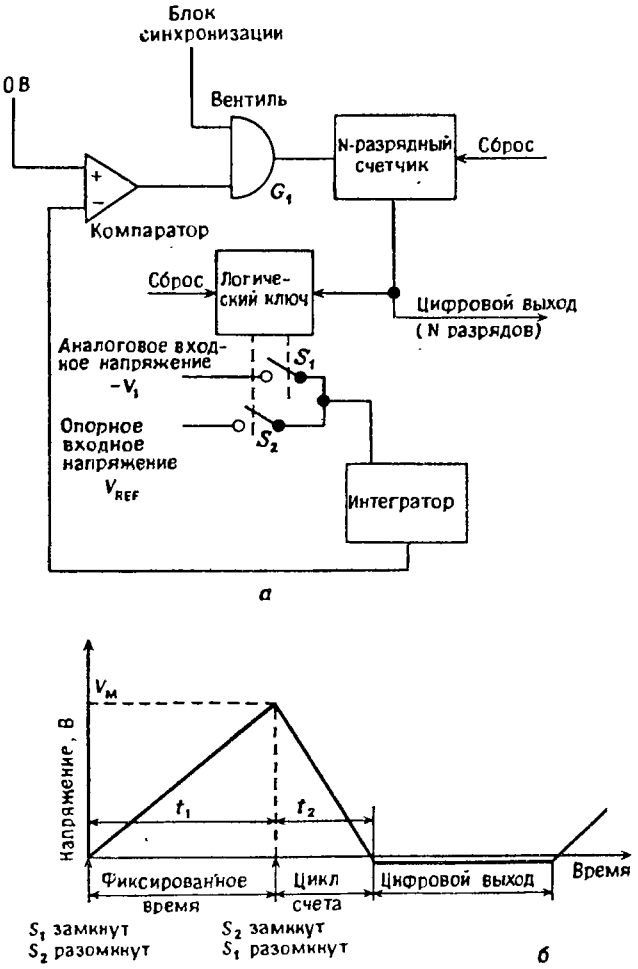


Рис. 6.18. Интегрирующий двухтактный АЦП: *а* — блок-схема, *б* — форма выходного сигнала.

ский переключатель замыкает S_2 и размыкает S_1. В этот момент времени значение V_M равно

$$V_M = V_1 t_1/\tau, \tag{6.12}$$

где τ — постоянная времени интегратора.

Опорный входной сигнал имеет обратную полярность по отношению к аналоговому входному напряжению, так что выходной сигнал интегратора уменьшается от V_M до нуля, и в этот

момент вентиль G_1 блокируется до начала следующего цикла сброса. Напряжение на выходе интегратора теперь равно нулю, так что имеем

$$0 = V_M - V_{ref} t_2/\tau. \qquad (6.13)$$

Из выражений (6.12) и (6.13) получаем

$$V_1 = V_{ref} t_2/t_1. \qquad (6.14)$$

Поскольку V_{ref} и t_1 постоянны, показание счетчика (t_2) дает значение неизвестного аналогового входного сигнала.

Интегрирующие двухтактные преобразователи обладают прекрасной точностью, исключают ошибки при распространении сигналов в схеме и компенсируют изменения частоты синхроимпульсов и постоянной времени интегратора, поскольку эти изменения воздействуют в равной степени на оба фронта пилообразного импульса. Преобразователь компенсирует также токи и напряжения смещения компаратора, поскольку предусмотрены два перехода через нуль, обеспечивающие это.

Для быстрого аналого-цифрового преобразования часто применяют метод последовательных приближений, проиллюстрированный на рис. 6.19. На младший двоичный разряд регистра

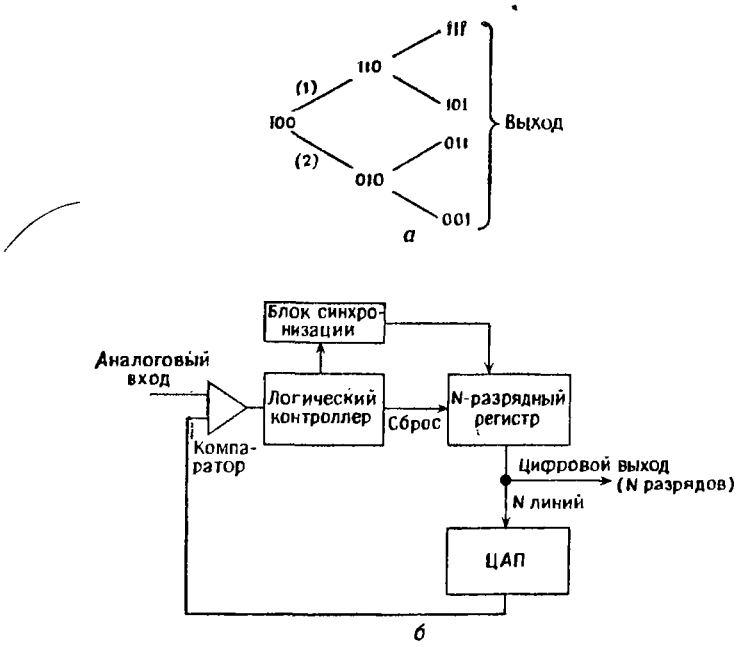


Рис. 6.19. АЦП последовательного приближения: *а* — древовидная схема, *б* — блок-схема.

вначале подается логическая 1, и если выходной сигнал ЦАП меньше неизвестного аналогового входного сигнала, выбирается ветвь (1) древовидной схемы, в противном случае выбирается ветвь (2). Таким путем в методе последовательных приближений диапазон возможных значений входного сигнала сокращается каждый раз наполовину. Полное число сравнений, необходимое для преобразования, равно числу разрядов, так что этот метод отличается высоким быстродействием, но требует относительно сложных логических схем для своей реализации.

Преобразование напряжения в частоту также можно рассматривать как разновидность аналого-цифрового преобразования. В этом случае цифровой выходной сигнал состоит из последовательности импульсов строго определенной длительности, частота повторения которых определяется значением аналогового напряжения на входе.

6.4.4. Характеристики АЦП. Многие характеристики, которые используются при описании ЦАП, например линейность, точность и быстродействие, применимы также к АЦП. В дополнение к ним употребляют следующие три понятия: ошибка квантования, ошибка дискретизации и инструментальная ошибка.

Ошибка квантования — это наименьший аналоговый входной сигнал, при котором появляется выходной сигнал. Эта ошибка имеет максимальное значение, равное $\pm$ младшему двоичному разряду, и зависит поэтому от числа разрядов.

Ошибка дискретизации определяется как разность между аналоговым напряжением, соответствующим цифровому выходному сигналу, и реальным входным аналоговым напряжением. Ошибки дискретизации наиболее значительны в АЦП с большим временем преобразования; при заданных скорости преобразования и точности они ограничивают максимальную частоту аналогового сигнала.

Инструментальная ошибка вносится при преобразовании различными схемами, через которые проходит аналоговый сигнал.

6.5. Цифровые измерительные приборы

В цифровом измерительном приборе показания представляются в виде дискретных чисел на отсчетном устройстве. Преимущества такого представления связаны с уменьшением субъективных ошибок при снятии отсчетов, отсутствием ошибок из-за параллакса и ускорением считывания. Цифровые измерительные приборы содержат встроенные электронные схемы, обычно микропроцессоры, которые позволяют подсоединить дополнительные устройства. Например, некоторые приборы снабжены программой, которая позволяет выполнять основные вычисле-

Таблица 6.1

Разрешение типичных цифровых универсальных измерительных приборов

Параметр	Диапазон	Разрешение		
		3,5 разряда	4,5 разряда	5,5 разряда
Постоянное напряжение	30 В	10 мВ	1 мВ	100 мкВ
Переменное напряжение (действующее значение)	30 В	10 мВ	1 мВ	100 мкВ
Постоянный ток	3 А	1 мА	100 мкА	10 мкА
Переменный ток	3 А	1 мА	100 мкА	10 мкА
Сопротивление	3 МОм	1 кОм	100 Ом	10 Ом

ния, в частности линеаризовать показания прибора и выводить их на дисплей.

Некоторые приборы содержат различные диагностические устройства, что уменьшает время устранения отказов. Кроме того, большинство современных стендовых приборов имеет внутренние приспособления для калибровки. Калибровка осуществляется с пульта прибора, а значения параметров хранятся в долговременной памяти. В последующие отсчеты вносятся поправки с учетом этих параметров. Многие цифровые приборы снабжены также шиной интерфейса, например типа IEE 488, и могут благодаря этому работать как части больших измерительных систем.

Параметры типичного универсального цифрового измерительного прибора таковы:

диапазон входных величин: 20 мВ — 1 кВ, 0,2 мА — 2 А, 200 мОм — 10 МОм;

абсолютная погрешность 0,001—0,5% от верхнего предела измерений;

стабильность 0,002% (за сутки) и 0,008% (за 6 месяцев) от верхнего предела измерений;

разрешение 10^{6};

входные характеристики: сопротивление 10 МОм, емкость 40 пФ;

время выполнения операции 2 мс — 1 с;

частота (для переменного напряжения) 100 кГц — 1 МГц.

Обычно крупные приборы могут выбирать необходимый диапазон входной величины автоматически. Небольшие приборы как правило имеют индикатор перегрузки, который напоминает оператору о необходимости переключения диапазона. Приборы высокой точности должны иметь входное сопротивление порядка 10 ГОм, чтобы не нагружать измеряемую схему. Время выполнения операции обычно определяется используемым АЦП и

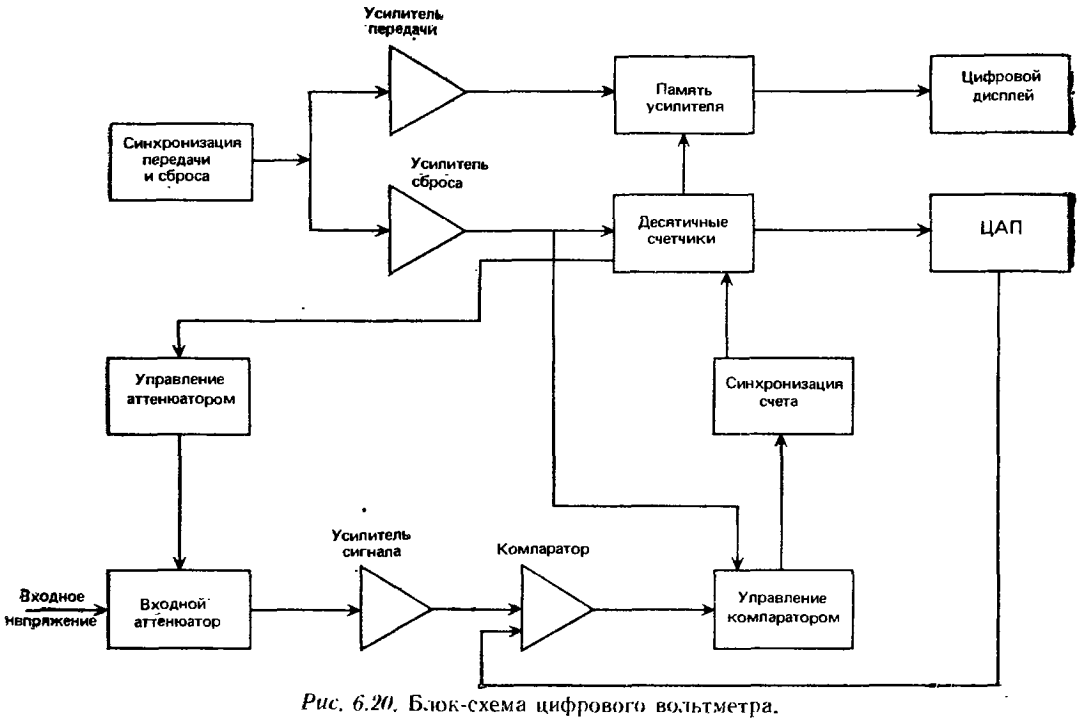


Рис. 6.20. Блок-схема цифрового вольтметра.

включает время восстановления после перегрузки. Разрешение определяет минимальное напряжение, которое может быть зарегистрировано. Например, разрешение 10^{-6} означает, что в диапазоне входных напряжений до 1 В можно зарегистрировать 1 мкВ. Разрешение зависит от числа цифровых разрядов в приборе, его значения для типичных приборов указаны в табл. 6.1.

Во всех цифровых приборах используются основные схемы преобразователей ЦАП и АЦП, описанные в разд. 6.4. Например, на рис. 6.20 представлена блок-схема типичного цифрового вольтметра. Входное напряжение ослабляется, а затем подается на усилитель с фиксированным коэффициентом усиления. Ослабление меняется вручную или автоматически, как показано на рис. 6.20, так что на выходе усилителя сигнал всегда находится в заданном диапазоне. Выходной сигнал сравнивается со ступенчатым сигналом от ЦАП, и когда оба сигнала равны, генератор синхроимпульсов блокируется и передает цифровое значение аналогового напряжения сигнала в декадные счетчики. Частота синхроимпульсов составляет около 5 кГц. Генератор тактовых импульсов работает значительно медленнее, с частотой около 2 Гц, и передает информацию от счетчиков на дисплей, а затем производит сброс в исходное состояние. Эта схема применяется в приборах общего назначения.

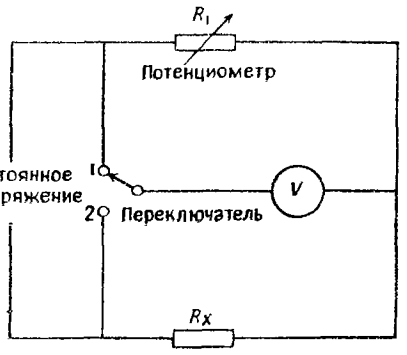


Рис. 6.21. Компенсационный метод измерения сопротивлений.

6.6. Методы сравнения с мерой

Точность стрелочных приборов часто ограничивается точностью градуировки их шкалы, что особенно существенно для приборов с нелинейной шкалой. Эта погрешность устраняется при измерениях методом сравнения с мерой, когда неизвестный параметр сравнивается с мерой, а на шкале указываются лишь относительные значения.

Существуют два основных метода сравнения с мерой: компенсационный и нулевой. В нулевых приборах (нуль-индикаторах) достигается нулевое показание, или уравновешивание, а показание компенсационного прибора зависит от степени дисбаланса. Нуль-индикаторы дороже и сложнее в обращении, чем компенсационные приборы, но более точны.

6.6.1. Компенсационный метод измерений. Существует много путей осуществления метода сравнения. На рис. 6.21 проиллюстрирован один из них, называемый компенсационным методом измерений. Вольтметр переключается между потенциометром R_1 и неизвестным резистором R_x; потенциометр подстраивается до тех пор, пока не будут достигнуты одинаковые показания прибора при обоих положениях переключателя. Тогда R_1 равно R_x, и можно отключить R_1 и измерить его с высокой точностью с помощью измерительного моста; или можно предварительно прокалибровать R_1, что позволит сразу считывать значения R_x. Точность шкалы вольтметра теперь несущественна, но он должен иметь импеданс, по крайней мере в 10 раз превышающий R_x.

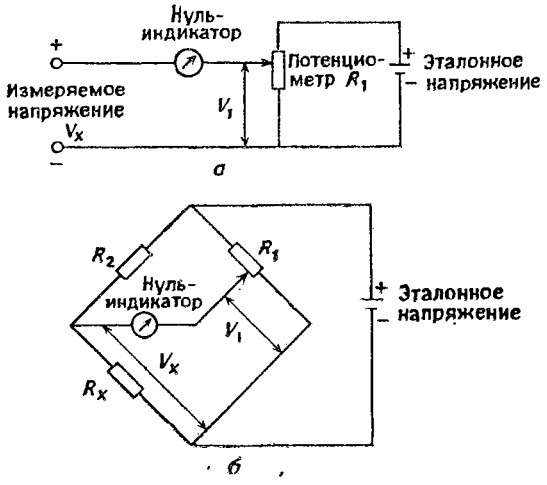


Рис. 6.22. Нулевой метод измерений: *а* — в потенциометрической схеме, *б* — в схеме моста.

6.6.2. Нулевой метод измерений. Этот метод можно рассматривать как частный случай компенсационного метода, в котором отклонение равно нулю. В качестве нулевого прибора (нуль-индикатора) обычно применяется потенциометр для измерения напряжений или измерительный мост для измерения импедансов. Измерительные мосты подробно описаны в гл. 7, а на рис. 6.22 этот прибор сопоставляется с потенциометром. Потенциометр подстраивается до тех пор, пока нуль-индикатор не покажет нулевое значение. В этом положении напряжение V_1 равно неизвестному напряжению V_x. Потенциометр можно прокалибровать, чтобы он показывал измеряемое напряжение. Ког-

да напряжения скомпенсированы, ток через прибор отсутствует. Такая измерительная система обладает высокой точностью.

В нуль-индикаторе мостового типа потенциометр R_1 регулируется, пока V_1 не станет равным V_x и показания индикатора не станут равными нулю. Потенциометр можно прокалибровать так, чтобы считывать значения R_x.

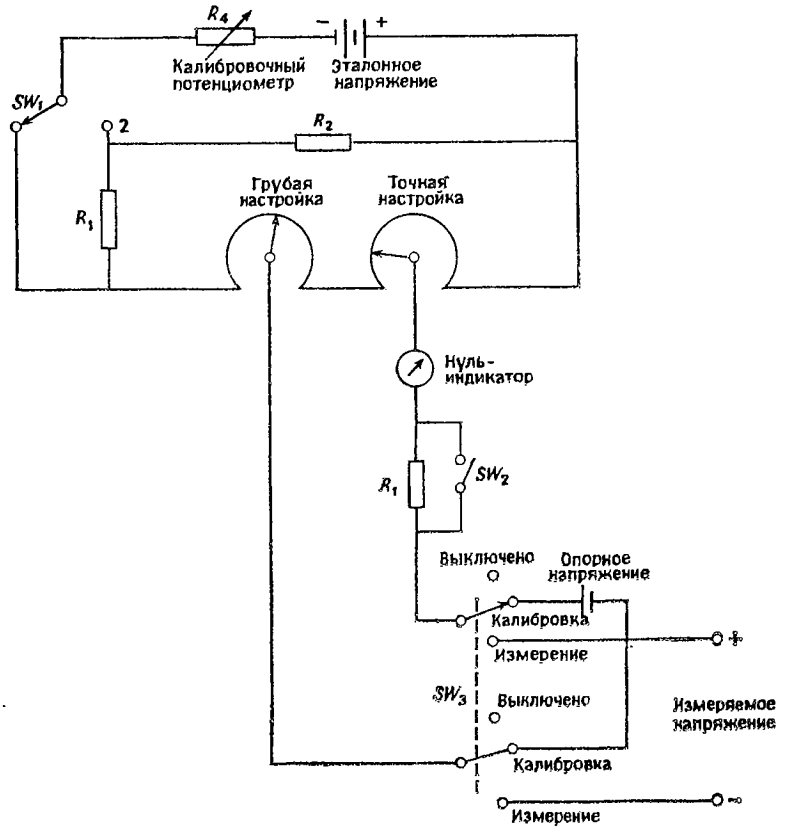


Рис. 6.23. Практическая двухдиапазонная потенциометрическая система.

На рис. 6.23 представлена практическая схема потенциометрической системы. Чтобы пояснить ее работу, предположим вначале, что переключатель SW_1 находится в положении 1 и не учитывает сопротивления R_1 и R_2. Два потенциометра включены последовательно, причем потенциометр с грубой шкалой имеет в десять раз большее сопротивление, чем потенциометр с точной шкалой. Рабочая батарея создает падение напряжения на двух

потенциометрах, которое приложено к нуль-индикатору и переключателю SW_3. Вначале этот переключатель устанавливается в положение «калибровка» и потенциометры настраиваются на ожидаемое значение опорного напряжения. Если требуется, калибровочный потенциометр R_4 подстраивают до получения нуля на индикаторе. Затем переключатель режима SW_3 устанавливается в положение «измерение». Потенциометры вновь регулируются до получения нуля, после чего значение неизвестного напряжения считывается по положениям их движков. Сопротивление R_3 предохраняет нуль-индикатор от перегрузок, а когда положение равновесия почти достигнуто, R_3 закорачивают для повышения чувствительности.

Обычно потенциометрические приборы измеряют напряжения до 1,6 В. Для повышения чувствительности при малых напряжениях применяют двухдиапазонные приборы с делителем напряжения R_1, R_2, как показано на рис. 6.23. Число диапазонов можно увеличить с помощью дополнительных цепей. При измерениях на переменном токе сигнал сначала выпрямляется, а при высоких уровнях напряжения применяют делители напряжения в виде магазина шунтов, подключаемого параллельно источнику сигнала. Это нагружает источник сигнала. Влияние нагрузки может быть уменьшено с помощью электронной схемы. В качестве источника опорного напряжения может применяться нормальный элемент или прецизионный источник на стабилитроне.

Глава 7

ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ МОСТЫ

7.1. Введение

Хотя мосты преимущественно используются для измерения пассивных параметров электрических цепей, они также находят применение и для определения величин, функционально с ними связанных, таких, как частота, фазовый угол и температура. Устройство мостов рассмотрено в этой главе, а их применение — в части 3. С помощью мостов проводят измерения методом сравнения неизвестного параметра с мерой, поэтому мосты обычно более точны, чем приборы для абсолютных измерений.

7.2. Принцип действия измерительного моста

Одинарный мост имеет четыре плеча, источник питания и нуль-индикатор (рис. 7.1). Если сопротивления таковы, что точки A и B имеют равные потенциалы, то ток через нуль-индикатор

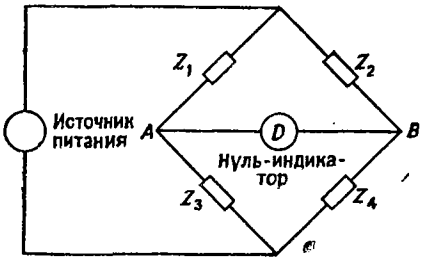


Рис. 7.1. Схема моста полного сопротивления.

отсутствует; в этом случае говорят, что достигается равновесие моста. Тогда имеем

$$Z_1Z_4 = Z_2Z_3. \tag{7.1}$$

Если Z_4 — неизвестное сопротивление, то его значение можно определить из условия равновесия (7.1):

$$Z_4 = Z_2Z_3/Z_1. \tag{7.2}$$

Отсюда следует, что равновесие не зависит от сопротивления нуль-индикатора, так как ток не течет через него, а также от

напряжения и сопротивления источника питания. Таким образом, высокостабильный источник питания не требуется.

Z_3 называется плечом сравнения, а отношение сопротивлений Z_1 и Z_2 определяет диапазон изменения измеряемых величин. Чтобы охватить широкий диапазон неизвестных импедансов, выпускаемые промышленностью мосты снабжают переключателями, которые изменяют сопротивления плеч Z_1 и Z_2 в 10 раз. Плечо сравнения также может изменяться при каждом измерении для достижения равновесия.

Если сопротивления имеют не только активную, но и реактивную составляющую, они могут быть представлены в виде $Z\varphi$, и теперь для уравновешивания моста должно выполняться условие (7.1) для импеданса и условие

$$\varphi_1+\varphi_4=\varphi_2+\varphi_3 \qquad (7.3)$$

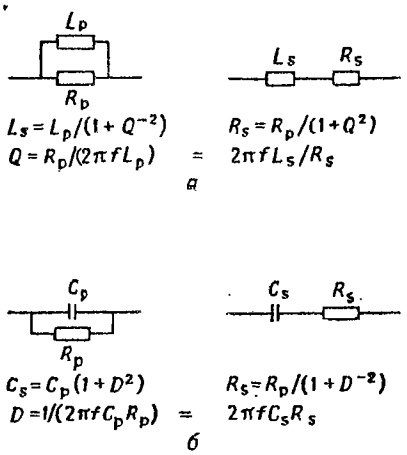


Рис. 7.2. Связь элементов последовательной и параллельной эквивалентных схем: *а* — индуктивная, *б* — емкостная.

для фазовых углов. Следовательно, мост переменного тока нуждается в регулировке двух независимых параметров, чтобы обеспечить равновесие модулей и фазовых углов. Комплексные индуктивности и емкости можно представить в виде последовательных и параллельных схем (рис. 7.2).

В резистивном мосте можно применять источник постоянного тока, и тогда достаточно регулировать только один элемент моста. Мосты применяются также для измерений индуктивности и емкости. Реактивные компоненты могут быть представлены в виде последовательных или параллельных схем.

Чувствительность моста — очень важный параметр и определяется как способность реагировать на малые отклонения от

равновесия. Она выражается как увеличение тока через нуль-индикатор при единичном отклонении регулируемого сопротивления от положения равновесия. При максимальной чувствительности моста, показанного на рис. 7.1, Z_2 должно быть равно Z_4; это означает, что в равновесии $Z_1 = Z_3$. На практике это условие редко выполняется, так как Z_3 должно выбираться достаточно большим, чтобы обеспечивалась требуемая точность. Однако источник питания и нуль-индикатор можно поменять местами, не нарушая равновесия моста. Наибольшая чувствительность достигается, когда нуль-индикатор включается между контактами двух плеч с максимальными импедансами и двух плеч с минимальными импедансами. Чувствительность моста также пропорциональна напряжению источника питания. В качестве нуль-индикатора в мосте постоянного тока можно использовать магнитоэлектрический прибор. Простейшим индикатором для моста переменного тока является головной телефон; на частотах, на которых чувствительность уха низка, применяют радиоприемники или измерительные усилители. Для достижения высокой чувствительности и избирательности требуются генератор непрерывного сигнала и гетеродинный детектор. Для уравновешивания моста используется также подключенный к осциллографу усилитель.

Напряжение источника питания не должно превышать максимально допустимых значений или вызывать избыточное выделение тепла в плечах моста. Но чем меньше напряжение, тем ниже чувствительность моста и система более восприимчива к высокочастотным помехам. Для мостов переменного тока на низких частотах можно использовать сетевое напряжение. Выпускаемые промышленностью мосты обычно содержат источники питания с различными частотами, так как чувствительность мостов с реактивными сопротивлениями пропорциональна частоте, и эта зависимость может быть очень крутой на одном конце частотного диапазона и пологой на другом. Максимальная частота источника питания должна быть ниже собственной резонансной частоты измеряемых элементов, чтобы уменьшить ошибки измерений. Если точка равновесия моста чувствительна к частоте, то источник питания должен иметь стабильную частоту и не генерировать гармоник, так как мост, уравновешенный на одной частоте, не останется в равновесии на гармониках.

7.3. Резистивные мосты

7.3.1. Мост Уитстона. Наибольшее распространение получил резистивный мост, называемый мостом Уитстона (рис. 7.3). Здесь R_x — неизвестное сопротивление, а R_1—R_3 регулируются до тех

пор, пока ток через нуль-индикатор D не станет равен нулю. В таком положении R_x определяется по формуле (ср. с (7.2))

$$R_x = R_3 R_2 / R_1, \tag{7.4}$$

где R_1 и R_2 — известные фиксированные сопротивления в диапазоне 1 Ом — 1 кОм. При этом отношение R_2/R_1 составляет от 10^{-3} до 10^3. Сопротивление R_3 регулируется с шагом 1 Ом или 0,1 Ом вплоть до 10 кОм, чтобы уравновесить мост. При измерениях R_2 и R_1 выбирают такими, чтобы чувствительность моста была максимальной (см. разд. 7.2). Сопротивление R_4 сначала включается в цепь для защиты нуль-индикатора, но может быть закорочено для повышения чувствительности, когда равновесие достигнуто.

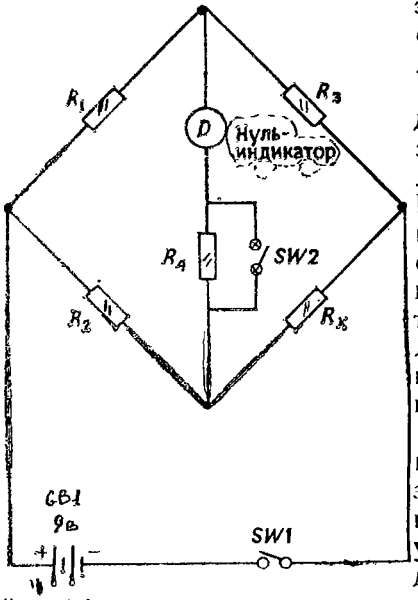


Рис. 7.3. Схема моста Уитстона постоянного тока.

Мост Уитстона используется для измерения сопротивлений резисторов с двумя зажимами в диапазоне 1 Ом — 100 МОм. Нижний предел измеряемых сопротивлений зависит от импеданса соединительных проводов и контактов. Для измерения сопротивлений ниже 1 Ом используется двойной мост Томсона. Чтобы использовать мост Уитстона для измерения сопротивлений выше 100 МОм, требуется высокое напряжение, тогда токи утечки на землю могут приводить к заметным погрешностям. Их можно уменьшить и расширить рабочий диапазон моста до 10^{12} Ом, если использовать высокочувствительные индикаторы и методы защиты, описанные в разд. 7.9.

При измерении сопротивлений до 100 Ом мост Уитстона дает ошибку $(5—100)\cdot 10^{-6}$. В мосте используются резисторы, изготовленные из манганина, который имеет низкий температурный коэффициент сопротивления, высокую стабильность и низкую термоэдс. Дрейф сопротивления не превышает 10^{-5} за год. При проведении измерений с мостом Уитстона обычно берут два отсчета при разных полярностях батареи, а затем усредняют результат, исключая эффект термоэдс. Пиковый ток через резисторы должен поддерживаться на низком уровне, чтобы избежать изменения сопротивлений из-за нагрева их током.

7.3.2. Двойной мост Томсона. Мост Уитстона, показанный на рис. 7.3, трудно использовать для измерения малых сопротивлений, так как оба сопротивления, R_2 и R_x, в этом случае малы и значительные погрешности могут возникать из-за сопротивлений соединительных проводов в зависимости от того, где подключается нуль-индикатор. Эти погрешности исключаются в двойном мосте, представленном на рис. 7.4, в котором использованы резисторы R_5 и R_6, чтобы исключить влияние сопротивления соединительного проводника (r). Мост называется двойным, так как он содержит два комплекта плеч отношения.

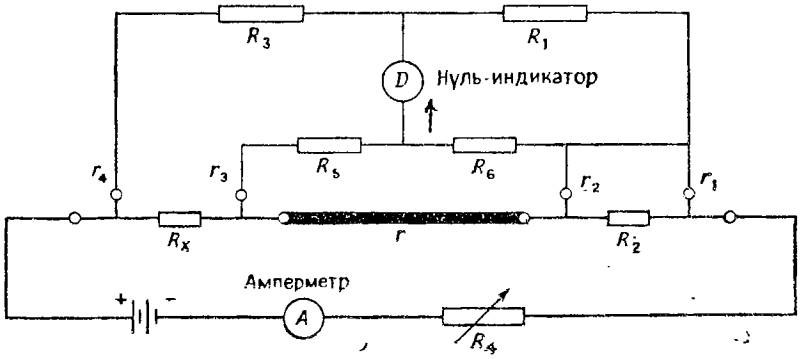


Рис. 7.4. Схема двойного моста Томсона.

Пусть R_x — неизвестное сопротивление, R_2 — стандартное сопротивление того же порядка величины, что и R_x. Оба этих сопротивления имеют по четыре выходные клеммы, а R_4 подбирается таким, чтобы ток через R_2 давал падение напряжения на нем минимум 0,5 В для обеспечения адекватной чувствительности моста. При равновесии сопротивление R_x определяется выражением

$$R_x = R_3 \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_6 r}{R_5 + R_6 + r}\left[\frac{R_3}{R_1} - \frac{R_5}{R_6}\right]. \qquad (7.5)$$

На практике значения R_1, R_3, R_5 и R_6 выбираются такими, чтобы выполнялось соотношение

$$R_3/R_1 = R_5/R_6. \qquad (7.6)$$

При этих условиях выражение (7.5) сводится к более привычному виду (7.4). Чтобы проверить выполнение условия (7.6), мост уравновешивается, а затем проводник r убирается, что не должно влиять на равновесие моста. Следовательно, двойной мост компенсирует сопротивление r. Влияние сопротивлений проводников r_1—r_4 не столь важно, но и оно может быть скомпенсиро-

вано, если требуется, путем шунтирования R_5 или R_6 сопротивлением большего значения и уравновешиванием моста без сопротивления r.

На практике при уравновешивании моста R_x и R_2, как правило, имеют один порядок величины, R_1 изменяется путем подключения добавочных сопротивлений, а R_3 — путем замены отводов, R_6 и R_1 регулируются одной ручкой, R_5 и R_3 — другой, так что их отношения поддерживаются постоянными в соответствии с (7.6). Чтобы исключить влияние термоэдс, полярность батареи меняется, как в мосте Уитстона.

Двойной мост обеспечивает погрешность менее 0,05% для сопротивлений в диапазоне 10 мкОм — 1 Ом. Он также может использоваться для измерений сопротивлений резисторов с двумя зажимами, так как R_1, R_3, R_5 и R_6 образуют обычный мост Уитстона; погрешность при этом менее 0,02%.

7.4. Мосты для измерения индуктивности

Мосты, описанные в этом разделе, используются для измерения индуктивности методом сравнения с известной индуктивностью либо с известной емкостью. Для питания этих мостов используется переменный ток, при этом две составляющие моста должны быть регулируемыми, чтобы обеспечить уравновешивание как по модулю, так и по фазе. В описаниях мостов предполагается, что неизвестная катушка индуктивности имеет собственную индуктивность L_x, взаимную индуктивность M_x и сопротивление R_x.

7.4.1. Мост для измерения индуктивности методом сравнения с мерой. Наиболее прямой метод измерения неизвестной индуктивности состоит в сравнении с известной индуктивностью с помощью моста, представленного на рис. 7.5. При равновесии моста значения R_x и L_x определяются выражениями

$$R_x = (R_1R_3/R_2) - r, \tag{7.7}$$

$$L_x = L_1R_3/R_2. \tag{7.8}$$

Здесь R_1 — регулируемое сопротивление, которое включает сопротивление катушки L_1. Резистор r не обязателен. При уравновешивании моста можно регулировать R_1 и L_1 для достижения равновесия с R_x и L_x. Благодаря этому можно быстро уравновесить мост. Поскольку индуктивности имеют относительно большие собственные сопротивления, можно включить в схему резистор r и изменять его сопротивление в процессе уравновешивания, чтобы расширить диапазон измеряемых индуктивностей. Если используется мера индуктивности, то уравновешивание моста можно обеспечить регулировкой R_1 и отношения R_3/R_2,

но теперь при регулировке они будут влиять друг на друга, поэтому время уравновешивания увеличивается и зависит от добротности Q неизвестной индуктивности.

Такой измеритель индуктивности используется не часто из-за трудности получения стабильных и точных образцовых индуктивностей.

7.4.2. Мост Максвелла — Вина. В модификации моста Максвелла, предложенной Вином, для измерения неизвестной индуктивности используется параллельное соединение сопротивления

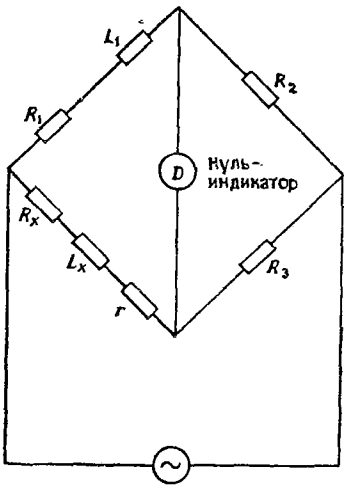


Рис. 7.5. Мост для измерения индуктивности методом сравнения.

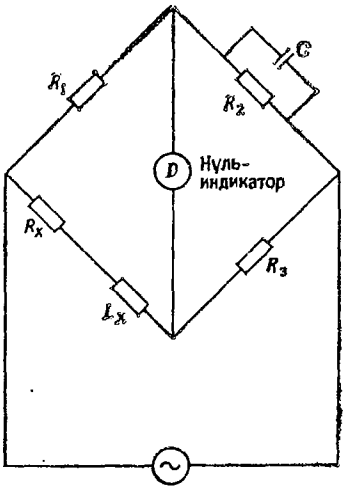


Рис. 7.6. Мост Максвелла — Вина.

и емкости, показанное на рис. 7.6. Поскольку ток через конденсатор опережает по фазе ток через индуктивность, необходима фазовая компенсация, поэтому емкостные и индуктивные компоненты следует размещать в противоположных плечах моста (ср. рис. 7.5 и 7.6). Условия равновесия моста описываются выражениями

$$R_x = R_1 R_3 / R_2, \tag{7.9}$$

$$L_x = R_1 R_3 C, \tag{7.10}$$

$$Q_x = \omega L_x / R_x = \omega R_2 C. \tag{7.11}$$

Индуктивность измеряется с помощью емкостей высокого качества, которые значительно точнее и легче в изготовлении, чем образцовые индуктивности, и создают незначительное поле. Равновесие обычно достигается регулировкой R_2 и C, так как этим обеспечивается независимое уравновешивание R_x и L_x.

Однако можно использовать фиксированную емкость C и регулировать R_2 и R_1 или R_3, хотя при этом время уравновешивания возрастает. В большинстве серийных мостов не указывается R_x, а вместо этого дается значение добротности Q_x.

Мост Максвелла — Вина широко используется для измерения индуктивности катушек с добротностью Q ниже 10. Этот верхний предел Q обусловлен тем, что, как следует из формулы (7.3), суммы фазовых углов противоположных плеч моста должны быть равны при равновесии. Так как R_1 и R_3 — активные сопротивления, их фазовые углы равны нулю. Ток через индук-

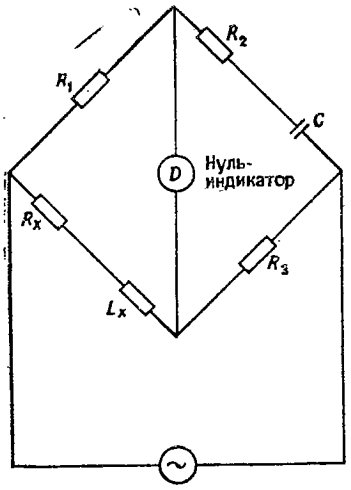


Рис. 7.7. Мост Хея.

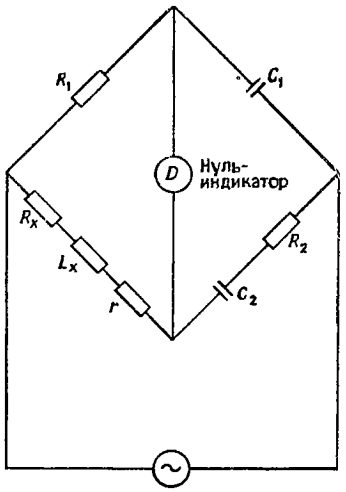


Рис. 7.8. Мост Оуэна.

тивность с высокой добротностью Q будет отставать по фазе почти на 90°, и этот угол должен быть уравновешен комбинацией емкость — сопротивление, обеспечивающей опережение по фазе на 90°. Это означает, что резистор R_2 на рис. 7.6 должен иметь слишком большое сопротивление. Эта трудность преодолена в мосте Хея.

7.4.3. Мост Хея. Условия равновесия моста Хея, представленного на рис. 7.7, определяются выражениями

$$R_x = R_1 R_3 / R_2 (1 + Q_x^2), \tag{7.12}$$

$$L_x = R_1 R_3 C / (1 + 1/Q_x^2), \tag{7.13}$$

$$Q_x = \omega L_x / R_x = 1/\omega R_2 C. \tag{7.14}$$

Сопротивление R_2 соединяется последовательно с емкостью C. При высокой добротности L_x сопротивление R_2 можно вы-

брать очень малым. Недостаток этого моста состоит в том, что его равновесие зависит от частоты, так что шкалу прибора невозможно проградуировать непосредственно в значениях индуктивности. Однако мост Хея обычно используется только для измерения катушек с добротностью Q более 10, и если пренебречь в (7.13) членом с Q_x^2, то значение индуктивности не зависит от частоты и погрешность измерений составит менее 1%.

7.4.4. Мост Оуэна. Схема моста Оуэна представлена на рис. 7.8, а условия равновесия моста имеют вид

$$R_x = (R_1C_1/C_2) - r, \tag{7.15}$$

$$L_x = R_1R_2C_1. \tag{7.16}$$

Если R_2 и C_2 — регулируемые элементы схемы, то можно обеспечить независимое равновесие для R_x и L_x, хотя это возможно также с помощью регулировки R_1 и R_2. Сопротивление r подключать необязательно, его применяют для расширения диапазона возможного баланса сопротивлений.

Мост Оуэна полезен для определения дифференциальной индуктивности, когда переменный ток накладывается на постоянный ток в катушке с железным сердечником.

7.4.5. Мост Кемпбелла. Мост Кемпбелла, представленный на рис. 7.9, используется для измерения взаимной индуктивности катушки сравнением ее с образцовой. Условия равновесия моста определяются выражениями

$$M_x = M_1R_3/R_2, \tag{7.17}$$

$$L_x = L_1R_3/R_2, \tag{7.18}$$

$$R_x = R_1R_3/R_2. \tag{7.19}$$

На практике сначала переключатели $SW1$ и $SW2$ устанавливаются в положение 2 и сопротивления и собственные индуктивности первичных катушек уравновешиваются регулировкой L_1 и R_1. Затем переключатели переводятся в положение 1, и M_1 регулируют до установления равновесия с M_x. Индуктивная связь между M_1 и M_x предотвращается соответствующим размещением компонент.

7.5. Мосты для измерения емкостей

Эти мосты используются для измерения емкости при последовательном или параллельном сопротивлении потерь (см. рис. 7.2). Шкалы серийных приборов обычно калибруются в значениях тангенса угла диэлектрических потерь (D) конденсатора и с этой целью в эквивалентную схему конденсатора вводится сопротивление потерь. Поскольку D зависит от частоты, калибров-

ка прибора действительна для одной частоты и для других частот необходимо вводить поправку.

Для измерения емкости используются три вида мостов: мост для измерения методом сравнения с мерой, мост Шеринга и мост Вина. Мост Вина широко используется также для измерения частоты, поэтому он будет рассмотрен в разд. 7.7.

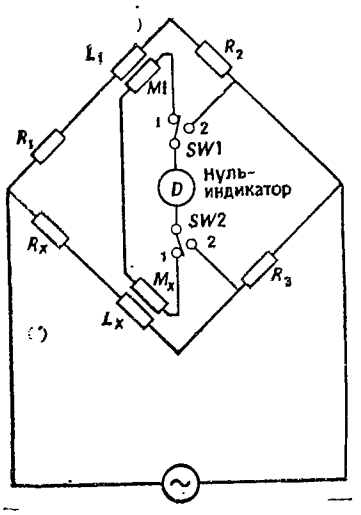


Рис. 7.9. Мост Кемпбелла.

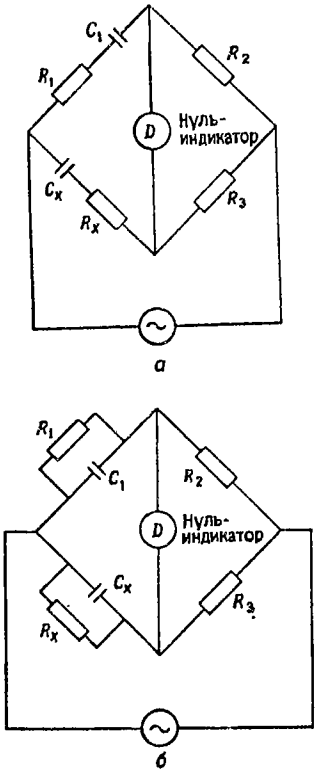


Рис. 7.10. Мост для измерения емкости методом сравнения: *а* — последовательное включение, *б* — параллельное включение.

7.5.1. Мост для измерения емкости методом сравнения с мерой. Принципиальная схема моста представлена на рис. 7.10, *а*, где C_1 — образцовая емкость с внутренним сопротивлением R_1. В емкостное плечо моста добавляется переменное сопротивление с меньшими потерями; пока предположим, что оно включено в R_1. Условия равновесия моста имеют вид

$$R_x = R_1 R_3 / R_2, \tag{7.20}$$

$$C_x = C_1 R_2 / R_3, \tag{7.21}$$

$$D = \omega C_1 R_1. \tag{7.22}$$

Сопротивления R_1 и R_2 регулируются до уравновешивания моста; поскольку они связаны, необходимо несколько попыток. Емкость C_1 — обычно образцовый конденсатор высокой точности, который не регулируется.

Для измерения емкости с высоким тангенсом угла диэлектрических потерь предпочтительнее использовать схему с параллельным включением, так как при последовательном включении сопротивление R_1 должно быть большим. Равновесие моста определяется выражениями (7.20) и (7.21), а тангенс угла диэлектрических потерь — выражением

$$D = 1/\omega C_1 R_1. \tag{7.23}$$

. Метод сравнения с мерой не очень точен при измерении емкостей с малым тангенсом угла диэлектрических потерь, в этих случаях лучше использовать мост Шеринга.

7.5.2. Мост Шеринга. Этот мост широко используется для измерения емкости и для точного определения тангенса угла диэлектрических потерь. Он также используется в мостах высокого напряжения с образцовыми емкостями высокого напряжения и с применением методов экранирования, рассматриваемых в разд. 7.9. Схема моста Шеринга представлена на рис. 7.11, а условия равновесия описываются выражениями

$$R_x = C_2 R_3 / C_1, \tag{7.24}$$

$$C_x = C_1 R_2 / R_3, \tag{7.25}$$

$$D = \omega C_2 R_2. \tag{7.26}$$

Здесь C_1 — образцовая емкость с малым тангенсом угла диэлектрических потерь, C_2 и R_3 регулируются для достижения равновесия. Так как фазовый угол C_1, R_3 равен почти 90°, как и фазовый угол C_x, R_x, параллельное соединение R_2 и C_2 будет создавать небольшую емкость, поэтому C_2 может быть малой переменной емкостью.

7.6. Мосты для измерения методом замещения

Номиналы могут измеряться методом замещения. На рис. 7.12 представлен случай параллельного замещения, используемый для измерения высоких импедансов. Этим методом можно измерять неизвестную емкость C_x, R_x или индуктивность L_x, R_x. Мост первоначально уравновешивается без подключения неизвестного компонента к зажимам 1 и 2 регулировкой R_2 и C_2. Предположим, что их значения при равновесии R_{2a} и C_{2a}. Затем неизвестная емкость или индуктивность подключается к зажимам 1 и 2, а R_2, C_2 регулируются до достижения равновесия моста

при значениях R_{2b}, C_{2b}. Если R_x превышает $10/(\omega C_{2a})$, то с погрешностью менее 1% можно определить неизвестные величины из выражений

$$R_x = [\omega^2 C_{2a}^2 (R_{2a} - R_{2b})]^{-1}, \tag{7.27}$$

$$L_x = -[\omega^2 C_x]^{-1} = [\omega^2 (C_{2b} - C_{2a})]^{-1}, \tag{7.28}$$

$$C_x = C_{2a} - C_{2b}. \tag{7.29}$$

Другой вариант метода замещения представлен на рис. 7.13; в нем неизвестный компонент подключается последовательно к

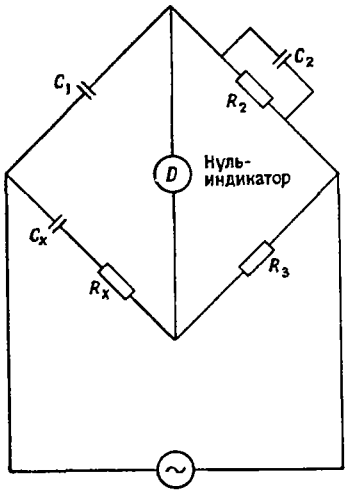


Рис. 7.11. Мост Шеринга.

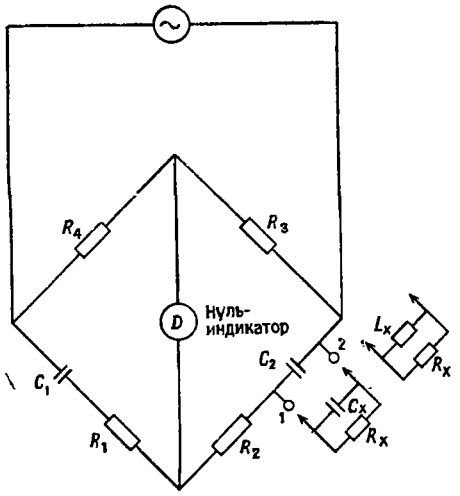


Рис. 7.12. Измерения методом замещения с параллельным включением неизвестного элемента.

зажимам 1 и 2. Первоначально точки 1 и 2 закорачивают и регулируют R_2 и C_2 до равновесия моста. Предположим, что равновесие достигается при значениях R_{2a} и C_{2a}, а после подключения неизвестного компонента к зажимам 1 и 2 — при значениях R_{2b} и C_{2b}. Тогда при C_{2b} больше C_{2a} имеем

$$R_x = (R_4/R_3)(R_{2b} - R_{2a}), \tag{7.30}$$

$$L_x = \frac{R_4}{\omega^2 R_3 C_{2a}} (1 - C_{2a}/C_{2b}), \tag{7.31}$$

$$C_x = \frac{R_3 C_{2a}}{R_4} \left(\frac{C_{2a}}{C_{2a} - C_{2b}} - 1 \right). \tag{7.32}$$

7.7. Измерения частоты

С помощью моста Вина, показанного на рис. 7.14, измеряют неизвестную емкость C_x, R_x, но чаще он применяется для измерения неизвестной частоты. При этом вместо C_x включается образцовая емкость. Условия равновесия моста описываются выражениями

$$C_x/C_1 = R_2/R_3 - R_1/R_x, \tag{7.33}$$

$$C_1C_x = 1/\omega^2 R_1 R_x. \tag{7.34}$$

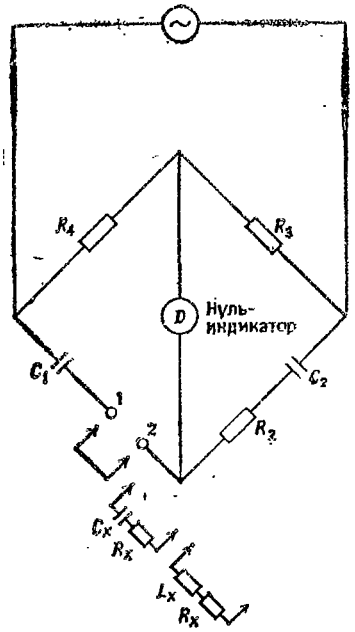


Рис. 7.13. Мост для измерения методом замещения с последовательным включением неизвестного элемента.

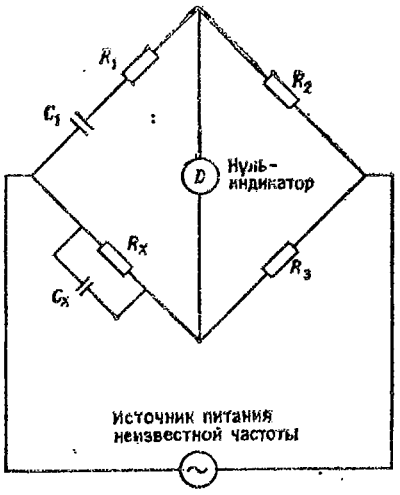


Рис. 7.14. Мост Вина.

Решая эти два уравнения, можно найти частоту

$$f = 1/2\pi (C_1 C_x R_1 R_x)^{1/2}. \tag{7.35}$$

В применяемых на практике мостах емкости C_1 и C_x фиксированы, R_1 и R_x — известные переменные сопротивления, которые регулируются общей ручкой, так что $R_1 = R_x$. Значение R_2 выбирается равным $2R_3$, так что выражение (7.35) принимает вид

$$f = 1/2\pi C_1 R_1. \tag{7.36}$$

Следовательно, мост уравновешивается изменением одного лишь сопротивления R_1; калибровка осуществляется непосредственно в значениях частоты. Поскольку мост Вина чувствителен к изменениям частоты, его трудно уравновесить, если входной сигнал содержит гармоники, поэтому такой сигнал необходимо сначала отфильтровать.

7.8. Трансформаторный мост отношений

В мостах, описанных в предыдущих разделах, равновесие достигается регулировкой образцового импеданса. Трансформаторный мост отношений уравновешивается изменением отношения числа витков трансформатора. Это отношение числа витков можно определить с высокой точностью, лучше чем 10^{-6}, причем оно не зависит от температуры или условий окружающей среды. Поэтому трансформаторный мост отношений широко используется в современной технике.

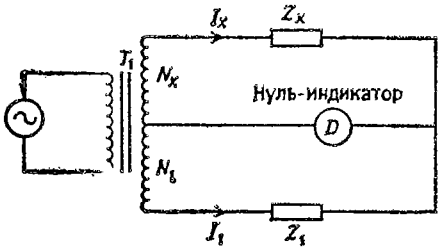


Рис. 7.15. Схема трансформаторного моста отношений.

На рис. 7.15 показана принципиальная схема трансформаторного моста отношений. Отношение числа витков вторичной обмотки трансформатора T_1 обозначим через N_x/N_1; Z_x — измеряемый импеданс, Z_1 — фиксированный образцовый импеданс, D — нуль-индикатор. Если V — переменное напряжение питания, то напряжения на двух частях вторичной обмотки трансформатора составят VN_x и VN_1, при этом токи составят $I_x=VN_x/Z_x$, $I_1=VN_1/Z_1$. При равновесии моста эти токи равны и тока через нуль-индикатор не будет; следовательно, Z_x определяется выражением

$$Z_x=Z_1N_x/N_1. \tag{7.37}$$

Если отношение N_x/N_1 можно регулировать, то мост уравновешивается при фиксированном Z_1 изменением этого отношения. На рис. 7.16 показан один из методов изменения отношения числа витков. Используя несколько отводов и переключая их, можно менять это отношение в широких пределах, от 1 до 10^6

и далее, при неизменном образцовом Z_1. Число отводов можно увеличить, если требуется расширить диапазон.

Рис. 7.17 иллюстрирует другой метод расширения диапазона с помощью подключения нуль-индикатора к мосту через трансформатор тока с переключением отводов. Отношение числа витков двух частей трансформатора T_2 есть n_x/n_1. Нулевой ток через нуль-индикатор теперь достигается, когда токи I_x и I_1, поступающие в него через трансформатор тока, равны, т. е.

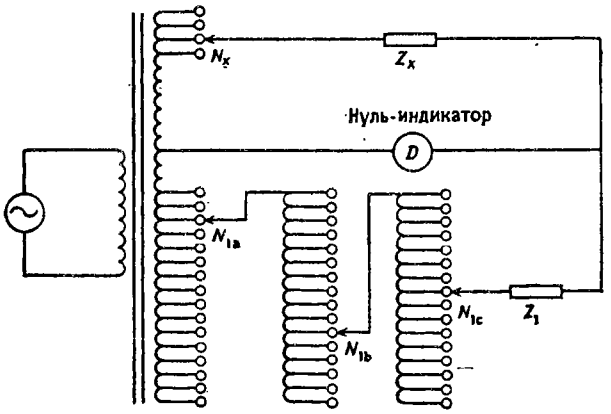


Рис. 7.16. Регулирование отношения чисел витков в трансформаторном мосте.

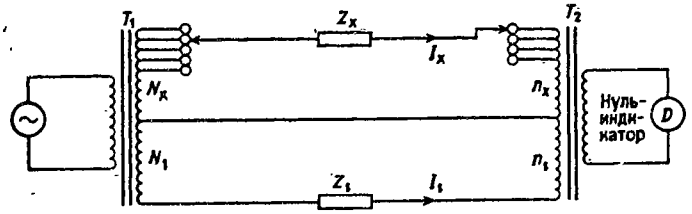


Рис. 7.17. Расширение пределов изменения отношения чисел витков в трансформаторном мосте с помощью трансформатора тока.

$I_x n_x = I_1 n_1$. Подставляя в это выражение значения I_x и I_1, получим

$$Z_x = Z_1 N_x n_x / N_1 n_1. \qquad (7.38)$$

Это выражение показывает, что диапазон измерений расширяется за счет регулировки отношения числа витков в двух трансформаторах при уравновешивании моста.

Трансформаторный мост отношений может использоваться для измерения импеданса трехполюсников типа показанного на рис. 7.18, *а*. Обычный мост, подключенный к зажимам A и B,

чтобы измерить Z_{x1}, будет также измерять параллельные резисторы Z_{x2} и Z_{x3}. Эта схема подключается к трансформаторному мосту, как показано на рис. 7.18, *б*. Теперь импеданс Z_{x2} шунтирует верхнюю часть обмотки трансформатора и не будет ощутимо влиять на результат, если он не меняет отношение витков трансформатора; Z_{x3} также не влияет на окончательный результат, так как при равновесии на нем не будет напряжения. Следовательно, мост можно отрегулировать для измерения Z_{x1}.

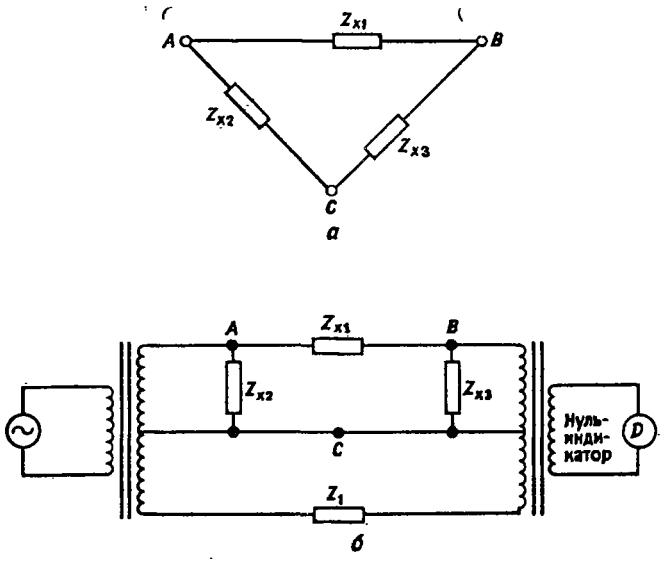


Рис. 7.18. Использование трансформаторного моста отношений для измерения параметров трехполюсников: *а* — трехполюсник, *б* — его подключение к мосту.

При измерении малых сопротивлений трансформаторный мост отношений может быть приспособлен для четырехполюсных измерений, как видно на рис. 7.19. В этой цепи Z_x предполагается малым, а R_a и R_b много большими Z_x, так что $I_{x1}=VN_x/R_a$ и $I_{x2}=VZ_xN_x/R_aR_b$, где V — напряжение питания. При равновесии моста ток через нуль-индикатор отсутствует и $n_xI_{x2}=n_1I_1$. Это определяет значение Z_x:

$$Z_x=R_aR_bN_1n_1/Z_1N_xn_x. \qquad (7.39)$$

Так как R_a и R_b велики, они уменьшают влияние контактов и соединительных проводов и, таким образом, снижают ошибку, которая обычно имеет место при измерениях малых сопротивлений.

7.9. Повышение точности измерений

Несколько факторов влияют на точность измерений с помощью моста: чувствительность нуль-индикатора, стабильность образцовых импедансов, используемых в плечах моста, термоэдс, а также сопротивление соединительных проводов и контактов. Эти проблемы уже обсуждались выше, поэтому в данном разделе будут рассмотрены влияния паразитных составляющих (утечек) и возможности их уменьшения.

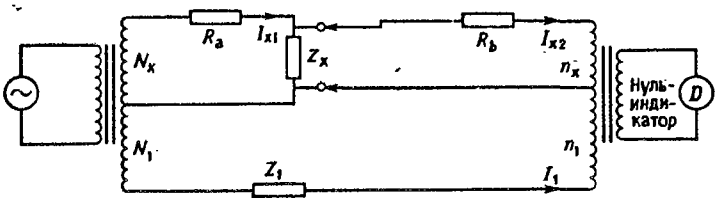


Рис. 7.19. Измерение параметров четырехполюсника с помощью трансформаторного моста отношений.

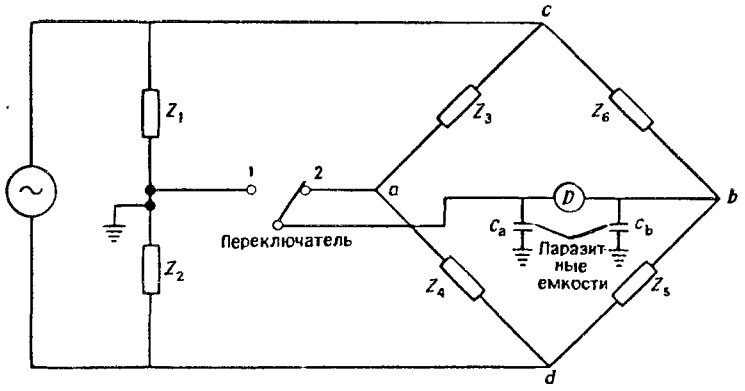


Рис. 7.20. Заземление Вагнера.

Паразитные емкости образуются между элементами схемы и землей; они могут нарушать равновесие моста и быть причиной погрешности. Влияние этих емкостей можно уменьшить экранированием всех компонентов, нуль-индикатора и заземлением экранов. Это не уничтожает паразитные емкости, но поддерживает их на одном уровне, что позволяет их компенсировать.

Паразитные емкости, которые возникают на концах нуль-индикатора (C_a и C_b на рис. 7.20), доставляют особенно много хлопот. Их влияние можно исключить с помощью заземления Вагнера. Импедансы Z_1 и Z_2 размещаются параллельно источнику питания и место их соединения заземляется. Переключа-

тель сначала устанавливается в положение 1 и мост уравновешивается. Затем переключатель устанавливается в положение 2 и мост вновь уравновешивается регулированием Z_1 или Z_2. Обычно необходимо провести несколько регулировок, прежде чем будет достигнуто равновесие моста, не зависящее от положения переключателя. В этом случае точки a и b имеют потенциал земли и паразитные емкости C_a и C_b не оказывают влияния на показания индикатора. Импедансы Z_1 и Z_2 должны быть того же типа, что и Z_3, Z_4 или Z_5, Z_6. Действие паразитных емкостей в точках моста c и d не исключается, но они лишь нагружают источник и не влияют на показания индикатора.

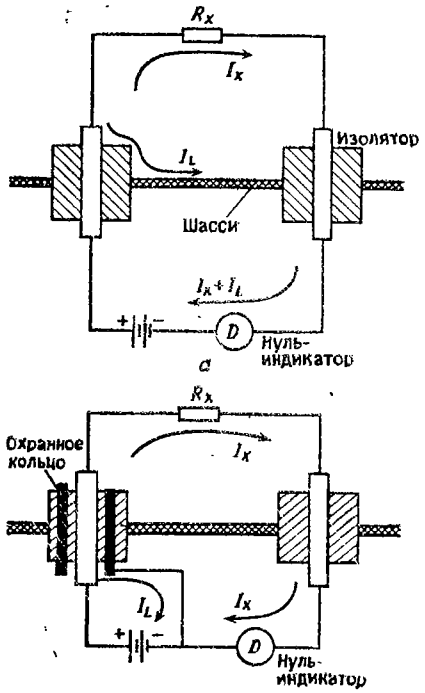


Рис. 7.21. Исключение погрешностей, связанных с токами утечки, с помощью охранного кольца: *а* — без охранного кольца, *б* — с охранным кольцом.

Ошибки также возникают при работе на высоких напряжениях из-за токов утечки через зажимы измеряемого компонента и шасси прибора (рис. 7.21, *а*). Ток утечки I_l добавляется к истинному току через нуль-индикатор и искажает показания. Влияния этого тока можно избежать применением охранного кольца вокруг положительной клеммы измеряемого импеданса. Кольцо собирает ток утечки и возвращает его к источнику питания, минуя индикатор.

При измерении больших сопротивлений также возникают проблемы из-за сопротивлений утечки на землю, как показано на рис. 7.22, *а*. Действие их подобно токам утечки, описанным выше. Их влияние можно уменьшить с помощью трехзажимного подключения измеряемого компонента, при этом третья клемма будет общей для сопротивлений утечки R_a и R_b. Трехзажимный резистор подключается к мосту, как показано на рис. 7.22, *б*. Хотя R_a шунтирует R_3, его сопротивление значительно больше, так что его влияние мало, а влияние R_b вообще ничтожно и лишь слегка уменьшает чувствительность индикатора. Если трехзажимное включение не использовать, то R_a и R_b оказыва-

ются включенными параллельно R_x, и так как они все одного порядка, возникают значительные погрешности измерений.

7.10. Автоматические измерительные мосты

Ручное уравновешивание мостов — длительный процесс для применения на производстве, поэтому большинство мостов в настоящее время являются автоматическими и управляются микропроцессорами. Многие из этих приборов измеряют неизвестный компонент путем сравнения с внутренней образцовой мерой.

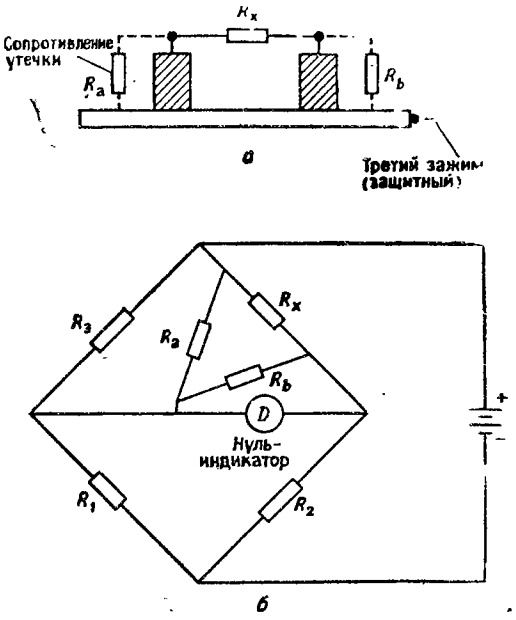


Рис. 7.22. Компенсация сопротивления утечки в мосте Уитстона, защищенном с помощью трехзажимного подключения измеряемого резистора: *а* — трехзажимный резистор, *б* — схема его подключения к мосту.

Благодаря тому что отсчеты проводятся через короткие промежутки времени при использовании одной и той же измерительной цепи, многие систематические ошибки исключаются. Микропроцессор может использоваться, чтобы определить амплитуду и фазу неизвестного компонента при последовательном или параллельном соединении и представить на дисплее также тангенс угла диэлектрических потерь и добротность.

Автоматические мосты обычно применяют для трех- или четырехзажимных измерений, что позволяет компенсировать па-

разитные емкости и сопротивления проводников и контактов. Автоматическая подстройка применяется также, чтобы исключить влияние неэкранированных частей, например зажимов прибора. Некоторые мосты допускают управление уровнем сигнала при использовании внутреннего или внешнего источника питания, чтобы производить измерения нелинейных компонентов. Многие приборы имеют устройства, позволяющие выбрать рабочую частоту. Они способны произвести ряд отсчетов и определить их среднее значение, чтобы исключить погрешности из-за шумов. Типичный мост может измерять L, C, R, D и Q на нескольких частотах в диапазоне 100 Гц — 1 МГц с точностью 0,1%.

На рис. 7.23 показана принципиальная схема одного из типов автоматических мостов. Синусоидальные колебания со строго определенной частотой подаются от перестраиваемого по частоте кварцевого генератора к исследуемому прибору в точку A.

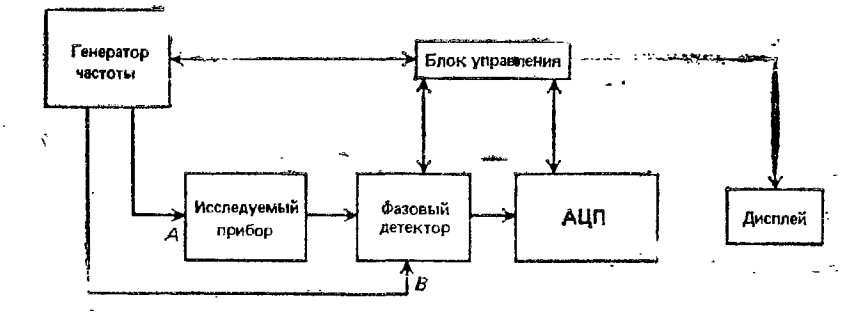


Рис. 7.23. Блок-схема автоматического моста.

Еще два сигнала с фазовым сдвигом 90° между ними подаются на фазовый детектор в точке B. Эти сигналы служат опорными для фазового детектора и обеспечивают измерение компонент векторов напряжения и тока в исследуемом приборе. Измеренные сигналы затем проходят через аналого-цифровой преобразователь к микропроцессору. Затем параметры исследуемого прибора рассчитываются и результат выводится на дисплей.

Если V_I и V_Q представляют собой активную и реактивную составляющие напряжения на исследуемом приборе, а I_I и I_Q — активная и реактивная составляющие тока через прибор, то эквивалентное параллельное активное сопротивление R, параллельное реактивное сопротивление X и добротность Q определяются выражениями

$$R=(V_I^2+V_Q^2)/(V_II_I+V_QI_Q), \tag{7.40}$$

$$X=(V_I^2+V_Q^2)/(V_QI_I-V_II_Q), \tag{7.41}$$

$$Q=(V_QI_I-V_II_Q)/(V_II_I+V_QI_Q). \tag{7.42}$$

Глава 8

ИЗМЕРЕНИЕ МОЩНОСТИ

8.1. Введение

Мощность определяется как работа, выполненная в единицу времени. Мощность в электрических цепях, называемая активной, равна произведению напряжения на ток в цепи и на косинус фазового угла между ними ($P_T = VI\cos\varphi$). Существует еще два понятия мощности: полная ($P_A = VI$) и реактивная ($P_R = VI\sin\varphi$). Эти три типа мощности связаны выражением

$$P_A = (P_T^2 + P_R^2)^{1/2}. \qquad (8.1)$$

В этой главе мы сначала рассмотрим понятия мощности и коэффициента мощности, а затем перейдем к описанию электродинамического прибора, который обычно применяется для измерения этих величин на низких частотах. После этого будут рассмотрены приборы и методы для измерения высокочастотной и импульсной мощности.

8.2. Мощность и коэффициент мощности

Реактивная мощность, входящая в выражение (8.1), должна быть сведена к минимуму; поставщики электроэнергии наказывают потребителей за включение в сеть нагрузок с плохим коэффициентом мощности. На рис. 8.1 представлена схема, работающая на переменном токе. Видно, что реактивную мощность можно исключить, если принять меры по обеспечению равенства $V_C = V_L$, т. е. выполнить коррекцию коэффициента мощности.

На низких частотах мощность обычно рассчитывается по измеренным значениям тока и напряжения. На высоких частотах, превышающих 1 МГц, более удобны и точны измерения мощности, а напряжение и ток можно рассчитать. На частотах выше 1 ГГц понятия напряжения и тока теряют смысл и мощность остается практически единственным измеримым параметром.

В цепи переменного тока мощность непрерывно меняется вместе с изменениями напряжения и тока. Приборы измеряют среднюю или постоянную мощность, что при работе на радиочастотах означает усреднение по большому числу циклов. Период, по которому производится усреднение, зависит от типа сигнала. Для непрерывного сигнала мощность усредняется по

большому числу периодов высокой частоты. В случае амплитудно-модулированного сигнала усреднение мощности проводится по нескольким циклам, а для импульсного сигнала — по большому числу импульсов.

Определение мощности для последовательности импульсов, или импульсной мощности, P_p проиллюстрировано на рис. 8.2, *а*.

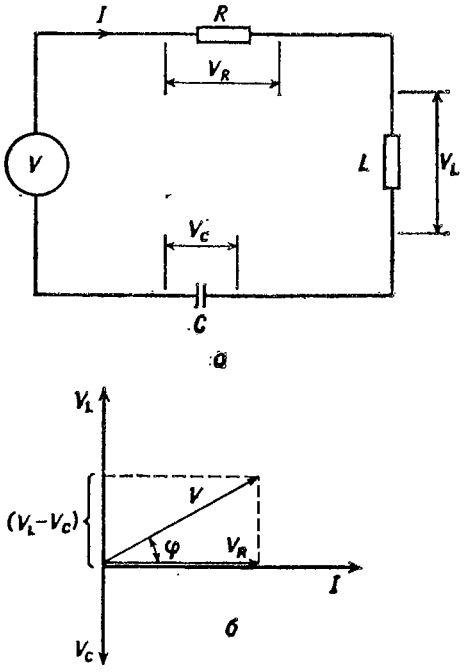


Рис. 8.1. Напряженне и ток в цепи переменного тока: *а* — схема цепи, *б* — векторная диаграмма.

Сначала измеряется средняя мощность по ширине импульса P_{av}, а затем находится P_p с помощью выражения

$$P_p = P_{av}/\text{Коэффициент заполнения.} \qquad (8.2)$$

Коэффициент заполнения равен длительности импульса, деленной на период повторения импульсов.

Импульсная мощность неудобна для измерения на сверхвысоких частотах или когда форма импульса отличается от прямоугольной и его длительность трудно определить. Такой импульс изображен на рис. 8.2, *б*. В этом случае длительность t определяется на уровне половинной мощности, а значение P_p, рассчитанное по формуле (8.2), оказывается слишком высоким.

Поэтому лучше измерять максимальное значение мощности огибающей, проводя усреднение по очень короткому интервалу времени, который должен быть значительно короче периода модулирующей волны максимальной частоты, но в то же время охватывать несколько периодов высокочастотного сигнала. Для идеального прямоугольного импульса максимальная мощность огибающей равна импульсной мощности, а при непрерывном сигнале обе эти величины равны средней мощности. Наиболее широко распространены именно измерения средней мощности.

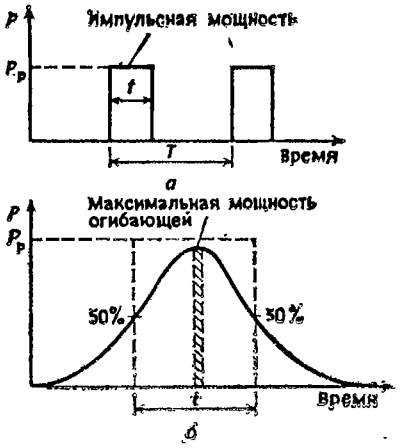


Рис. 8.2. Импульсная мощность и пиковая мощность огибающей: *а* — импульсная мощность для последовательности прямоугольных импульсов, *б* — максимальная мощность огибающей для гауссовской кривой.

Относительные результаты измерения мощности часто выражаются в децибелах (дБ). Децибел составляет одну десятую бела. Например, если P_2 — мощность на входе усилителя, а P_1 — мощность на выходе, то коэффициент усиления равен

$$G\ (\text{дБ}) = 10 \lg (P_1/P_2). \qquad (8.3)$$

Децибел удобен для измерения мощности, поскольку обеспечивает более компактную форму записи; чтобы найти усиление многокаскадной схемы, достаточно сложить коэффициенты усиления отдельных каскадов вместо их перемножения.

За уровень отсчета мощности в системах связи обычно принимается мощность 1 мВт, рассеиваемая на сопротивлении 600 Ом. Она получается, если приложить к 600-омной нагрузке напряжение 0,775 В. Мощность, отсчитываемая до этого уровня, выражается в единицах дБм. Она определяется так же, как и мощность в децибелах, но в знаменатель выражения (8.3) всегда подставляют 1 мВт:

$$G\ (\text{дБм}) = 10 \lg (P_1/1\ \text{мВт}). \qquad (8.4)$$

Единицы [дБм] применяются для измерения абсолютной мощности. Например, предположим, что на вход усилителя подается мощность 2 дБм, а на выходе получается 20 дБм. Тогда коэффициент усиления составляет 18 дБм, что дает отношение мощностей 63,10 по формуле (8.3) и отношение напряжений 7,94 по

формуле (8.5). Мощность в [дВм] может принимать отрицательные значения. Например, если сигнал мощностью +5 дБм подается на аттенюатор с ослаблением 20 дБм, то выходной сигнал будет иметь мощность —15 дБм, т. е. на 15 дБ ниже 1 мВт.

Отношения напряжений или токов также можно выразить в децибелах, поскольку эти величины связаны с мощностью. Если опорный и неизвестный параметры связаны с идентичными полными сопротивлениями, то отношения V_1 и V_2 или I_1 и I_2 записываются в виде

$$R_{\text{дБ}} = 20 \lg (V_1/V_2), \tag{8.5}$$

$$R_{\text{дБ}} = 20 \lg (I_1/I_2). \tag{8.6}$$

Если напряжения и токи связаны с неравными импедансами, модули которых равны Z_1 и Z_2, а коэффициенты мощности $\cos \varphi_1$ и $\cos \varphi_2$, то отношения напряжений и токов имеют вид

$$R_{\text{дБ}} = 20 \lg (V_1/V_2) + 10 \lg (Z_2/Z_1) + 10 \lg (\cos \varphi_1/\cos \varphi_2), \tag{8.7}$$

$$R_{\text{дБ}} = 20 \lg (I_1/I_2) + 10 \lg (Z_1/Z_2) + 10 \lg (\cos \varphi_1/\cos \varphi_2). \tag{8.8}$$

Децибелы являются логарифмической величиной по основанию 10. Для относительных измерений мощности можно также пользоваться натуральным логарифмом с основанием e. При этом отношение мощностей выражается в неперах (Нп) и записывается в виде

$$R_{\text{Нп}} = 0{,}5 \ln (P_1/P_2), \tag{8.9}$$

а отношения напряжений и токов в идентичных импедансах — в виде

$$R_{\text{Нп}} = \ln (V_1/V_2), \tag{8.10}$$

$$R_{\text{Нп}} = \ln (I_1/I_2). \tag{8.11}$$

Связь между децибелами и неперами имеет вид

$$1 \text{ Нп} = 8{,}686 \text{ дБ}. \tag{8.12}$$

8.3. Измерение мощности на низких частотах

На сетевых и низких частотах наиболее широко применяется электродинамический измерительный механизм, описанный в разд. 6.3.2 и представленный на рис. 6.8. Он пригоден для измерения относительно высоких уровней мощности; ниже описаны его модификации, предназначенные для измерения активной и реактивной мощностей и коэффициента мощности.

8.3.1. Измерение активной мощности. *8.3.1.1. Однофазные цепи.* По существу одна и та же конструкция электродинамического прибора используется для измерения как напряжения и тока, так и мощности, отличаются лишь схемы включения прибора. На рис. 8.3, *а* представлена схема измерения мощности в

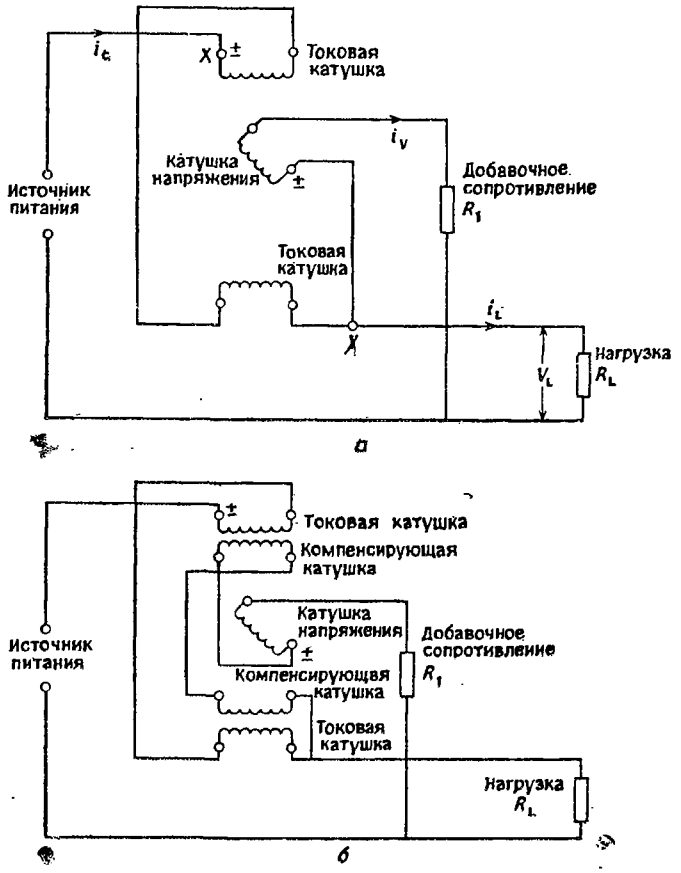


Рис. 8.3. Электродинамический ваттметр: *а* — обычный, *б* — компенсационный.

однофазной цепи. Неподвижные катушки включены последовательно в цепь тока нагрузки. Подвижная катушка с обмоткой из более тонкой проволоки, чем неподвижные, помещена в магнитное поле неподвижных катушек. Она подключена с помощью добавочного сопротивления R_1 таким образом, что измеряет напряжение на нагрузке. Если токи и напряжения, указанные на

рис. 8.3, *а*, представляют собой мгновенные значения, то средняя за период T мощность в нагрузке P_A определяется выражением

$$P_A = (1/T)\int_0^T i_L V_L dt. \qquad (8.13)$$

Среднее отклонение θ_A ваттметра равно

$$\theta_A = (K/T)\int_0^T i_C i_v dt. \qquad (8.14)$$

Значение i_v определяется выражением (8.15), где R — сумма сопротивлений подвижной катушки (напряжения) и R_1:

$$i_v = V_L/R. \qquad (8.15)$$

Если предположить, что i_v мало, тогда i_C равно i_L и с учетом (8.14) и (8.15) получаем следующее выражение для θ_A:

$$\theta_A = (K_1/T)\int_0^T i_L V_L dt. \qquad (8.16)$$

Из сравнения (8.13) и (8.16) следует, что отклонение прибора пропорционально средней мощности в нагрузке, так что прибор можно проградуировать в ваттах.

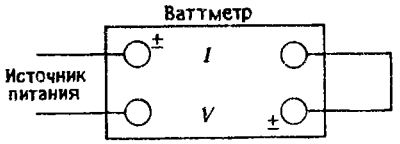


Рис. 8.4. Схема измерения рассеиваемой мощности в ваттметре. *I* — зажимы токовых катушек (катушки соединены последовательно). *V* — зажимы катушки напряжения.

Электродинамический ваттметр может измерять мощность переменного или постоянного тока, его показания не зависят от формы кривой напряжения или тока. Он имеет точность при отклонении на всю шкалу лучше 0,25% для постоянного тока и для переменного тока частотой до 2,5 кГц. Прибор может быть сконструирован как многопредельный и может также работать в качестве вольтметра или амперметра. Важной характеристикой прибора является его способность выдерживать большие токи, поскольку при использовании в цепях с низким коэффициентом мощности измеренное значение мощности не выходит за пределы шкалы прибора, но при этом ток может быть очень большим.

Электродинамический ваттметр расходует некоторую долю мощности на поддержание своего магнитного поля, но эта доля мала по сравнению с мощностью, поступающей на нагрузку.

Мощность также рассеивается в катушках и добавочном сопротивлении. Значение мощности, рассеиваемой в ваттметре, можно определить, включив прибор по схеме, показанной на рис. 8.4.

В схеме, представленной на рис. 8.3, *а*, токовая катушка измеряет ток в катушке напряжения (i_v) в дополнение к току в нагрузке. Если подключить катушку напряжения в точку *X* вместо точки *Y*, то эту погрешность можно исключить, но в этом случае катушка напряжения будет измерять падение напряжения на токовых катушках в дополнение к напряжению на нагрузке (V_L). Следовательно, в обоих случаях ваттметр дает завышенные показания по сравнению с истинной мощностью в нагрузке. Чтобы уменьшить эту погрешность, следует производить подключение к точке *Y* при больших токах и малых напряжениях на нагрузке и к точке *X* при высоких напряжениях и малых токах в нагрузке.

На рис. 8.3, *б* проиллюстрирован метод компенсации погрешности, обусловленной током в катушке напряжения. В этом случае токовая катушка состоит из двух частей с одинаковыми числами витков. По компенсирующей катушке протекает тот же ток, что и по катушке напряжения. Компенсирующая катушка намотана таким образом, что создаваемый ею магнитный поток направлен навстречу потоку токовой катушки и компенсирует действие тока, протекающего в катушке напряжения.

8.3.1.2. Многофазные цепи. Мощность в многофазных цепях измеряется несколькими ваттметрами, показания которых суммируются. Число ваттметров, необходимых для измерения мощности, на единицу меньше, чем число линий в многофазной системе, если в ней применен общий нулевой провод для всех линейных проводов (теорема Блонделя).

На рис. 8.5, *а* показан метод измерения мощности в трехфазной цепи с помощью двух ваттметров в случае соединения нагрузок треугольником. Можно показать, что полная мощность, потребляемая в такой системе, равна сумме показаний двух ваттметров и не зависит от того, является ли нагрузка симметричной, а также от формы кривой напряжения и коэффициента мощности нагрузки. Рис. 8.5, *б* иллюстрирует метод трех ваттметров для измерения мощности в трехфазной четырехпроводной цепи при соединении нагрузок звездой. Каждый ваттметр измеряет мощность в одной фазе, так что полная мощность равна сумме показаний трех ваттметров.

8.3.2. Измерение реактивной мощности. Единицей реактивной мощности служит вар (вольт-ампер реактивный), а приборы для измерения этой мощности носят название варметров. Если *V*, *I* и $\cos\varphi$ — параметры цепи, то $VI\cos\varphi$ — активная мощ-

ность, а $VI\sin\varphi$ или $VI\cos(\varphi—90°)$— реактивная мощность. Следовательно, мощность в варах может показывать ваттметр, в котором применен сдвиг фаз для измерения реактивной мощности. В однофазной цепи это можно сделать, выбрав соответствующие значения R, L и C. В трехфазной цепи более удобно воспользоваться двумя автотрансформаторами, схема включения

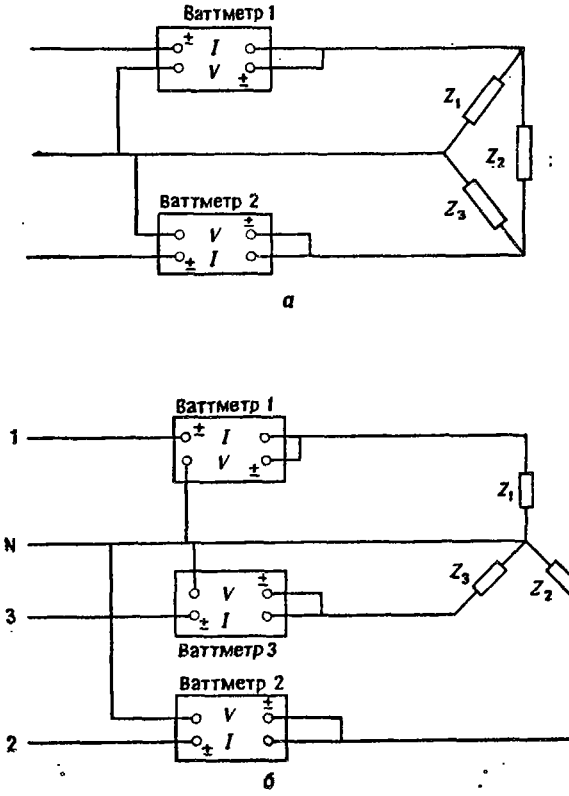


Рис. 8.5. Измерение мощности в трехфазных цепях: *а* — метод двух ваттметров, *б* — метод трех ваттметров.

которых показана на рис. 8.6. Проводник 3 соединен с общей точкой двух автотрансформаторов, а проводники 1 и 2 —с отводами 100% трансформатора. Катушки напряжения двух ваттметров подключены к отводам 57,7 и 115,4% противоположных трансформаторов. Это дает напряжение, равное сетевому, но сдвинутое на 90°, которое поступает в каждый ваттметр и обеспечивает измерение реактивной мощности. Полная реактивная

мощность в нагрузке находится суммированием показаний ваттметров.

8.3.3. Измерение коэффициента мощности. Электродинамический механизм можно модифицировать для измерения коэффициента мощности. В этом случае применяются две подвижные катушки, расположенные под прямым углом друг к другу. Одна катушка соединена последовательно с индуктивностью, другая — последовательно с резистором. Обе токовые катушки включены последовательно в цепь питания, так что протекающий через них ток находится в фазе с сетевым током (рис. 8.7). Если ко-

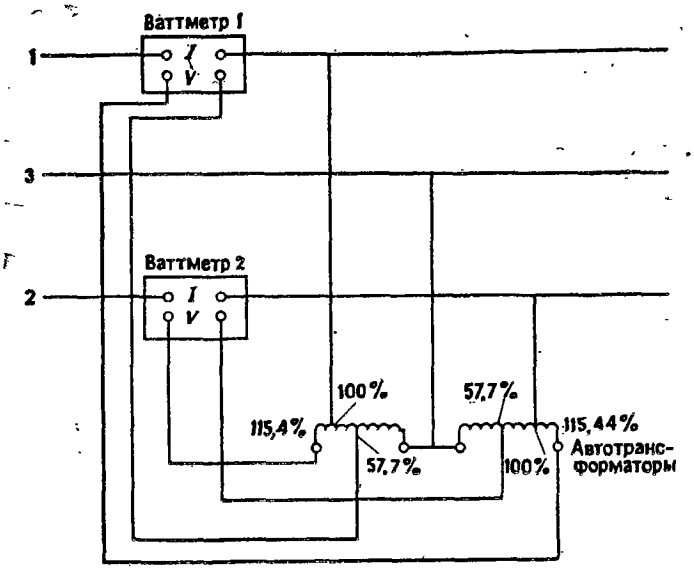


Рис. 8.6. Измерение реактивной мощности в трехфазной цепи.

эффициент мощности нагрузки равен единице, ток в катушке *CL1* также будет в фазе с сетевым током и механизм повернется таким образом, что плоскость катушки *CL1* установится параллельно плоскостям подвижных катушек. Это будет соответствовать показанию 1,00 на шкале прибора. Если коэффициент мощности нагрузки равен нулю, то механизм прибора повернется так, что плоскость катушки *CL2* установится параллельно плоскости подвижных катушек. Это соответствует показанию 0,00 на шкале. При любом промежуточном значении коэффициента мощности крутильный момент, созданный двумя подвижными катушками, приведет к соответствующему отклонению стрелки прибора.

8.4. Измерение высокочастотной мощности

8.4.1. Приборы и параметры. Приборы, предназначенные для измерения мощности на высоких и сверхвысоких частотах, бывают двух типов: поглощающие измерители мощности, содержащие собственную нагрузку, и измерительные линии, в которых нагрузка располагается на некотором расстоянии. Поглощающие приборы более точны и обычно включают в себя 50-омную нагрузку для работы на высоких частотах. В основных современных приборах для лабораторных исследований применяются термисторы, термопары или диодные датчики.

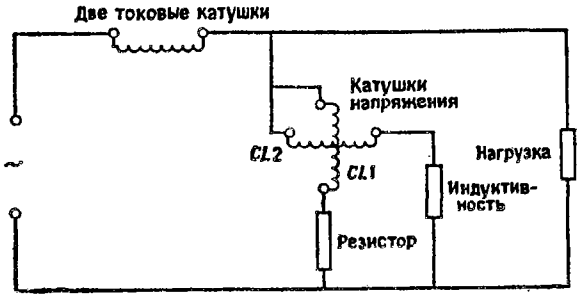


Рис. 8.7. Схема измерения коэффициента мощности в однофазной цепи.

Датчик должен поглощать всю высокочастотную мощность, поскольку прибор, соединенный с датчиком, измеряет поглощенную мощность. Однако из-за рассогласования импедансов высокочастотного источника и датчика часть мощности отражается. Если P_i — входная или падающая мощность, P_r — отраженная мощность и P_d — мощность, рассеянная в датчике, то

$$P_i = P_r + P_d, \tag{8.17}$$

$$P_r = \rho_r^2 P_i. \tag{8.18}$$

где ρ_r называется *коэффициентом отражения* датчика. В идеале коэффициент отражения должен быть равен нулю, хотя допускается $\rho_r = 0{,}05$, т. е. 5%-ное отражение.

Высокочастотная мощность может рассеиваться не только в датчике, но и в других частях прибора. Примером таких потерь является поглощение в проводящих стенках датчика, утечки, излучение в окружающее пространство. Эти потери не измеряются прибором, поэтому нужно стремиться к их уменьшению. Величина потерь определяется *эффективным кпд* датчика (η_e), который в идеале должен быть равен 1,00 (100%).

Коэффициент калибровки датчика (K_b) связывает друг с другом коэффициент отражения и эффективный кпд:

$$K_b = \eta_e (1 - \rho_r^2). \qquad (8.19)$$

Коэффициент калибровки 0,90 (90%) означает, что прибор будет занижать падающую мощность P_i на 10%. Приборы для измерения мощности обычно имеют круговую шкалу, позволяющую настроить прибор на правильное значение K_b для применяемого датчика и тем самым компенсировать ошибки. Значения K_b на различных частотах указываются изготовителями датчиков.

Измерения высокочастотной мощности требуют тщательной компоновки прибора с целью уменьшения потерь. Типичная компоновка представлена на рис. 8.8. Высокочастотный источник питания представляет собой генератор сигналов или свип-генератор, который используется только ниже 100 мВт (или 20 дБм). Входной аттенюатор нужен для работы при малых уровнях мощности, ниже 1 мВт (или 0 дБм), а иногда и при средних уровнях, 1 мВт — 10 Вт (или 0—40 дБм), для установки уровня входной мощности, безопасного для исследуемого прибора. Циркулятор направляет отраженную часть мощности обратно в нагрузку и препятствует ее попаданию в источник. Циркуляторы, как правило, используются на высоких уровнях мощности, выше 10 Вт, для защиты источника.

Направленные ответвители обеспечивают передачу входного и выходного сигналов исследуемого прибора. На низких уровнях мощности индикатор можно включить последовательно с нагрузкой, но при высокой мощности его подключают через ответвитель. При высоких СВЧ существен уровень мощности в каждом элементе исследуемой схемы, и он не должен превышать безопасных пределов.

8.4.2. Измерение мощности с помощью вольтметра. На частотах ниже 100 МГц можно измерить напряжение V_s на образцовом сопротивлении R_s и рассчитать мощность по формуле

$$P = V_s^2 / R_s. \qquad (8.20)$$

На рис. 8.9 приведена схема такого прибора с поглощением. Значение сопротивления не должно меняться в диапазонах изменения частоты и мощности. Такой метод измерения мощности применяется сравнительно редко.

8.4.3. Калориметр. Калориметры используются для измерения высокой мощности преимущественно в метрологических лабораториях. Калориметр состоит из нагрузочного сопротивления в теплоизолирующем корпусе, погруженного в жидкость или

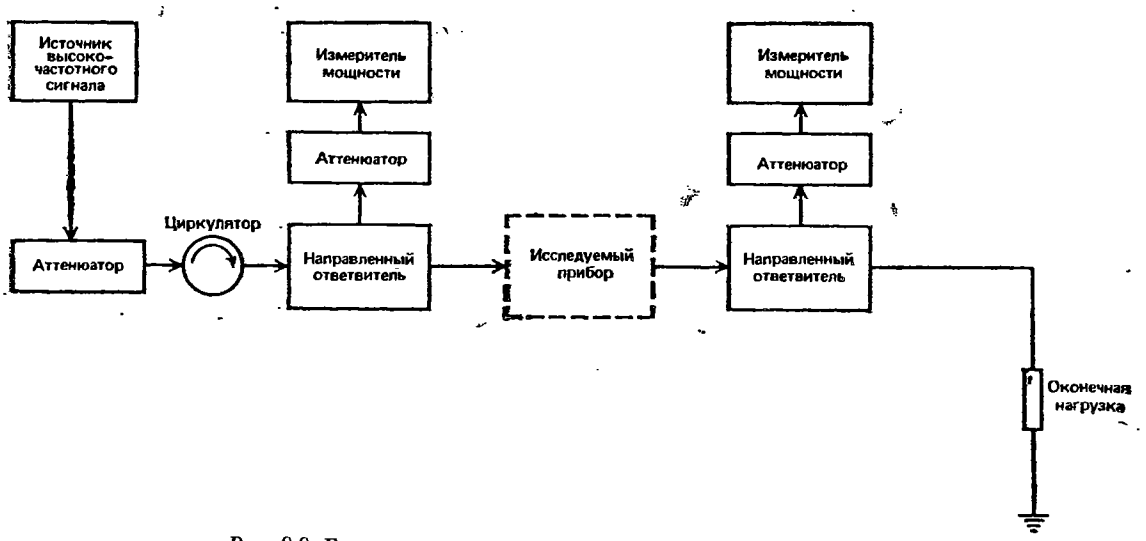


Рис. 8.8. Блок-схема измерения мощности на высоких частотах.

воздушную среду. Жидкость может быть неподвижной или втекать в калориметр и вытекать из него с известной скоростью. Температуры жидкости на входе и выходе измеряются. Если r — скорость потока хладагента в [см^3/с], d — его плотность в [г/см^3], s — удельная теплоемкость хладагента, T_i — его температура на входе и T_0 — на выходе, то мощность P_i, рассеиваемая в калориметре, определяется выражением

$$P_i = (T_0 - T_i) rds/0{,}2389 \text{ Вт}. \qquad (8.21)$$

В калориметрических измерениях применим метод замещения. Например, после выполнения высокочастотных измерений на калориметр подается мощность постоянного тока, дающая ту же разность температур (T_0—T_i) при тех же условиях охлаждения. Затем мощность постоянного тока измеряется и считается равной мощности высокочастотного сигнала.

8.4.4. Болометры. Болометр представляет собой мост, в одно плечо которого включается балластный резистор или термистор для детектирования высокочастотной мощности. Балластный резистор представляет собой тонкую проволочку, обычно из платины, с положительным температурным коэффициентом сопротивления. Проволочка изготовляется очень тонкой и короткой, чтобы поглощение небольшой мощности вызывало существенные изменения температуры. Балластный резистор рассчитан в зависимости от смещения на рабочее сопротивление от 50 до 400 Ом, обычно он эффективно работает при 200 Ом. Балластный резистор приходится использовать в режиме, близком к перегоранию проволочки, поэтому он может выйти из строя при случайных перегрузках. В настоящее время балластный резистор в значительной степени вытеснен термисторами.

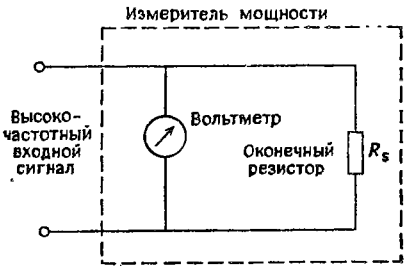


Рис. 8.9. Прибор с поглощением, в котором мощность измеряется с помощью вольтметра.

Термистор — полупроводниковый прибор с отрицательным температурным коэффициентом сопротивления; он был рассмотрен в разд. 4.9.3. Для измерения высокочастотной мощности термистор изготовляется в виде маленькой бусинки диаметром 0,5 мм с проволочными выводами диаметром около 0,3 мм (рис. 8.10). Все сопротивление термистора сосредоточено в бусинке и меняется нелинейно (рис. 8.11), причем каждому термистору присуща собственная нелинейная характеристика.

Термистор монтируется в волноводном или коаксиальном корпусе, совместимом с измерительными линиями, используемыми на ВЧ и СВЧ. Корпус должен обеспечивать согласование с импедансом измерительной линии во всем диапазоне рабочих частот. Активные и емкостные потери должны быть малы, чтобы большая часть мощности ВЧ рассеивалась в термисторе. Он должен также обладать хорошими изолирующими свойствами, чтобы предотвратить утечки из термистора, обеспечить устойчивость к ударам и вибрациям и экранирование от помех.

На рис. 8.12 показана коаксиальная термисторная схема, которая используется с приборами H.P.478A. Четыре согласованных термистора устанавливаются в теплопроводящем корпусе. Мощность ВЧ рассеивается в паре термисторов R_m, которая последовательно соединена с мостом, предназначенным для НЧ-измерений (зажим A). Для измерений ВЧ-сигнала эти два термистора соединяются параллельно, поскольку конденсатор C_2 — развязывающий. Меняя смещение, устанавливают для каждого термистора сопротивление 100 Ом, так что входное сопротивление для ВЧ-сигнала равно 50 Ом. Конденсатор C_1 обеспечивает связь на ВЧ.

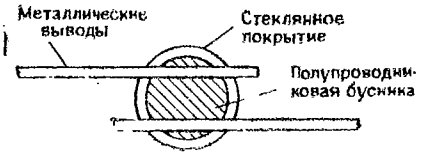


Рис. 8.10. Конструкция термистора для измерения высокочастотной мощности.

Пара термисторов R_t применяется для компенсации температурных вариаций. На них подается смещение от отдельного моста на клемму B, что обеспечивает их сопротивление по 100 Ом. Терморезисторы R_t электрически изолированы от ВЧ сигнала, но смонтированы в том же теплопроводящем корпусе, что и термисторы R_m. Термисторный пробник, показанный на рис. 8.12, сконструирован в коаксиальном корпусе для измерений в диапазоне частот 10 МГц — 10 ГГц с максимальным коэффициентом отражения 0,2.

Для измерения изменений сопротивления балластного резистора или термистора и последующего расчета высокочастотной мощности можно использовать мост Уитстона. Абсолютные измерения изменений сопротивления не практикуются, поскольку и сопротивление, и коэффициент отражения зависят от высокочастотной мощности. Это ограничивает диапазон прибора примерно до 2 мВт. Поэтому для измерения высокочастотной мощ-

ности применяют другие методы. В методе уравновешивания моста на него подают постоянное или низкочастотное смещение в отсутствие высокочастотного излучения на входе. Мост уравновешивается, затем на него подается высокочастотная мощность, которая нагревает датчик и нарушает равновесие моста. Постоянное смещение уменьшается с целью вернуть сопротивление к его первоначальному значению и уравновесить мост. Затем измеряют уменьшение мощности постоянного смещения, которое равно высокочастотной мощности.

На рис. 8.13 показана другая схема моста, содержащая два термистора. Термисторы R_3, R_4 и нагревательные резисторы R_h согласованы. Любое нарушение равновесия моста регистрируется и результирующий сигнал подается на R_4, чтобы вернуть мост в равновесие. Индикатор мощности регистрирует мощность, соответствующую разбалансировке моста, которая равна мощности высокочастотного излучения.

Современный прибор для измерения мощности, например H.P.432A, схема которого представлена на рис. 8.14, содержит два моста и пробник того же типа, что и на рис. 8.12. Напряжения постоянного смещения V_{rf} и V_c служат для поддержания моста в равновесии. Изменение сопротивления любого из термисторов нарушает равновесие моста, которое автоматически компенсируется, чтобы привести сопротивление к исходному значению. Во время калибровки V_c делается равным V_{rf} в отсутствие высокочастотной мощности на входе. Если теперь подать на прибор высокочастотную мощность P_r, можно показать, что значение этой мощности определяется выражением (8.22) и регистрируется прибором:

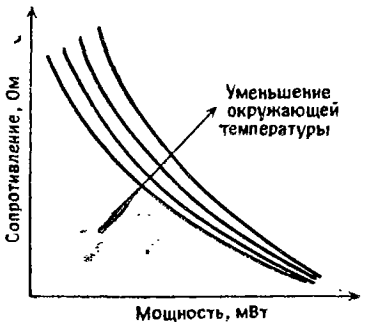


Рис. 8.11. Характеристические кривые термистора.

$$P_r = (1/4R)\,(V_c - V_{rf})\,(V_c + V_{rf}). \qquad (8.22)$$

Здесь R — сопротивление термистора в равновесии.

Преимущество болометра на основе термистора состоит в том, что он работает при высоком уровне сигнала и поэтому не требует специальной экранировки в производственных условиях. В приборе используется фундаментальное предположение, что одинаковые уровни высокочастотной и постоянной мощности вызывают одинаковый нагрев в термисторе.

8.4.5. Термоэлектрические приборы. Принцип действия термопары был рассмотрен в разд. 4.9.2. Термопары для измерений высокочастотной мощности обычно изготовляют из висмута и сурьмы. Горячий спай нагревается высокочастотной энергией, рассеянной в резисторе. Для изготовления термопар и резисторов применяются методы тонкопленочной технологии.

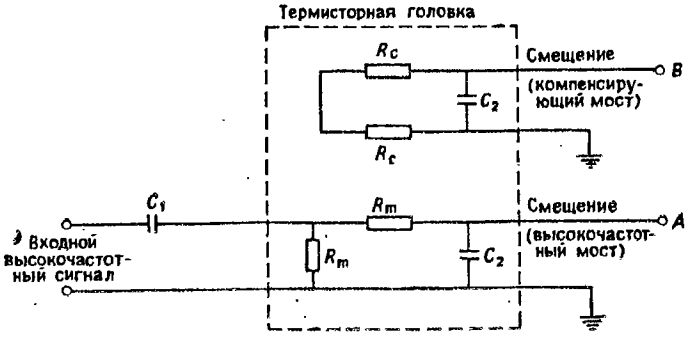


Рис. 8.12. Термисторная головка измерителя ВЧ-мощности.

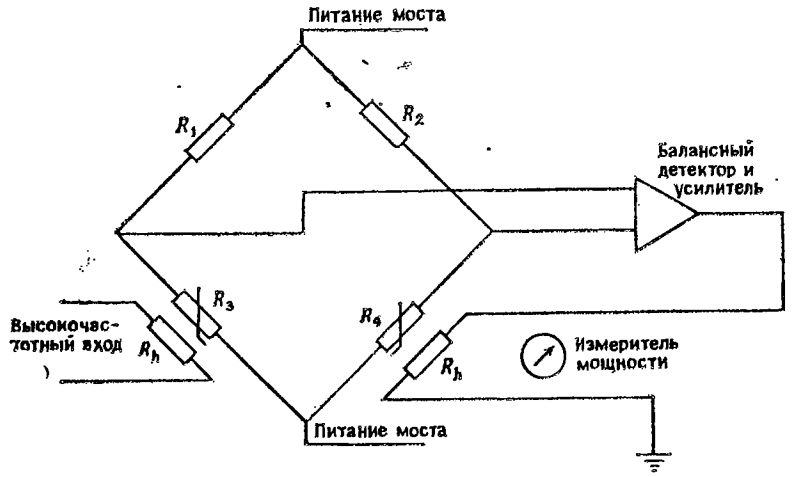


Рис. 8.13. Упрощенная схема термисторного моста для измерения мощности.

Выходной сигнал термопары выражается в микровольтах на градус разности температур между горячим и холодным спаями. Он также зависит от термосопротивления, которое измеряется в [°С/мВт], так что чувствительность всей системы выражается в [мкВ/мВт] высокочастотной мощности. Типичные чувствитель-

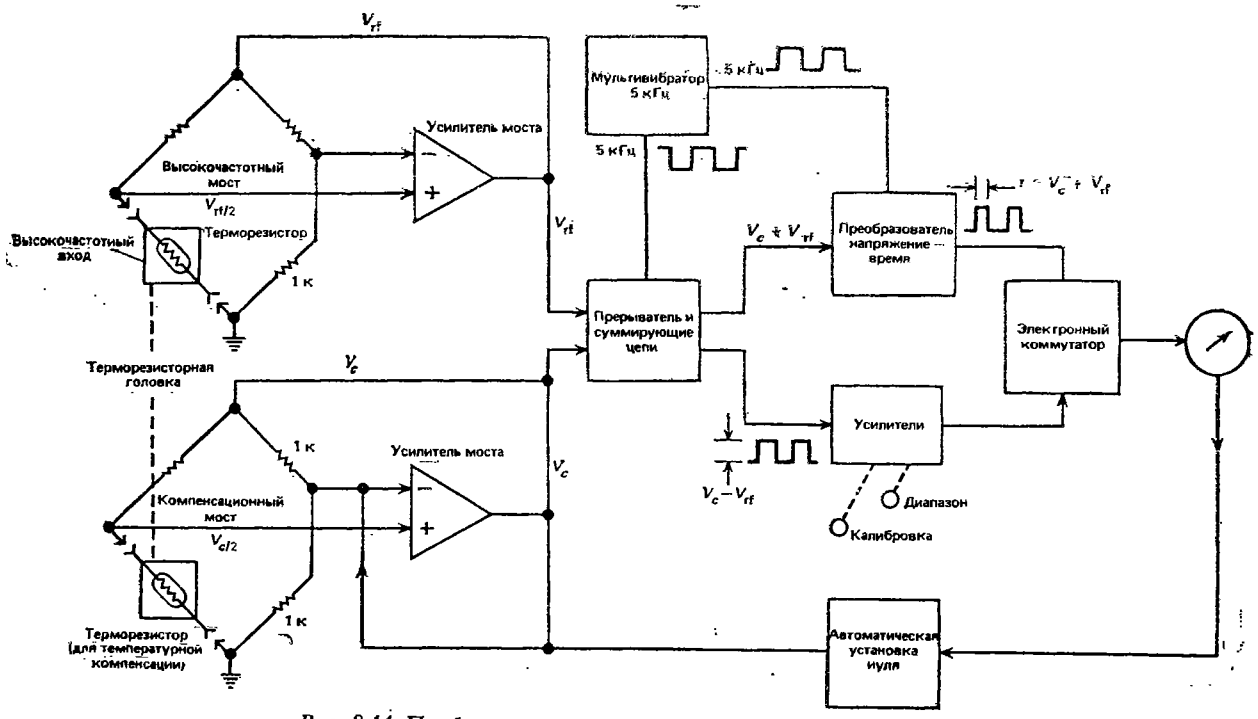


Рис. 8.14. Прибор для измерения мощности типа H.P.432A.

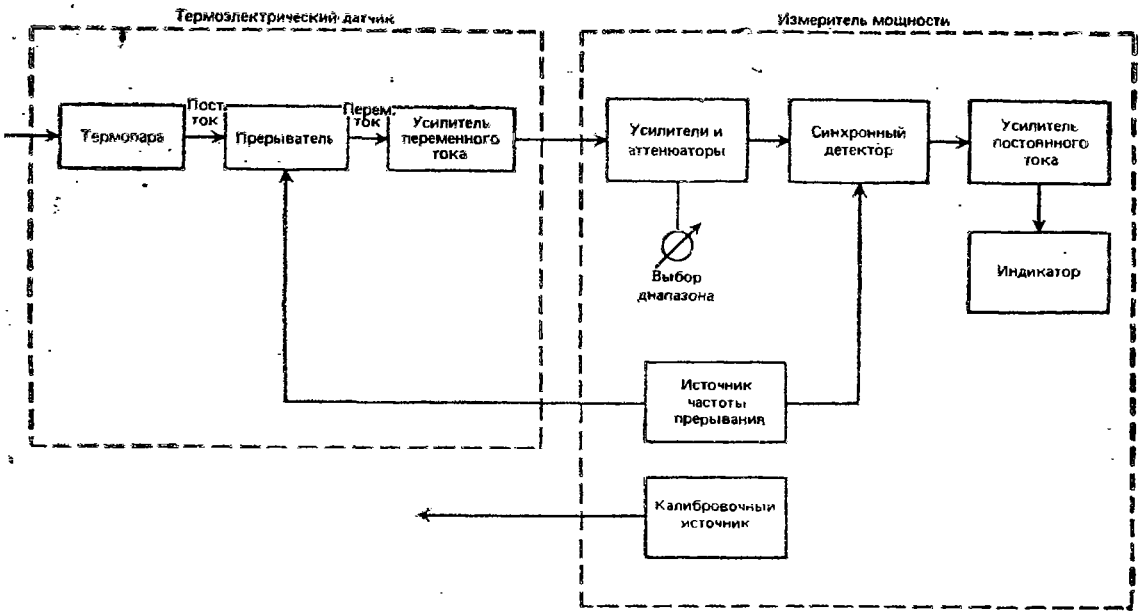


Рис. 8.15. Термоэлектрический прибор для измерения высокочастотной мощности.

ности датчиков меняются от 100 до 200 мкВ/мВт, а поскольку термоэдс зависит от разности температур, то чувствительность почти не зависит от температуры окружающей среды, если только она не создает градиента температур между спаями термопары.

Термоэлектрические приборы для измерения ВЧ-мощности имеют более широкий диапазон измерений и более точны, прочны и воспроизводимы, чем болометры на терморезисторах. На рис. 8.15 представлена типичная схема прибора. Поскольку на выходе термопары возникает низковольтный постоянный сигнал, его сначала прерывают и усиливают. Обычно это осуществляется прямо в пробнике, перед подачей сигнала в измерительный прибор. В приборе происходит дальнейшее усиление и детектирование сигнала, а затем его подача на индикатор.

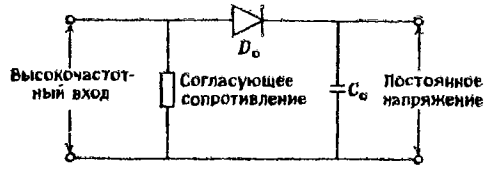


Рис. 8.16. Диодная головка для измерения высокочастотной мощности.

Термоэлектрические приборы работают без обратной связи в отличие от термисторных болометров, в которых цепь обратной связи используется для компенсации влияния высокочастотной мощности на болометр, так что термисторный болометр обладает свойством автокалибровки. Термоэлектрический прибор подвержен дрейфу как самой термопары, так и схемной части, поэтому он содержит встроенный источник питания с известными мощностью и частотой калибровки. Этот источник питания при калибровке подключается к входу пробника.

8.4.6. Приборы с диодными датчиками. С помощью диодного детектора можно измерять мощности до 100 пВт в диапазоне частот 10 МГц — 20 ГГц. Он обладает более высоким быстродействием, чем термистор или термопара, но менее точен.

На рис. 8.16 изображена типичная схема диодного датчика. В схеме применен диод Шотки с очень низким изломом вольт-амперной характеристики. Его вольт-амперная характеристика показана на рис. 8.17. При условии, что датчик работает на квадратичном участке вольт-амперной характеристики, напряжение на конденсаторе C_0 пропорционально средней ВЧ-мощности на входе. При высоком уровне мощности рабочая точка может сместиться на линейный участок вольт-амперной харак-

теристики. В этом случае датчик будет регистрировать среднюю мощность только при синусоидальном входном сигнале.

Для обеспечения максимального коэффициента передачи мощности на диод его сопротивление при малых высокочастотных напряжениях должно быть согласовано с сопротивлением источника. Сопротивление диода зависит от температуры; в начале координат эта зависимость имеет вид

$$R_0 = [\alpha I_s]^{-1}, \tag{8.23}$$

где $\alpha = q(nkT)^{-1}$, q — заряд электрона, n — поправка, равная примерно 1,1; k — постоянная Больцмана, T — абсолютная температура, I_s — ток насыщения диода. Поскольку R_0 изменяется с температурой, чувствительность и коэффициент отражения датчика также меняются. Чтобы уменьшить этот эффект, источник питания подключается через согласующее сопротивление, равное примерно 50 Ом.

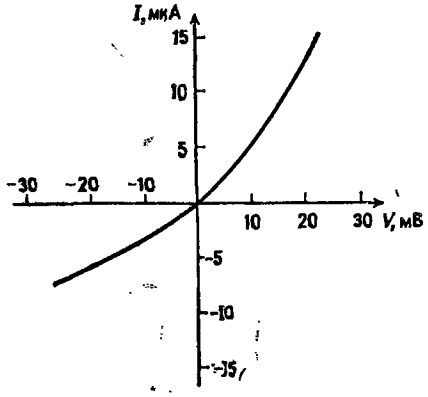


Рис. 8.17. Вольт-амперная характеристика диода с низким барьером Шотки.

Для измерения выходного сигнала с диодного датчика можно использовать термоэлектрический прибор для измерения малых уровней мощности, описанный в разд. 8.5. Сигнал на выходе диодного датчика составляет около 50 нВ при входном сигнале 100 мкВт, так что прерыватель и усилитель необходимо монтировать прямо в пробнике. При этом следует позаботиться о предотвращении утечек и термоэлектрических эффектов.

8.5. Измерение импульсной мощности

Все описанные выше методы относились к измерениям непрерывной мощности, т. е. мощности, которая непрерывно поступает на вход прибора. Для измерения мощности, поступающей в виде импульсов, необходимы иные методы; в этом случае измеряется импульсная мощность или максимальная мощность огибающей (см. разд. 8.2). В данном разделе описаны четыре метода: метод измерения средней мощности с учетом коэффициента заполнения; метод сравнения с мощностью на постоянном токе; интегрально-дифференциальный метод и метод дискретизации с запоминанием отсчета.

8.5.1. Метод измерения средней мощности с учетом коэффициента заполнения. Этот метод проиллюстрирован на рис. 8.18. Высокочастотный сигнал от генератора импульсов подается через направленный ответвитель к оконечной нагрузке. К направленному ответвителю подключается прибор, который измеряет среднюю мощность последовательности импульсов. Затем он заменяется прибором, измеряющим длительность и частоту повторения импульсов, что позволяет определить коэффициент заполнения. Импульсная мощность находится из выражения (8.2).

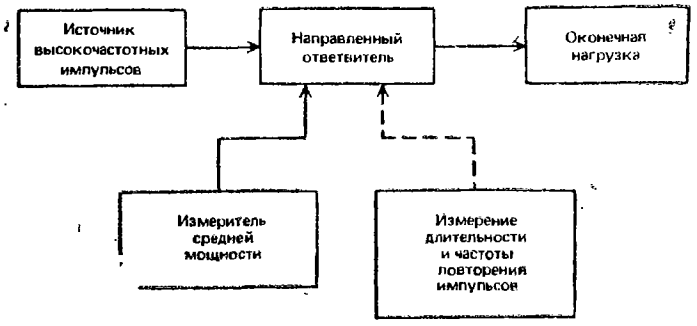


Рис. 8.18. Метод измерения импульсной мощности путем усреднения с учетом коэффициента заполнения.

8.5.2. Метод сравнения с мощностью постоянного тока. Этот метод проиллюстрирован на рис. 8.19. Входной высокочастотный импульс расщепляется в делителе мощности. Часть мощности импульса поступает в диодный пиковый детектор, который вырабатывает постоянный сигнал, пропорциональный максимальному значению высокочастотного импульса. Импульс выводится на экран осциллографа. На диод в детекторе подается прямое смещение, которое переводит его рабочую точку в область требуемых импедансов, чтобы отклик на детектируемую мощность стал почти линейным.

Напряжение с выхода диода поступает на один из входов механического прерывателя. На другой его вход подается регулируемое постоянное напряжение. При правильной синхронизации оба сигнала видны на экране осциллографа. Вначале до прихода импульса обе кривые на экране сливаются на нулевом уровне. Регулятор установки нуля на передней панели прибора позволяет эффективно регулировать уровень постоянного смещения на видеовыходе, а также компенсировать долговременный дрейф диода.

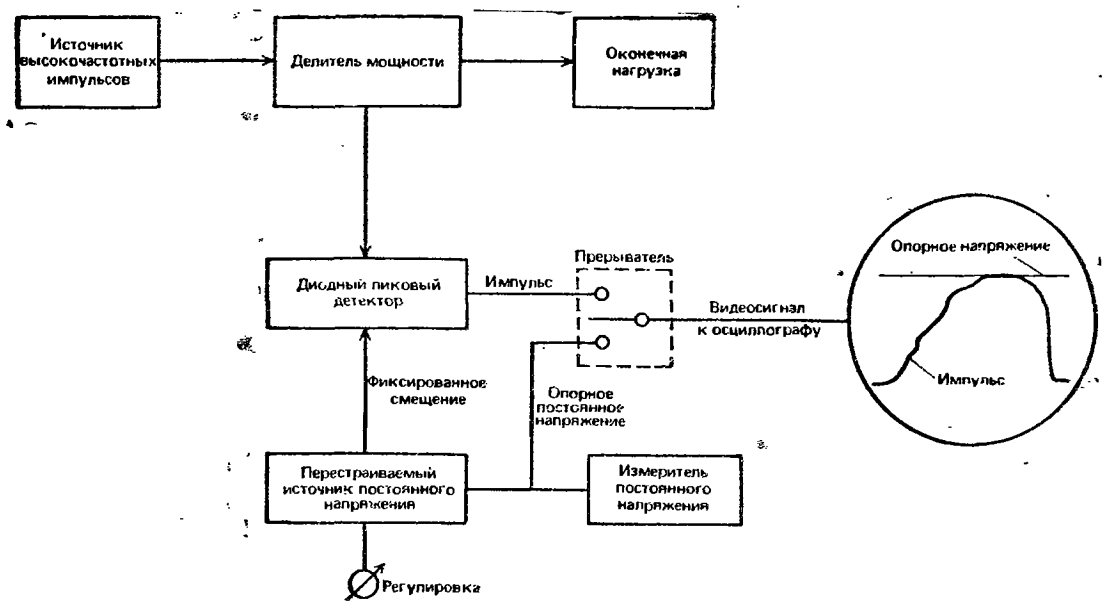


Рис. 8.19. Метод измерения импульсной мощности путем сравнения с мощностью постоянного тока.

При проведении измерений на вход поступает высокочастотный импульс, и уровень опорного постоянного напряжения регулируется до совмещения с максимумом импульса. Это значение регистрируется прибором на постоянном токе, который прокалиброван в единицах мощности. Для калибровки на вход подключается источник непрерывного высокочастотного сигнала, а оконечная нагрузка заменяется измерителем непрерывной мощности. Теперь можно прокалибровать выход диодного детектора путем сравнения с показаниями измерителя непрерывной мощности.

Метод сравнения с мощностью постоянного тока пригоден для измерений импульсной мощности в диапазоне 50 МГц — 2 ГГц при максимальной длительности импульса 0,25 мкс. Точность измерений лучше чем ±1 дБ при частоте повторения импульсов до 2 МГц.

8.5.3. Интегрально-дифференциальный метод. В этом методе импульсная мощность измеряется с помощью датчика с большой постоянной времени, например бареттера, имеющего тепловую постоянную времени в пределах от 100 до 200 мкс, так что выходной сигнал представляет собой проинтегрированный импульсный сигнал. Бареттер включается в одно из плеч моста Уитстона. Входной прямоугольный сигнал дает на выходе после интегрирования линейно нарастающий сигнал, наклон которого пропорционален пиковой мощности импульса. Этот проинтегрированный сигнал усиливается и дифференцируется с помощью активных и пассивных цепей с целью воссоздания первоначального импульса, который затем подается через пиковый детектор на вольтметр, проградуированный в единицах пиковой мощности.

При таких измерениях важную роль играют характеристики бареттера и параметры измеряемого импульса. Если импульс слишком короткий, бареттер не успеет достаточно нагреться, чтобы генерировать сигнал, заметно превышающий уровень шумов усилителей в системе. Если длительность импульса близка к постоянной времени бареттера, интегрирование также будет недостаточно точным. Максимальная мощность ограничивается параметрами бареттера, который легко разрушается при перегрузках. Обычно длительности измеряемых импульсов должны составлять 0,25—10 мкс, частота повторения — от 100 до 10 000 импульсов в секунду, уровень пиковой мощности — до 300 мВт. В этом случае точность измерений — лучше 0,8 дБ.

8.5.4. Метод дискретизации с запоминанием отсчетов. Этот метод определяется способностью диодного детектора к быстрому измерению мощности. Небольшая часть огибающей входного сигнала, от 50 до 100 нс, выделяется и заряжает конденсатор,

а затем усиливается и измеряется. Время задержки при выделении части импульса можно регулировать, как показано на рис. 8.20, выделяя различные части кривой. Это позволяет найти максимальную мощность огибающей. С другой стороны, можно



Рис. 8.20. Метод дискретизации с запоминанием.

построить профиль всего импульса и определить по нему импульсную мощность. При достижимых скоростях дискретизации этот метод пригоден для измерения мощности импульсов длительностью не менее 0,2 мкс.

Глава 9

ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ

9.1. Введение

Устройства, генерирующие электрические сигналы, получили широкое распространение в различных областях науки и техники. Некоторые их применения, например для измерения частотных характеристик усилителей и настройки радиоприемников, будут рассмотрены в следующих главах. Измерительные генераторы бывают разных типов, и провести грань между различными современными генераторами сигналов затруднительно; как правило, каждый из них выполняет несколько функций.

Генераторы гармонических колебаний как в звуковом, так и в высокочастотном диапазоне называются задающими генераторами и обеспечивают генерацию на выходе высокостабильной фиксированной частоты. Импульсные генераторы и генераторы прямоугольных импульсов (меандров) также сохраняют форму волны с большой точностью. У меандров коэффициент заполнения равен 50%, а у импульсных генераторов его можно менять.

Генераторами сигналов часто называют модулирующие устройства. Генераторы функций обеспечивают на выходе сигналы разной формы: синусоидальной, прямоугольной, импульсной и треугольной. Они обычно имеют более низкие характеристики, чем специализированные устройства.

9.2. Схемы генераторов

Выпускаемые промышленностью генераторы гармонических колебаний строятся по различным схемам. Их можно разделить на две группы: низкочастотные генераторы, перекрывающие диапазон частот от долей герца до 1 МГц, и высокочастотные, работающие в диапазоне от 100 кГц до 500 МГц и выше.

Генераторы всех типов состоят в основном из трех частей: задающего генератора, который является источником колебаний, усилителя мощности, обеспечивающего выходной сигнал, и цепи обратной связи для передачи части энергии с выхода усилителя обратно на вход с целью компенсировать потери в схеме генерации. Если коэффициент усиления равен G, а коэффициент обратной связи α, то для генерации нужно, чтобы выполнялись два условия, называемые условиями Баркгаузена. Во-первых,

усиление $G\alpha$ в петле обратной связи должно быть равно единице, во-вторых, фазовый сдвиг между входным напряжением и напряжением обратной связи должен быть равен нулю. Усилитель с нечетным числом каскадов дает фазовый сдвиг 180°, поэтому цепь обратной связи должна также обеспечить фазовый сдвиг 180° на частоте генерации.

В этом разделе сначала обсуждаются параметры, характеризующие работу генератора, затем рассматриваются четыре типа наиболее распространенных схем генераторов. В первых двух: индуктивном трехточечном и емкостном трехточечном с параллельным питанием — используется перестраиваемый *LC*-контур для генерации гармонических колебаний заданной частоты. Эти генераторы преимущественно используются в высокочастотном диапазоне. В двух других схемах: генераторе с обратной связью на мосте Вина и генераторе с фазосдвигающей цепью обратной связи — применяют *RC*-контуры, задающие частоту генератора; такие генераторы используются в основном на низких частотах. Синтезаторы частоты описываются в разд. 9.4.4.

9.2.1. Параметры генератора. Ряд параметров необходимо знать при работе с генератором или при его выборе. *Частотный диапазон* прибора должен перекрывать заданные значения; лабораторные приборы работают в диапазоне от 0,00005 Гц до 50 МГц, но весь этот диапазон не перекрывается ни одним прибором. *Выходная мощность* или *выходное напряжение* должны также удовлетворить требованиям эксплуатации.

Выходное полное сопротивление генератора — важная характеристика прибора. Некоторые генераторы имеют низкое выходное сопротивление, так что для достижения требуемого значения к ним подключаются последовательно добавочные сопротивления. В других генераторах используется трансформаторная связь, что обеспечивает сбалансированный и изолированный выход. Многие генераторы используются в системах с полным сопротивлением, равным 600 Ом, и имеют 600-омный выходной аттенюатор.

Разрешающая способность шкалы прибора и ее точность характеризуют, насколько точно можно настроить генератор на заданную частоту, а также насколько выходные частота и амплитуда соответствуют отсчетам шкалы.

Стабильность частоты генератора есть мера его способности поддерживать выбранную частоту в течение заданного периода времени. Стабильность зависит прежде всего от старения компонентов, температурного дрейфа, а также изменений в источнике питания. Частотную стабильность можно улучшить тщательным подбором компонентов, используемых в схеме генератора. *Стабильность амплитуды* характеризует изменение амплитуды

генерируемого сигнала со временем при фиксированной настройке. Она улучшается при использовании отрицательной обратной связи в схеме генератора.

Коэффициент гармоник указывает, в какой мере форма выходных колебаний близка к синусоидальной. Колебания искаженной формы содержат гармоники, которые попадают в исследуемую систему. Когда генератор используется для измерения искажений, искажения его сигнала должны быть на много порядков ниже, чем у измеряемой системы.

9.2.2. LC-генераторы. Резонансная частота LC-цепи равна

$$f = 1/2\pi \sqrt{LC}. \qquad (9.1)$$

В генераторе сигнал этой частоты усиливается и поступает на выход, причем часть сигнала поступает в цепь обратной связи для компенсации потерь в LC-цепи. LC-цепи непригодны для генерации низких частот, так как для этого потребовалась бы большая индуктивность. В этом разделе представлены два типа LC-генераторов: индуктивный трехточечный и емкостный трехточечный.

9.2.2.1. Индуктивный трехточечный генератор. Существует много вариантов схем таких генераторов, две из них представлены на рис. 9.1. Емкость C шунтирует индуктивность с отводом L, и вместе они образуют LC-контур. Обратная связь осуществляется через RC-цепь. На рис. 9.1, *а* выход генератора представляет собой RC-цепочку, тогда как на рис. 9.1, *б* он осуществляется через обмотку индуктивности. В обоих вариантах транзисторы обеспечивают фазовый сдвиг на 180°, а сдвиг еще на 180° между выходом и петлей обратной связи достигается с помощью отвода от индуктивности L. Конденсатор C имеет переменную емкость для изменения частоты генератора.

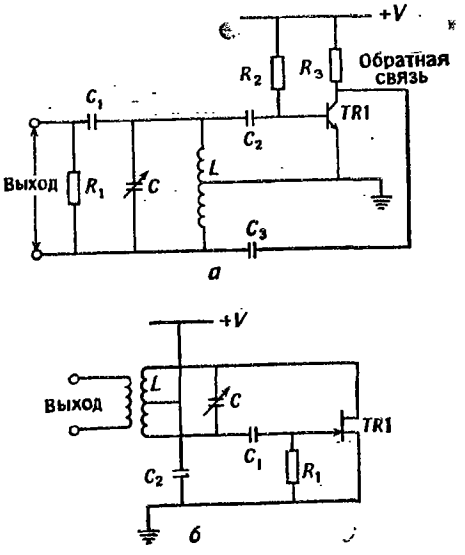


Рис. 9.1. Схемы индуктивного трехточечного генератора. *а* — с биполярным транзистором и RC-цепью на выходе, *б* — с полевым транзистором и трансформаторным выходом.

9.2.2.2. Емкостный трехточечный генератор. На рис. 9.2 показан один из вариантов этой схемы, в которой используется трансформаторный выход. Эта схема очень похожа на схему индуктивного трехточечного генератора, но вместо индуктивности с отводом применены две емкости. Частота генератора также определяется выражением (9.1), а емкость C рассчитывается по формуле

$$C=C_1C_2/(C_1+C_2). \qquad (9.2)$$

Величина обратной связи зависит от значений C_1 и C_2, она возрастает, когда значение C_1 уменьшается. Емкости C_1 и C_2 регулируются одной ручкой, так что при настройке отношение C_1 и C_2 остается неизменным. Как и в индуктивном генераторе, сопротивление R_2 вызывает затухание колебаний в LC-контуре, так что оно не должно выбираться слишком малым, а R_1C_3 обеспечивает подачу смещения на базу транзистора.

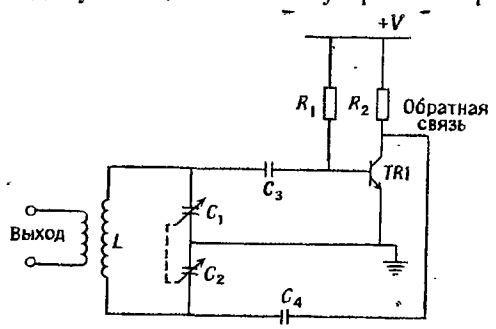


Рис. 9.2. Схема емкостного трехточечного генератора.

9.2.3. RC-генераторы. В этом разделе описаны две схемы RC-генераторов: генератор на мосте Вина с обратной связью и генератор с фазосдвигающей цепью обратной связи.

9.2.3.1. Генератор с обратной связью на мосте Вина. Генератор с обратной связью на мосте Вина в основном используется для генерации частот звукового диапазона с верхней границей порядка 100 кГц. Он прост в изготовлении, имеет отличную частотную стабильность и малые искажения на выходе.

Принципиальная схема моста Вина была рассмотрена в разд. 7.7 и представлена на рис. 7.14. Частота уравновешенного моста определяется формулой (7.35) и при $C_1=C_x=C$ и $R_1=R_x=R$ записывается в виде

$$f=1/2\pi\sqrt{CR}. \qquad (9.3)$$

В рассматриваемом генераторе мост Вина применяется в цепи обратной связи операционного усилителя (рис. 9.3). После-

довательный и параллельный RC-контуры вместе с R_1 и R_2 образуют мост. Схема Вина имеет нулевой фазовый сдвиг между входом и выходом, следовательно, усилитель должен также обеспечивать нулевой фазовый сдвиг, например, с помощью четного числа каскадов. Ослабление, создаваемое цепью Вина, равно 3, поэтому усилитель должен также иметь минимальный коэффициент усиления, равный 3, что легко достигается на практике.

Амплитуда колебаний определяется произведением коэффициентов усиления G и ослабления α. Ее можно менять изменением α обычно путем регулировки значения R_2. Если R_2 имеет положительный температурный коэффициент сопротивления, то схему можно сконструировать так, что она будет автоматически компенсировать амплитудные колебания. Того же эффекта мож-

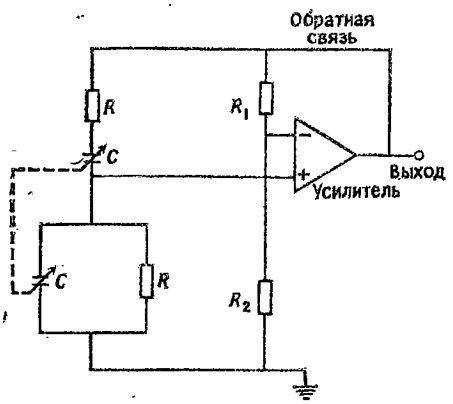


Рис. 9.3. Генератор с обратной связью на мосте Вина.

но достичь, если изготовить R_1 из материала с отрицательным температурным коэффициентом сопротивления. Частота генератора плавно перестраивается изменением C и может изменяться ступенчато с помощью R.

9.2.3.2. Генератор с фазосдвигающей цепью обратной связи. Схема генератора с фазосдвигающей цепью, показанная на рис. 9.4, способна работать в широком диапазоне частот от нескольких герц до многих килогерц. В ней используется один транзистор, дающий сдвиг фаз на 180°, поэтому трехкаскадная RC-цепочка должна также обеспечивать сдвиг на 180°. Обычно каждый каскад дает сдвиг на 60°, и в этом случае частота колебаний определяется выражением

$$f = \sqrt{6}/2\pi RC. \qquad (9.4)$$

Полное ослабление в цепи обратной связи теперь равно 29, поэтому усилитель должен иметь коэффициент усиления, по крайней мере равный этому значению. На практике C изменяется для плавной перестройки частоты, а R — для выбора диапазона.

9.3. Схемы для генерации импульсов и прямоугольных колебаний

Прямоугольные колебания — это особый вид импульсного сигнала, он имеет коэффициент заполнения 50%. В импульсном генераторе длительность импульса остается постоянной, а частота повторения меняется, тогда как в генераторе меандра длительность меняется, а коэффициент заполнения остается постоянным — 50%. Импульсы используются при измерениях

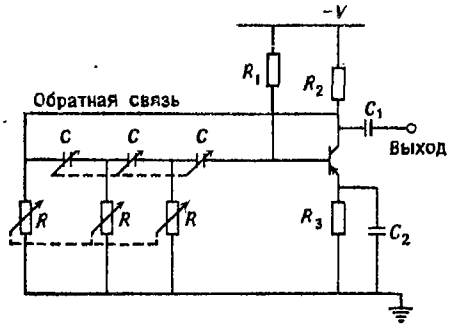


Рис. 9.4. Генератор с фазосдвигающей цепью обратной связи.

мощности, при этом длительность импульса может быть выбрана малой, чтобы предотвратить перегрев. Меандр предпочтителен для контроля систем низкой, например звуковой частоты.

9.3.1. Параметры импульса. Основные параметры импульса, представляющие интерес, проиллюстрированы на рис. 9.5. Линия развертки относится к уровню постоянного тока; это линия, на которой импульс начинается и кончается. Смещение этой линии от нуля или ожидаемого значения называется смещением линии развертки. Амплитуда импульса измеряется от линии развертки до установившегося значения.

Время нарастания импульса — это время, необходимое для его нарастания от 0,1 до 0,9 значения его амплитуды, а время спада — это время уменьшения от 0,9 до 0,1 на заднем фронте импульса. Эти времена называются также временами прохождения переднего и заднего фронтов импульса. Линейность фрон-

та — это его отклонение от прямой, проведенной через точки, соответствующие 0,1 и 0,9 амплитуды импульса.

Отрицательный выброс — это отклонение от линии развертки в начале импульса. Выброс на фронте импульса (перерегулирование) — это максимальное отклонение на вершине импульса сразу после прохождения его фронта. «Звон» — это переходный процесс в виде затухающих колебаний, включая выброс на фронте импульса. Время установления импульса — это время, необходимое для затухания «звона» до определенного уровня, измеренное от точки, соответствующей 0,9 амплитуды импульса на переднем его фронте. Спад вершины импульса представляет собой уменьшение его амплитуды со временем. Закругления импульса — это искривления на его переднем и заднем фронтах.

Длительность импульса измеряется между точками на уров-

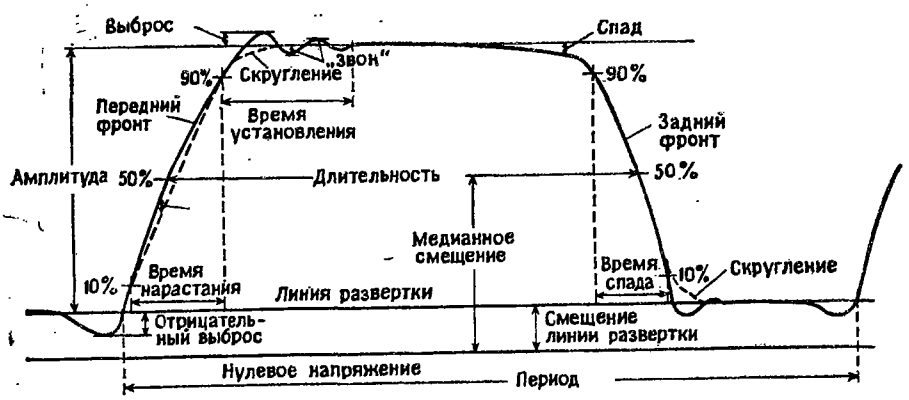


Рис. 9.5. Важнейшие параметры импульса.

не 50% на кривых нарастания и спада импульса. Период импульса есть время между двумя равноценными точками кривой. Частота повторения импульсов есть число импульсов в единицу времени; это величина, обратная периоду, измеряемая в единицах частоты. Коэффициент заполнения есть отношение длительности импульса к его периоду, обычно выражаемое в процентах. Дрожание есть мера малых нестабильностей одного импульса по отношению к другому, например дрожание импульса по временному положению, дрожание длительности или амплитуды. Оно обычно выражается в процентах от основного параметра.

9.3.2. Схемы генераторов импульсов и меандра. Существуют импульсные схемы двух типов: пассивные, которые формируют из входного сигнала, обычно синусоидального, сигнал в виде

импульсов на выходе, и активные, такие, как блокинг-генератор или мультивибратор. Они кратко описываются в этом разделе.

9.3.2.1. Схемы формирования импульсов. На рис. 9.6 показана схема, в которой синусоидальные колебания генератора преобразуются в серию импульсов. При подаче синусоидальных колебаний на усилитель он насыщается в ограниченном интервале; на этом интервале возникает импульс, крутизна фронтов которого зависит от амплитуды синусоидальной волны по отно-

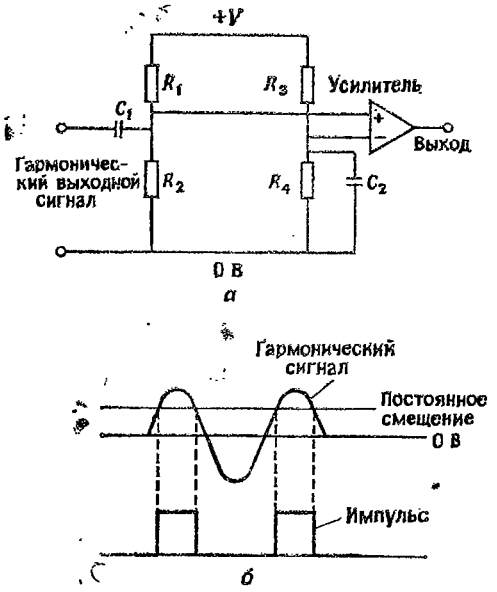


Рис. 9.6. Генерация прямоугольных импульсов из гармонических: *а* — схема, *б* — формы сигналов.

шению к постоянному смещению и коэффициента усиления усилителя. Эта схема может также использоваться для «очистки» входного импульса от перерегулирования, «звона» и т. д.

9.3.2.2. Блокинг-генератор. Схема, показанная на рис. 9.7, работает в режиме глубокого насыщения задающего транзистора, при этом на выходе появляется серия импульсов. Транзистор дает сдвиг фазы на 180°; трансформатор сдвигает фазу еще на 180°, так что схема несинхронизованна и генерирует импульсы. Потенциометр R_1 служит для подстройки частоты генератора, которая определяется формулой (9.5), где R — общее сопротив-

ление, включенное последовательно с емкостью C, а отношение витков трансформатора $1:N$:

$$f=(N+1)/RC. \qquad (9.5)$$

Длительность импульса определяется характеристиками трансформатора, в основном собственной индуктивностью и собственной емкостью первичной обмотки.

9.3.2.3. Мультивибраторы. Имеются три типа мультивибраторов: бистабильный или триггер, который выдает на выходе импульс на каждые два входных запускающих сигнала, ждущий мультивибратор, который генерирует синхронный импульс на

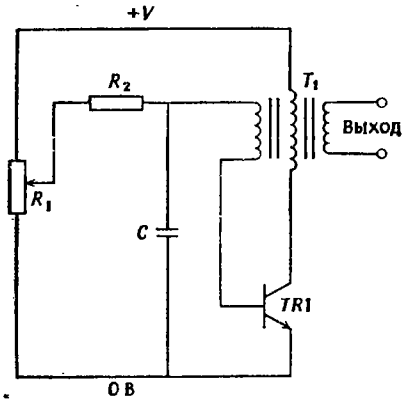


Рис. 9.7. Схема блокинг-генератора.

выходе при подаче каждого запускающего импульса на вход, и несинхронизированный мультивибратор, генерирующий последовательность импульсов. Период и длительность таких схем легко регулируется изменением сопротивлений и емкостей. Они обычно изготовляются в виде интегральных схем и широко используются в промышленности. Здесь эти схемы не будут рассматриваться, так как они описаны в работе Ф. Ф. Мейзды «Integrated Circuits», C. U. P., 1978 г. (Имеется перевод: Интегральные схемы: технология и применения. — М.: «Мир», 1981.)

9.4. Устройства, генерирующие сигналы

В предыдущих разделах этой главы рассматривались схемы, которые формировали синусоидальные колебания, импульсы или меандры для дальнейшего использования в приборах, генерирующих сигналы. В следующих разделах будут представлены сами приборы. Они разделены на группы: генераторы импульсов, генераторы развертки, синтезаторы, импульсные генераторы, генераторы функций, хотя границы между этими группами часто весьма условны.

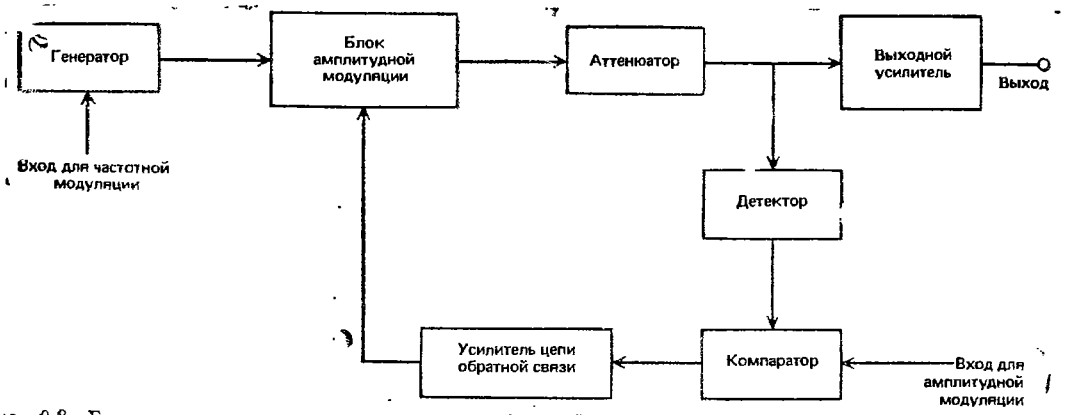


Рис. 9.8. Блок-схема генератора сигналов с обратной связью по огибающей амплитудно-модулированного сигнала.

9.4.1. Генераторы сигналов. Эти приборы обычно генерируют синусоидальные импульсы фиксированной частоты, которую затем можно модулировать по частоте или амплитуде. Приборы охватывают частотный диапазон от 0,001 Гц до 50 ГГц, но ни один прибор не перекрывает сразу весь диапазон.

На рис. 9.8 изображена блок-схема генератора сигналов. Частотная модуляция обеспечивается изменением напряжения на варикапе в цепи настройки генератора. При этом получается система с низкими искажениями на выходе, глубина модуляции несущей частоты ниже 1%. При превышении этого уровня модуляции сигнал, приложенный к варикапу, должен быть намеренно искажен, чтобы компенсировать нелинейность его характеристик. При частотной модуляции для поддержания постоянной амплитуды на выходе можно применить ручную или автоматическую регулировку.

Амплитудную модуляцию легче всего осуществлять изменением приложенного к генератору напряжения. Однако этот метод применим только при малой глубине модуляции, вплоть до 50%. Он также вызывает фазовую модуляцию из-за влияния на компоненты, используемые в цепи генератора. Как показано на рис. 9.8, для уменьшения выходных искажений можно использовать обратную связь: выходной сигнал детектируется для получения огибающей модулированного сигнала, она сравнивается с амплитудно-модулированным входным сигналом, затем их разность усиливается и подается через цепь обратной связи в качестве модулирующего сигнала. Этот метод называется обратной связью по огибающей.

Выходной усилитель, показанный на рис. 9.8, обеспечивает требуемый уровень сигнала и защищает генератор от изменений полного сопротивления нагрузки. Аттенюатор требуется для уменьшения уровня выходных сигналов.

Чтобы получить непрерывно перестраиваемый в широком диапазоне частот выходной сигнал от одного прибора, иногда применяют гетеродинный принцип, проиллюстрированный на рис. 9.9. Сигнал имеет хорошие параметры, но стабильность

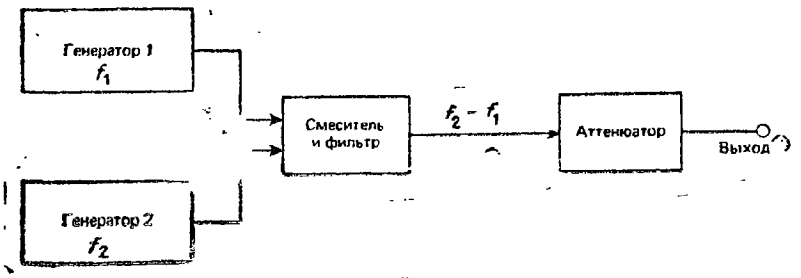


Рис. 9.9. Гетеродинный генератор сигналов.

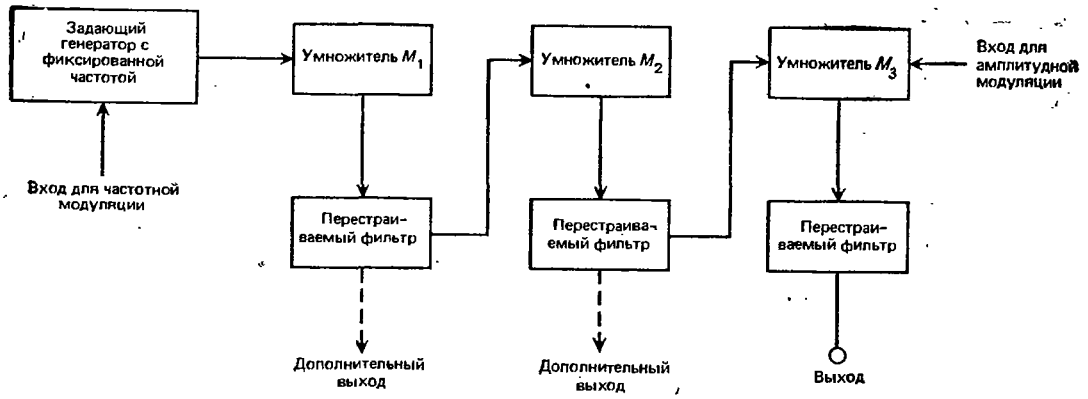


Рис. 9.10. Генератор с умножителями частоты.

частоты невысока, особенно на низких частотах. Это связано с тем, что выходной сигнал получается на разностной частоте (f_2—f_1), поэтому небольшие изменения одной из частот, когда они близки, могут вызвать большой дрейф на выходе. Выходной сигнал также будет содержать значительные шумы и помехи.

Чтобы расширить диапазон прибора, можно использовать методы умножения и деления. В генераторе с умножителями, показанном на рис. 9.10, выходной сигнал генератора фиксированной частоты подается на последовательно соединенные подстраиваемые умножители. Каждый из них содержит нелинейный усилитель, генерирующий гармоники. Выход каждого усилительного каскада подключен к резонансному фильтру, который выделяет высокочастотную составляющую. Частотная модуляция может подаваться на задающий генератор, а амплитудная модуляция получается изменением напряжения питания на последнем каскаде умножения. Недостаток генератора с умножителем состоит в том, что он выдает наряду с требуемой частотой много паразитных сигналов.

Генератор с делителем сигнала содержит высокочастотный задающий генератор, частота выходного сигнала которого делится несколькими последовательными электронными каскадами. На выходе многокаскадного делителя получается меандр, который нужно отфильтровать, чтобы получить синусоидальный сигнал. Частотная модуляция в случае необходимости осуществляется в задающем генераторе, а амплитудная модуляция получается с помощью диодных модуляторов в выходном усилителе. Генератор с делителем не дает паразитных сигналов на частотах ниже требуемой частоты.

9.4.2. Свип-генератор (генератор качающейся частоты). Это специальный тип генератора сигналов, частота на выходе которого периодически пробегает весь диапазон частот. Свип-генератор может иметь встроенный дисплей, чтобы наблюдать изменение амплитуды с частотой, или сигналы подаются на внешний осциллограф.

На рис. 9.11 показана блок-схема типичного свип-генератора. Время качания частоты обычно регулируется в диапазоне от 10 мс до 100 с и выше. Часто время качания устанавливается с помощью ручки на передней панели прибора. Сигнал, вырабатываемый свип-генератором, чаще всего имеет треугольную или пилообразную форму.

Для установки частотного диапазона качания применяются два режима. В старт-стопном режиме начальная f_1 и конечная f_2 частоты устанавливаются ручкой на передней панели прибо-

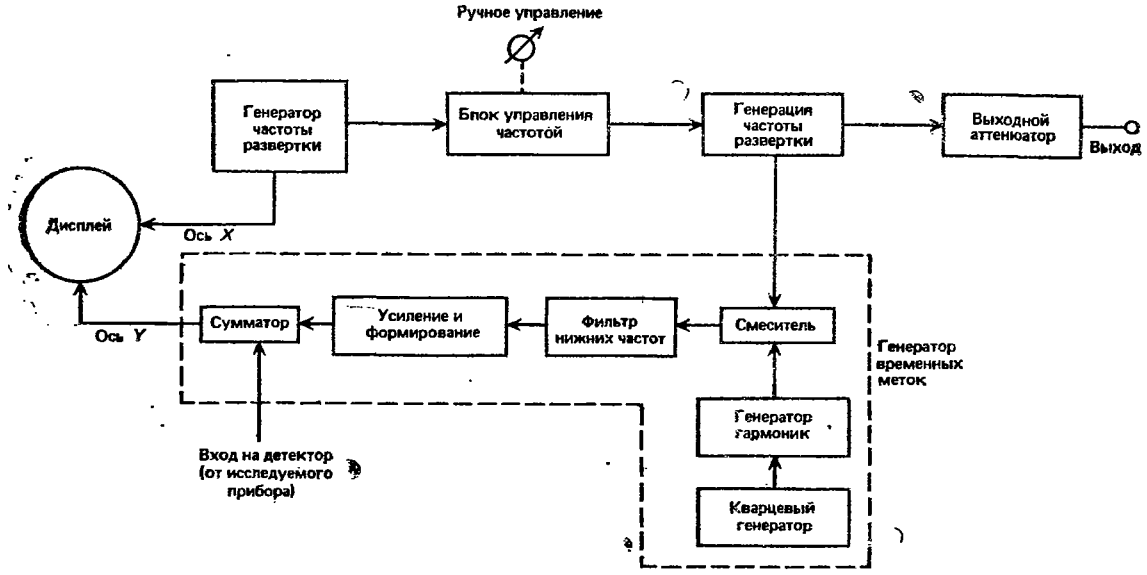


Рис. 9.11. Блок-схема свип-генератора с маркерным устройством для получения частотных меток.

ра, и качание частоты происходит в этих границах. Этот режим используется для изменения частоты в широких пределах.

В разностном режиме Δf ручкой на передней панели прибора устанавливаются центральная частота и максимальное отклонение от нее. Этот режим обеспечивает короткий интервал качания частоты.

Полоса частот свип-генератора обычно делится на три диапазона: 0,001Гц—100 кГц (от низкой частоты до звуковой), 100 кГц—1500 МГц (высокочастотный диапазон) и 1—200 ГГц (микроволновый диапазон). Чтобы перекрыть широкую полосу частот одним прибором, можно использовать три подхода. 1) Ручное подключение различных генераторов частоты. Такая необходимость возникает, когда требуется перекрыть два частотных диапазона. 2) Множественное переключение. В этом случае диапазоны выбираются автоматически электронными переключателями, так что можно рассматривать всю область изменения частот как единый непрерывный диапазон. 3) Гетеродинное управление. В этом методе, проиллюстрированном на рис. 9.12, два сигнала высокой частоты смешиваются для получения более низкой разностной частоты на выходе, изменения которой перекрывают единый непрерывный диапазон. Если, например, генератор 1 можно перестраивать в пределах 3—5 ГГц (т. е. в отношении 2:3), а генератор 2 имеет фиксированную частоту, равную 3 ГГц, то на выходе можно получить изменения частоты от 1 до 2000 МГц (т. е. в отношении 2000:1). Так как диапазон перестройки, необходимый для обеспечения столь широких изменений на выходе, мал, прибор обладает хорошей линейностью. Однако нелинейное смещение будет причиной появления многих других частот в дополнение к необходимой частоте.

Контроль уровня выходного сигнала применяется в свип-генераторах, чтобы обеспечить соответствие амплитуды на выходе значению, установленному на передней панели. Как правило, амплитуда высокочастотного выходного сигнала контролируется высокочастотным детектором. Она сравнивается с сигналом требуемой амплитуды, и ошибка попадает через цепь обратной связи на электронный аттенюатор, что обеспечивает поддержание выходного сигнала на постоянном уровне.

Координатная сетка дисплея недостаточно точна, чтобы по ней определить частоту, поэтому некоторые свип-генераторы имеют специальное устройство для получения на экране последовательности меток, которые соответствуют точно известным значениям частоты и задают масштаб. Один из методов получения частотных меток, проиллюстрированный на рис. 9.11, сводится к подаче выходного сигнала стабильного кварцевого генератора на генератор гармоник, который выдаст серию узких

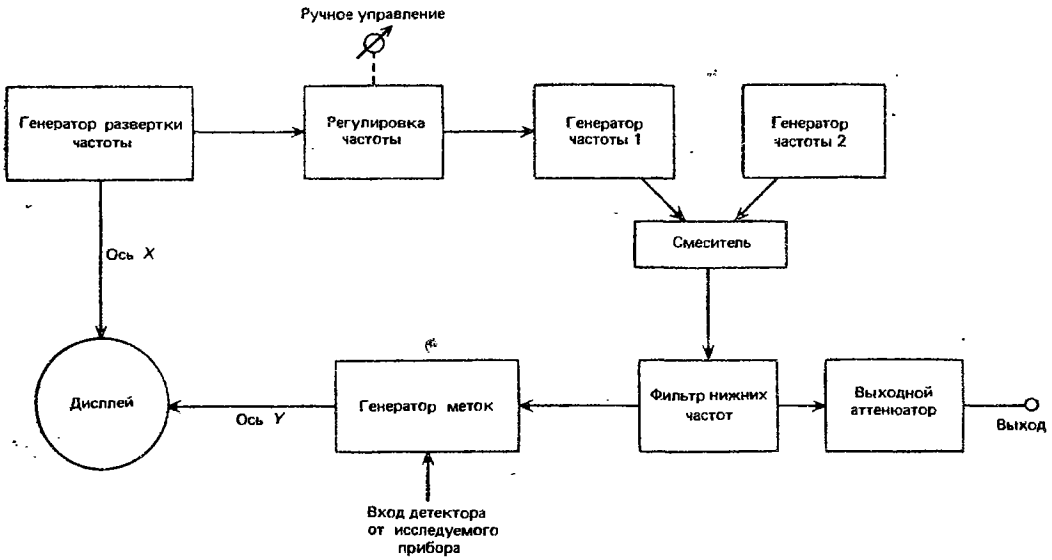


Рис. 9.12. Блок-схема свип-генератора с гетеродинным генератором частоты.

импульсов с интервалами, соответствующими частотам гармоник. Они смешиваются с частью высокочастотного сигнала от свип-генератора. Смеситель производит серию импульсов на выходе с низкой разностной частотой по мере того, как качающаяся частота приближается и проходит через каждую гармоническую частоту. Всплески формируются и усиливаются, а затем складываются с сигналом, пришедшим от проверяемого прибора (через детектор), и подаются на дисплей. Это позволяет совместить изображение частотной характеристики исследуемого прибора и частотные метки. Другой метод генерации меток заключается в подаче единственного сигнала с фиксированной частотой на смеситель, чтобы получить на экране пятно, положение которого соответствует точно определенной частоте.

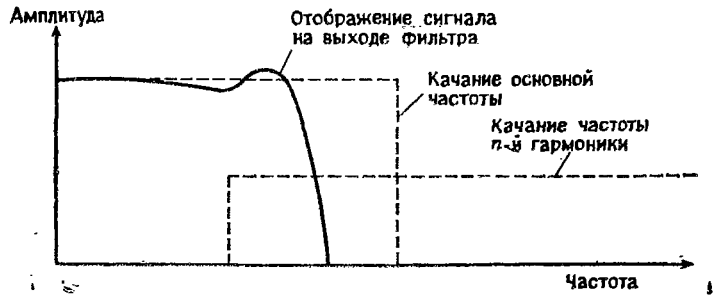


Рис. 9.13. Влияние гармоник свип-генератора на результаты измерений амплитудно-частотной характеристики фильтра нижних частот.

9.4.2.1. Погрешности свип-генераторов. В измерения со свип-генераторами вносится несколько погрешностей из-за несовершенства выходного сигнала генератора. Любая гармоника, генерированная в источнике частоты, будет качаться вместе с основной частотой, но с большей скоростью. Например, n-я гармоника будет пробегать весь диапазон в n раз быстрее, чем основная частота. Эти гармоники могут оказаться в пределах полосы пропускания исследуемого прибора для части качания и вне полосы для другой ее части. Это может привести к изменениям выходного сигнала, которые могут быть ошибочно интерпретированы как изменения его характеристик. Рис. 9.13 иллюстрирует влияние n-й гармоники на результаты измерения равномерности частотной характеристики фильтра нижних частот. При наличии n-й гармоники на характеристике образуется горб, а несколько перекрывающихся гармоник дадут серию таких горбов. Как правило, только 2-я и 3-я гармоники оказывают влияние, так как амплитуды более высоких гармоник значительно меньше.

Важное значение имеют точность выходного сигнала и изменение его амплитуды с частотой. Амплитуда зависит от скорости качания, так как цепи обратной связи, предназначенные для коррекции амплитуды, не успевают срабатывать при больших скоростях. Влияние этих погрешностей может быть уменьшено выбором самой низкой скорости качания, приемлемой для проверяемого прибора, и с помощью отсчетов относительно меток, которые также подвергаются амплитудным изменениям.

Выход свип-генератора нелинеен, это означает, что расстояния между метками неодинаковые, так что нет возможности оценить значение частоты между двумя метками. Погрешность обычно очень мала, но если требуется более точный отсчет, прибор переключается на режим ручной настройки. В этом случае частоту можно регулировать до получения желаемого значения на дисплее, а отсчет может быть сделан с помощью внешнего точного частотомера.

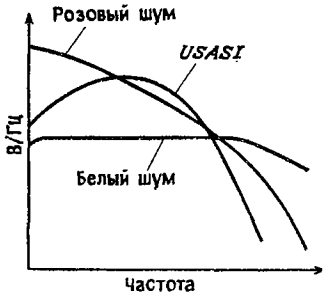


Рис. 9.14. Спектры шумов.

9.4.3. Генераторы шума. Генератор шума обеспечивает на выходе сигнал, мгновенная амплитуда которого изменяется случайным образом и не имеет периодических частотных компонент. Такие генераторы способны перекрывать частотный диапазон от низких звуковых до сверхвысоких частот. Генераторы шума находят много применений, например для контроля чувствительности радиоприемной аппаратуры, а также для выявления интермодуляционных и перекрестных помех в системах связи.

Два параметра генераторов шума наиболее важны.

Спектр мощности шума. Обычно представляет интерес только шум, который имеет полосу частот более широкую, чем контролируемая цепь. В этом частотном диапазоне спектральная плотность мощности шума может следовать одной из трех кривых, показанных на рис. 9.14. Белый шум имеет постоянную спектральную плотность мощности от 20 Гц до 25 кГц. Розовый шум имеет бóльшую амплитуду на низких частотах (его амплитуда изменяется обратно пропорционально квадратному корню из частоты); название дано из-за сходства его спектра со спектром красного света. Он используется в анализаторах ширины полосы. Спектр шума USASI* приблизительно соответст-

* USASI — United States Acoustic Standard Interference (Стандарт акустического шума США). — *Прим. перев.*

вует распределению энергии по частотам в речевых и музыкальных сигналах, поэтому он используется для контроля звуковых систем.

Функция распределения вероятностей. Спектр мощности генератора шумовых сигналов характеризует распределение мощности по частоте, а не форму кривой, последняя описывается его функцией распределения вероятностей. Эта функция дает статистическую оценку интервалов времени, в течение которых амплитуда сигнала находится в заданных пределах. Обычно для случайных сигналов естественного происхождения это — распределение Гаусса.

Для генерации шума используются газоразрядные лампы или генераторы на стабилитронах. Полупроводниковые шумовые диоды дают на выходе диапазон частот от 50 до 200 кГц. Они могут быть усилены и промодулированы, чтобы получить диапазон звуковых частот. Затем сигнал пропускается через фильтр, это дает один из спектров, приведенных на рис. 9.14.

Недостаток метода генерации случайного шума состоит в том, что иногда полный выходной сигнал подвергается медленным вариациям, дающим непредсказуемый спектр мощности. Другой метод — это генерация псевдослучайных шумов, например, путем синхронизации сдвигового регистра, имеющего несколько петель обратной связи. Картина шума будет повторяться, но в пределах каждого цикла сигнал ведет себя как случайный шум. Сигнал с выхода сдвигового регистра подается на фильтр нижних частот, что дает псевдослучайный аналог шумового сигнала.

9.4.4. Синтезатор частот. Генераторы частот бывают двух типов: 1) Автогенераторы, у которых сигнал на выходе можно непрерывно перестраивать в пределах диапазона частот механическим или электронным методом. К этому типу относятся генераторы, описанные выше. Они имеют хорошие общие характеристики, хотя их точность и стабильность частоты относительно невелики. 2) Синтезаторы, у которых источником выходного сигнала служит генератор высокостабильной фиксированной частоты, а частотный диапазон перекрывается несколькими последовательными операциями.

Известны два типа синтезаторов: с прямым и косвенным синтезом частот. В приборах с прямым синтезом частот используется стабильный кварцевый генератор с несколькими каскадами гармонических умножителей и смесителей, что обеспечивает широкий набор частот на выходе. В приборах с косвенным

синтезом частот используется система фазовой автоподстройки частоты, а выходной сигнал является долей сигнала стабильного кварцевого генератора. Синтезаторы частот обеспечивают высокую точность и стабильность частоты, но при их конструировании необходимо решить проблему устранения паразитных сигналов на выходе.

На рис. 9.15 представлена принципиальная схема прибора с косвенным синтезом частот. Выходной сигнал фазового детектора пропорционален $f_1 \pm f_2$. Фильтр нижних частот выделяет сигнал, который затем усиливается и подается на генератор, управляемый напряжением (ГУН). Выходной сигнал ГУН поступает на программируемый делитель, а затем обратно на фазовый детектор. Система подстраивает f_2 по f_1, пока они не станут равны, но при этом сохраняется разность фаз между двумя частотами, которая обеспечивает сигнал постоянного тока, достаточный для синхронизации f_2 по f_1. Частота на выходе равна Nf_1, и ее можно менять путем изменения N, обычно с помощью переключателя на передней панели прибора.

Скорость переключения генератора с одной частоты на другую зависит от времени, необходимого для синхронизации f_2 по f_1 и времени установления. При большой разности частот время синхронизации может быть значительным. Оно уменьшается предварительной установкой частоты ГУН, близкой к заданному ее значению, обычно с помощью микропроцессора, а затем точное значение обеспечивается системой фазовой автоподстройки частоты. Время установления — это время после достижения синхронизации, необходимое для того, чтобы сигнал достиг с определенной точностью окончательного выходного значения; оно составляет, как правило, несколько миллисекунд.

Трудность реализации принципиальной схемы, показанной на рис. 9.15, состоит в том, что для обеспечения изменения частоты в широком диапазоне с малым шагом требуются низкая опорная частота и ГУН, который способен перекрыть широкий частотный диапазон. Программируемый делитель также должен обеспечивать большой коэффициент деления, а это приводит к возникновению шумов в петле обратной связи. В синтезаторе частот с несколькими петлями обратной связи, показанном на рис. 9.16, эти трудности преодолены. Низкочастотный синтезатор имеет малый диапазон и может работать с малым шагом, в то время как высокочастотный синтезатор работает в широком диапазоне с большим шагом. Комбинируя эти два сигнала в смесителе, получаем систему, которая может работать в широком диапазоне частот с малым шагом.

На рис. 9.17 представлена другая система, которая часто называется декадным синтезатором, так как включает фиксированные делители с отношением коэффициентов деления, рав-

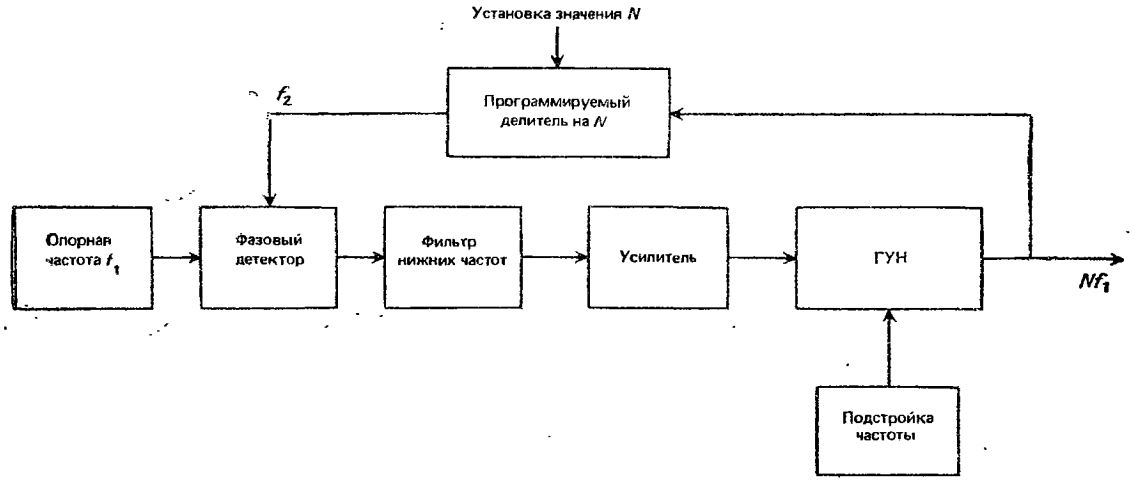


Рис. 9.15. Синтезатор косвенного синтеза частот.

ным 10. Тогда диапазон коэффициентов деления, необходимый для каждого программируемого делителя, будет значительно меньше. В синтезаторе с постоянным коэффициентом деления используется высокая опорная частота, что обеспечивает широкую полосу петли обратной связи, быструю синхронизацию и хорошее подавление шумов.

Выпускаемые промышленностью синтезаторы способны перекрывать частотный диапазон от 10 кГц до 3000 МГц и от 0,01 до 30 ГГц; некоторые из них, снабженные устройствами модуляции, могут использоваться в качестве генераторов сигналов.

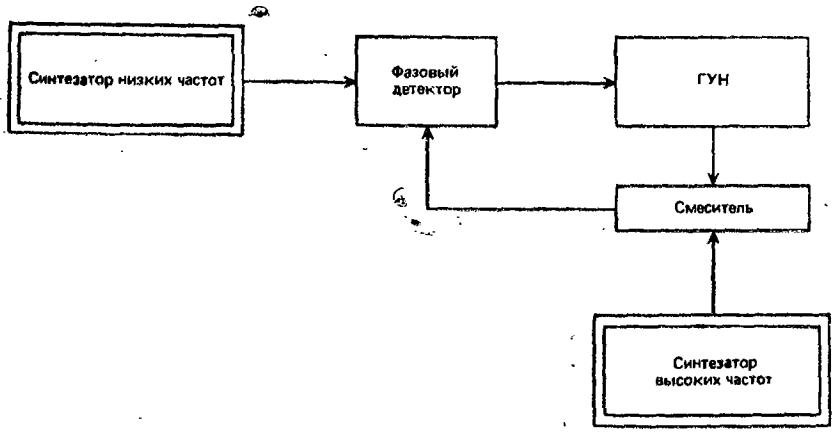


Рис. 9.16. Синтезатор косвенного синтеза частот с несколькими петлями обратной связи.

9.4.5. Генераторы функций. Генераторы функций характеризуются способностью вырабатывать несколько различных видов сигналов и гибкостью. Они генерируют три вида выходных сигналов: гармонические, прямоугольные, треугольные в частотном диапазоне 1—50 МГц; некоторые генераторы функций могут также генерировать импульсы. Выходные характеристики генераторов функций обычно хуже, чем у специализированных приборов.

На рис. 9.18 представлена блок-схема генератора функций. Треугольное напряжение V генерируется путем интегрирования тока положительного и отрицательного источников согласно формуле

$$V = (1/C) \int \bar{i}\, d\bar{t}. \qquad (9.6)$$

Положительный и отрицательный источники тока включаются и выключаются, когда на выходе достигается требуемый уро-

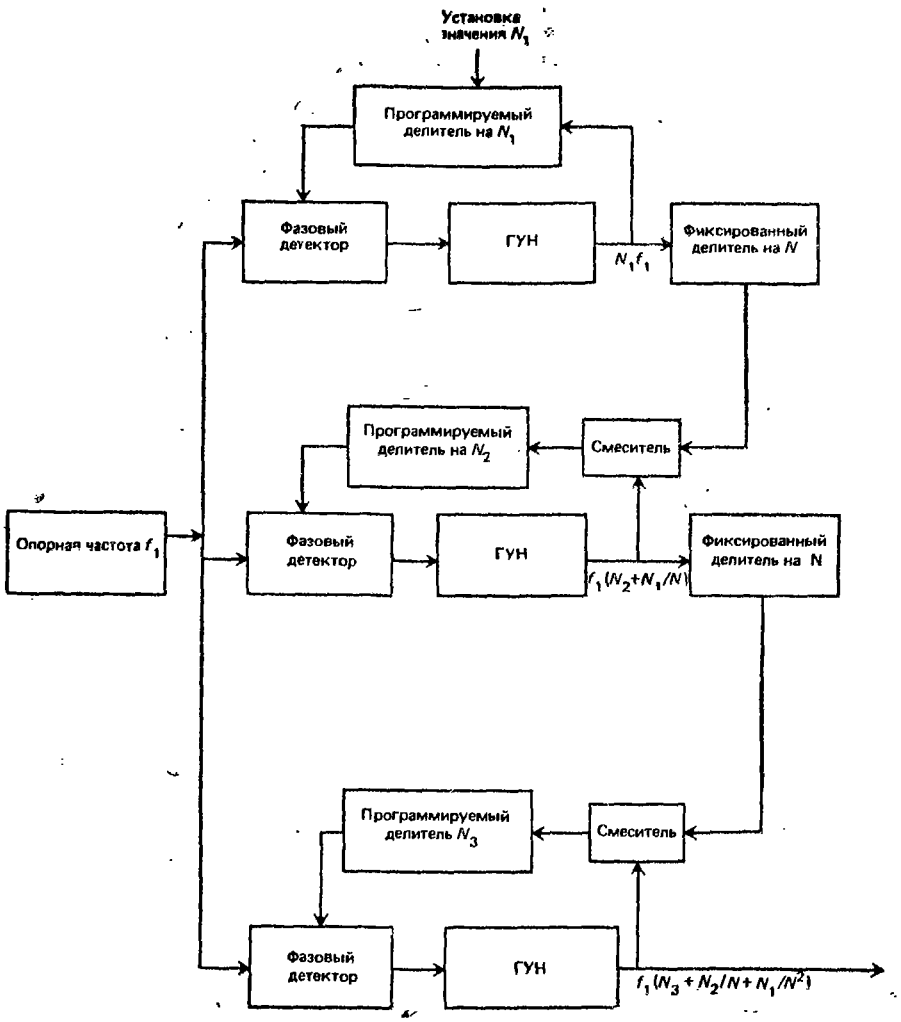


Рис. 9.17. Синтезатор косвенного синтеза частот с постоянным коэффициентом деления.

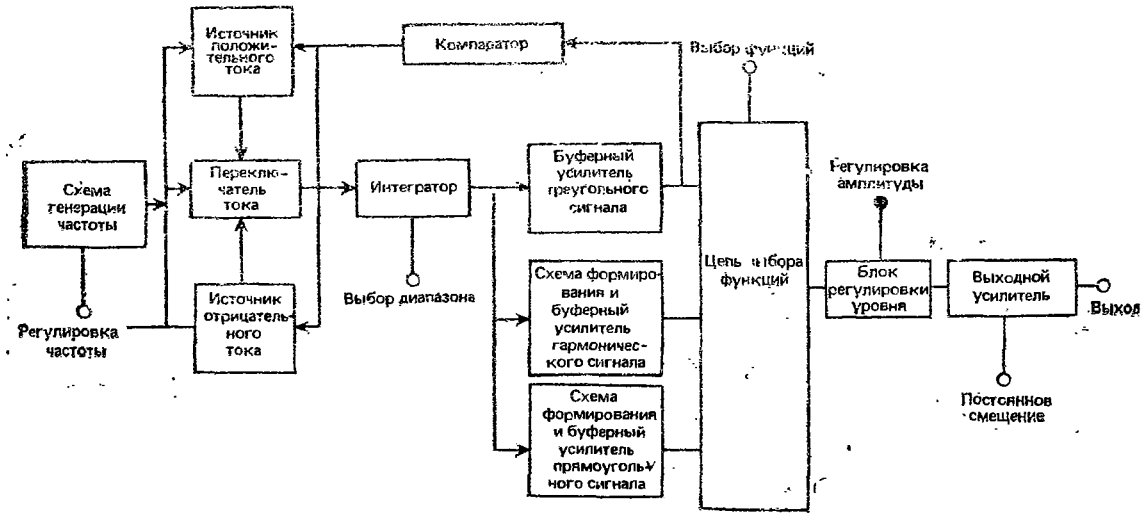


Рис. 9.18. Блок-схема генератора функций.

вень, а частота определяется величиной тока, поступающего от источника. Изменение диапазона достигается подключением разных емкостей в интегральную схему. Частота выбирается по шкале на передней панели прибора или дистанционно, через интерфейс IEEE 488.

Пропуская треугольные импульсы через формирующие цепи, можно получить на выходе прямоугольные или синусоидальные. Цепь выбора функций выделяет одну из этих кривых, пропуская ее через регулятор уровня и выходной усилитель. Пилообразная кривая имеет треугольную форму, но с неравными положительным и отрицательным наклонами; ее можно получить от одной схемы. Отрицательный наклон обычно очень крутой, что дает быстрый обратный ход развертки.

Схема, генерирующая импульсы, показанная на рис. 9.19, отличается от схемы генератора функций, хотя они могут быть включены в тот же прибор. Запускающие импульсы пропускаются через селектор и подаются на схемы, которые осуществляют управление задержкой импульса, его длительностью, временем нарастания и спада, амплитудой и сдвигом. В этом случае используется коммутирующий выходной усилитель, дающий короткие времена нарастания и спада, в отличие от линейного усилителя в генераторе функций. Диапазон импульсного генератора также значительно шире, он может генерировать очень короткие импульсы при низкой частоте повторения, поскольку для формирования длительности импульсов и их периода используются различные схемы. Длительность импульса можно менять от 5 мкс до 5 суток.

Генераторы функций работают в нескольких режимах. 1) Триггерный, в котором каждому запускающему импульсу соответствует один цикл на выходе. 2) N-циклический, в котором каждому запускающему импульсу соответствует N циклов (число N выбирается оператором). 3) Стробирующий, в котором выходной сигнал вырабатывается непрерывно, пока сигнал на входе ключа превышает заданный уровень. 4) Режим качания. Генераторы функций с таким режимом иногда имеют второй генератор, встроенный в основной прибор и обеспечивающий качание частоты. Качание может осуществляться по линейному или логарифмическому закону. 5) Режим модуляции, в котором выходной сигнал одного генератора модулируется другим генератором путем амплитудной, частотной или фазовой модуляции. 6) Режим фазовой автоподстройки частоты, в котором генератор функций синхронизован по фазе с входным сигналом. Таким образом два генератора могут быть синхронизованы друг с другом, так что их выходные сигналы имеют постоянный фазовый сдвиг по отношению друг к другу. Некоторые генераторы функций допускают также регулируемое включение

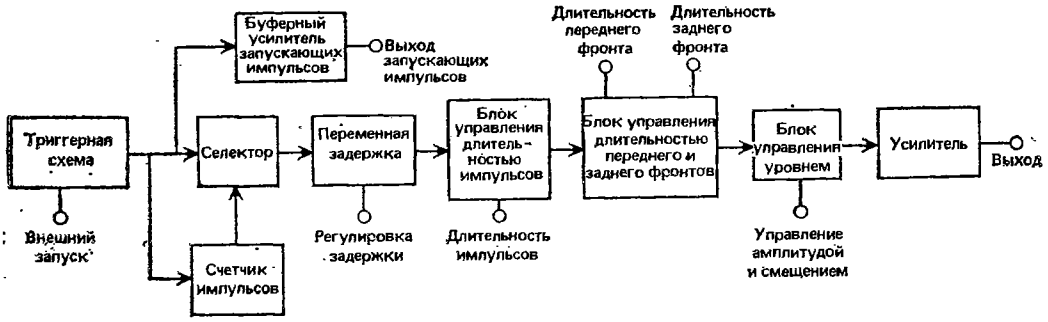


Рис. 9.19. Блок-схема генератора импульсов.

и выключение фазовой синхронизации. Это позволяет, например, преобразовать синусоидальную волну в волну, описываемую функцией $\mathrm{hav}\,x=(\mathrm{vers}\,x)/2=(1-\cos x)/2$, как показано на рис. 9.20.

9.4.5.1. Генератор произвольных импульсов. Эти генераторы представляют собой генератор функций, в котором оператор может записать в памяти и генерировать импульсы желаемой формы. Эти приборы обладают большой гибкостью, но их применение ограничено диапазоном низких частот. Импульсы произвольной формы генерируются двумя методами:

1) Путем представления требуемой формы импульса в виде серии точек на координатной сетке и записи этой картины в оперативной памяти прибора. При считывании можно воспроизвести форму импульса с использованием линейной интерполяции между точками. Типичная система может запомнить 1000 временных точек и 4000 амплитудных точек, что дает частоту порядка 5 кГц. Число точек на сетке обычно можно менять; чем больше число точек, тем меньше скорость, но выше разрешение.

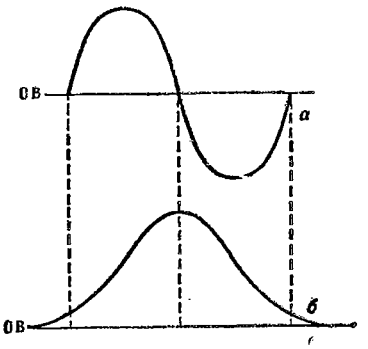


Рис. 9.20. Генератор функции $\mathrm{hav}\,x$ из синусоидального сигнала.

2) Путем записи в память последовательности векторов и использования их в качестве касательных при построении формы импульса. Концы векторов соединяются, чтобы получить форму импульса, но длину и ориентацию векторов можно менять в широких пределах. В типичной системе можно выделить 200 векторов в течение генерации импульса определенной формы с минимальным интервалом 0,1 мс при максимальной выходной частоте порядка 1 кГц.

Векторный метод генерации импульса произвольной формы более точен, чем точечный метод, так как можно использовать много векторов на искривленных участках и меньше на прямолинейных участках. Векторный метод более медленный, так как каждый вектор нужно генерировать в виде отдельной линии определенного наклона.

Глава 10

СЧЕТЧИКИ И ТАЙМЕРЫ

10.1. Введение

Частота и временной интервал — фундаментальные физические величины, для измерения которых необходимы электронные приборы. Существует множество различных типов счетчиков для проведения этих измерений: одни из них являются средствами общего назначения, другие предназначены для решения специфических задач, но те и другие основываются на общих принципах и строятся из одних и тех же основных элементов.

В этой главе сначала рассмотрены принципы действия счетчиков и основные технические требования, которые следует учитывать при их выборе. Затем описаны различные режимы работы счетчиков, включая модификации, предназначенные для измерений на высоких частотах. Глава завершается описанием возможных погрешностей при использовании счетчиков и путей их уменьшения.

10.2. Принципы действия счетчиков

Принципиальная схема счетчика представлена на рис. 10.1. Входные сигналы могут не быть чисто прямоугольными и могут иметь слишком большую или недостаточную амплитуду. Устройство согласования по уровню ослабляет или усиливает сигнал; преобразует постоянный ток в переменный, чтобы устранить нежелательное постоянное смещение; изменяет крутизну фронтов сигнала; сжимает сигнал с помощью триггера Шмитта, который вводит в систему гистерезис и делает ее менее чувствительной к шумам. В некоторых счетчиках можно управлять полосой гистерезиса и рабочей точкой триггера.

Генерация селекторных (квантующих) импульсов осуществляется с помощью стабильного генератора, как правило, кварцевого, с температурной компенсацией или термостатированного. Частота этого генератора обычно составляет от 1,5 до 10 МГц.

Входной и селекторный сигналы подаются на программируемые делители, которые обеспечивают независимое управление этими сигналами в различных режимах работы (см. разд. 10.3). Режим обычно выбирается с помощью переключателя режимов, расположенного на передней панели прибора.

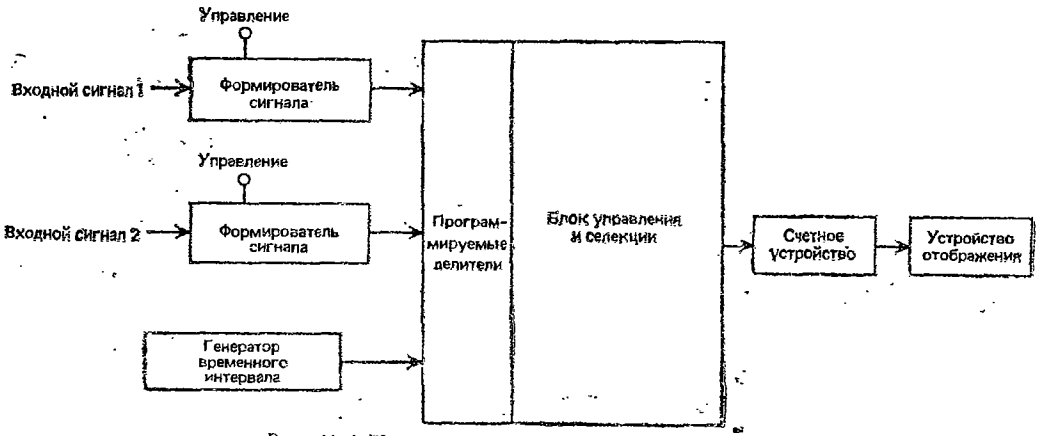


Рис. 10.1. Принципиальная блок-схема счетчика

Системы управления и временной селекции состоят из интегральных схем, таких, как триггеры, регистры, счетчики и временные селекторы. Большинство современных приборов содержит микропроцессоры (*F. F. Mazda.* Integrated Circuits. C. U. P., 1978. Имеется перевод: Ф. Ф. Мейзда. Интегральные схемы: технология и применения. — М.: «Мир», 1981.) Эти схемы определяют путь сигнала в приборе, что обеспечивает требуемый режим работы.

Блок счета определяет число импульсов, прошедших через селектор, и отображает это число на дисплее. В дисплеях используются различные технические решения: светодиоды, жидкие кристаллы, вакуумная флуоресценция, электронно-лучевые трубки.

Основной принцип измерения частоты, периода или интервалов времени состоит в сравнении неизвестной величины с эталоном с помощью селекции импульсов. Для примера на рис. 10.2

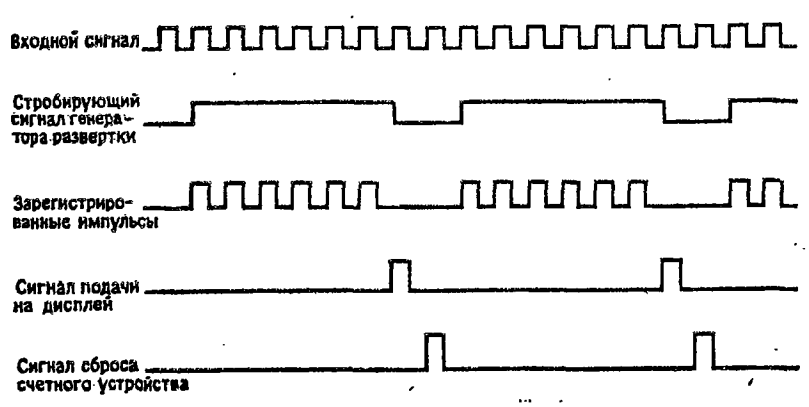


Рис. 10.2. Пример цикла измерения частоты.

проиллюстрирован цикл измерения частоты. Селектор открывается на время длительности селекторного импульса, и прошедшие через него за это время импульсы (на рисунке их шесть) регистрируются блоком счета и затем подаются на дисплей. После этого блок счета сбрасывается и готов к следующему циклу. Зная длительность селекторного импульса (например, 1 мкс в рассматриваемом случае), можно рассчитать частоту (6 кГц) и показать ее значение на цифровом индикаторе.

10.3. Режимы измерений

Счетчик можно использовать в нескольких режимах для измерения различных параметров, основными из которых являются частота, период, отношение временных интервалов; применяется также режим суммирования. Во всех этих режимах работают

одни и те же основные блоки, показанные на схеме рис. 10.1, но они соединяются по-разному с помощью системы управления и селекции.

10.3.1. Измерение частоты. Этот режим работы счетчика (частотомера) применяется, пожалуй, чаще всего и проиллюстрирован на рис. 10.2. Схема селекции показана на рис. 10.3, *а*, где генератор селекторных импульсов управляет включением и выключением селектора. Если генератор открывает селектор на время t и в течение этого времени счетчик регистрирует n импульсов входного сигнала, то частота сигнала равна n/t. На-

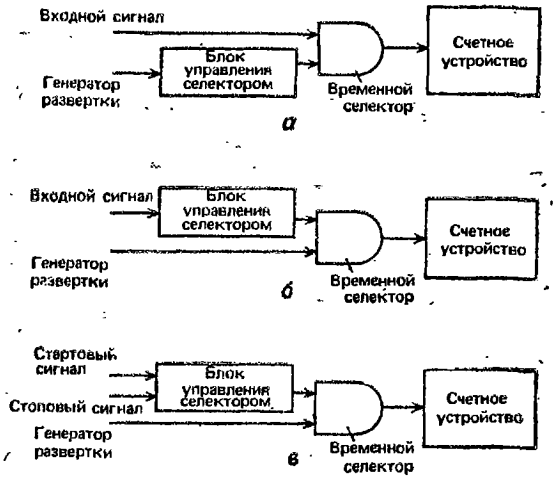


Рис. 10.3. Режимы измерения счетчиков: *а* — измерение частоты (возможно измерение отношений частот), *б* — измерение периода, *в* — измерение временны́х интервалов (возможно суммирование).

пример, если за 0,1 мс регистрируется 10 000 импульсов, то частота равна 100 кГц.

Выпускается несколько вариантов частотомеров. Для повышения точности измерений берется несколько отсчетов и их значения усредняются. Эта процедура называется *усреднением частоты* и основывается на предположении, что погрешности обусловлены случайными факторами и при усреднении по большому ансамблю стремятся к нулю. Разумеется, усреднение замедляет определение частоты и может применяться лишь для сигналов повторяющейся формы.

Частотомеры обладают и возможностью нормированного счета, при котором частота на дисплее равна измеряемой частоте, умноженной на некоторую константу. Значение этой кон-

станты устанавливается ручкой на передней панели прибора или закладывается в его память.

10.3.2. Измерение периода. Период — это длительность одного полного цикла колебаний, т. е. величина, обратная частоте. Схема селекции для этого случая представлена на рис. 10.3, *б*. Теперь входной сигнал управляет включением и выключением селектора. Счетчик суммирует квантующие импульсы в течение времени, когда селектор открыт. Методы усреднения периода по последовательности повторяющихся сигналов повышают точность измерений.

Измерения периода более точны, чем измерения частоты, для низкочастотных сигналов, что описано подробнее в разд. 10.5.

10.3.3. Измерение отношений. В этом режиме определяется отношение частот двух входных сигналов. Схема измерения представлена на рис. 10.3, *а*, в этом случае сигнал более высокой частоты подается на сигнальный вход, а сигнал более низкой частоты подается вместо селекторных импульсов. Следовательно, низкочастотный сигнал открывает и закрывает селектор импульсов, а блок счета регистрирует импульсы высокочастотного сигнала. Если селектор открывается на один низкочастотный цикл, то счетчик регистрирует отношение частот непосредственно, хотя для увеличения точности можно провести усреднение по нескольким циклам.

10.3.4. Измерение интервалов времени. В этом режиме, проиллюстрированном на рис. 10.3, *в*, селектор управляется отдельными старт- и стоп-сигналами, а счетчик суммирует квантующие импульсы со стабильной частотой повторения за время, когда селектор открыт, и определяет его продолжительность. Формирование старт- и стоп-сигналов может обеспечиваться благодаря различной реакции прибора на возникающие в нем режимы. Например, старт-сигнал может получаться от переднего фронта измеряемого импульса, а стоп-сигнал — от заднего фронта, в этом случае счетчик регистрирует длительность импульса.

Разрешение при измерении интервалов времени зависит от быстродействия генератора квантующих импульсов. Например, при частоте 500 МГц разрешение составит 2 нс. Применение методов измерения интервалов времени к повторяющимся сигналам позволяет получить разрешение в пикосекундном диапазоне. При измерении столь малых интервалов времени важное значение имеет быстродействие отпирающей и запирающей схем. Важно также, чтобы задержки в отпирающем и запирающем каналах были одинаковыми.

10.3.5. Суммирование. Схема измерений в этом случае подобна изображенной на рис. 10.3, *в*, за исключением того, что вместо импульсов от внутреннего генератора подаются сигнальные импульсы, подлежащие суммированию. Блок счета в этом случае измеряет число импульсов, которые появляются между старт- и стоп-сигналами. Эти сигналы могут включаться ручками на передней панели прибора или возникать при определенных режимах системы, как в разд. 10.3.4.

Вариантом режима суммирования является счетчик с предварительной установкой. В этом случае подсчитанное значение поступает в память прибора, а выходной сигнал появляется, лишь когда число импульсов, просуммированное прибором, превысит заранее установленное значение. Счетчики с предварительной установкой широко используются в обрабатывающих отраслях промышленности, в частности для установки пределов.

10.4. Спецификация счетчиков

Существует два варианта спецификации: по входным параметрам, т. е. по системам формирования входного сигнала, и по режимам работы.

10.4.1. Входные параметры. В этом разделе рассмотрено семь параметров, хотя в спецификации приборов включаются и другие параметры.

1. *Чувствительность.* Это минимальный на заданной частоте уровень входного сигнала, который может быть зарегистрирован прибором. Чувствительность обычно дается через среднее квадратическое значение синусоидального входного сигнала. Если входной сигнал имеет импульсный характер, то минимальная чувствительность определяется как деленное на $2\sqrt{2}$ указанное в спецификации значение для синусоидального сигнала. Следовательно, для сигнала, проиллюстрированного на рис. 10.4, чувствительность, соответствующая синусоидальному сигналу, будет равна $(V_H - V_L)/2\sqrt{2}$.

Чувствительность определяется главным образом коэффициентом усиления входного усилителя и гистерезисом триггера Шмитта. Она зависит от частоты, поэтому может быть указана для нескольких частотных диапазонов. Чувствительность к сигналу двойной амплитуды представляет собой разность между двумя порогами срабатывания, как показано на рис. 10.4. Импульс будет регистрироваться счетчиком лишь в том случае, если он превзойдет оба пороговых напряжения, что позволяет уменьшить влияние шумов и переходных процессов.

2. *Диапазон.* Здесь имеется в виду диапазон частот входного усилителя. Он обычно зависит от того, применяется ли связь на

переменном или постоянном токе, поскольку на переменном токе регистрация низких частот ограничена.

3. *Уровень переключения.* Если на вход поступает последовательность только положительных или только отрицательных импульсов, как на рис. 10.5, *а*, то такой сигнал не будет превосходить оба порога срабатывания прибора и не будет регистрироваться. Большинство счетчиков имеет устройство для сдвига уровня переключения на фиксированное или непрерывно меняющееся значение, как на рис. 10.5, *б*, что обеспечивает регистрацию импульсов. Положение уровня переключения обычно определяется значением напряжения в центре полосы гистерезиса.

4. *Связь на переменном и постоянном токе.* Сигнал с постоянным смещением может не регистрироваться счетчиком,

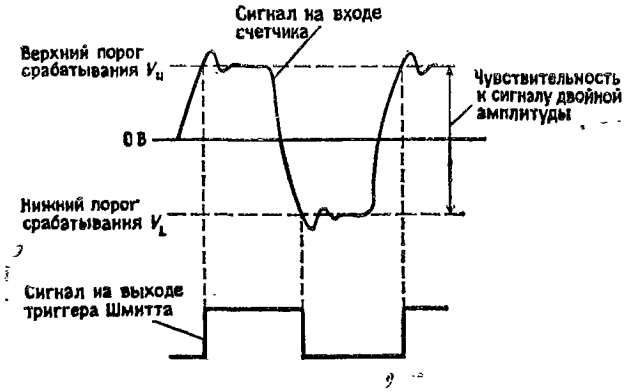


Рис. 10.4. Влияние триггера Шмитта на работу счетчика.

если не пересекает оба порога срабатывания. Этот эффект аналогичен показанному на рис. 10.5, *а* и может быть преодолен смещением триггерного уровня. Однако постоянное смещение можно устранить и выбором связи на переменном токе для симметричных или синусоидальных сигналов. В этом случае напряжение будет совершать колебания относительно нулевого уровня.

5. *Рабочий диапазон сигнала* — это диапазон напряжений входного сигнала, в котором работает счетчик.

6. *Динамический диапазон* — это максимальный размах сигнала относительно середины диапазона вариаций триггерного уровня, который приемлем для входного усилителя. Если сигнал выйдет за границы динамического диапазона, произойдет насыщение усилителя и возникнут погрешности.

7. *Уровень повреждения* — это максимальное напряжение, которое может выдержать входной усилитель без повреждения.

Значение уровня повреждения может изменяться в зависимости от введенного в систему поглощения.

10.4.2. Выбор рабочего режима. В этом разделе мы рассмотрим четыре группы параметров.

1. *Диапазон* — размах значений параметра от минимума до максимума, которые могут быть измерены и представлены на дисплее. Выбор параметра зависит от режима работы прибора. Например, это может быть диапазон частот или диапазон интервалов времени.

2. *Разрешение* — способность прибора различать две очень близко расположенные частоты. Иными словами, это наименьшее изменение входного сигнала, которое может быть зарегистрировано и представлено на дисплее.

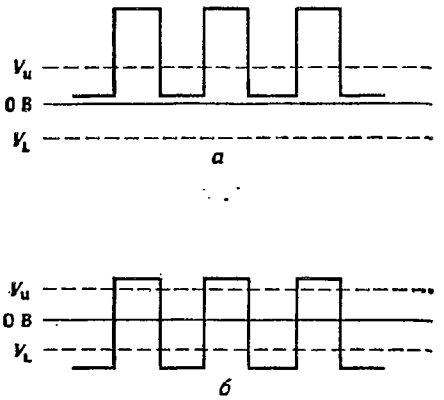


Рис. 10.5. Влияние сдвига триггерного уровня: *а* — сдвиг отсутствует, *б* — положительный сдвиг.

Разрешение определяется максимальной разностью между двумя последовательными отсчетами при неизменном уровне сигнала и вызывается случайными отклонениями, связанными с погрешностями квантования и запуска. По какому параметру рассматривается разрешение, зависит от режима работы прибора; например, речь может идти о разрешении по частоте или периоду.

3. *Точность* является мерой близости зарегистрированного значения к истинному значению параметра. Расхождения обусловлены систематическими погрешностями (например, погрешностями задержки в канале, отклонениями длительности селекторных импульсов, смещениями триггерного уровня) или случайными погрешностями (например, ошибками квантования или кратковременной нестабильностью генератора селекторных

импульсов). Эти погрешности описаны более подробно в разд. 10.7.

4. *Минимальное мертвое время.* Этот термин используется при измерениях временных интервалов для обозначения минимального времени между стоп-сигналом при предыдущем измерении и старт-сигналом при очередном измерении.

10.5. Низкочастотные измерения

Проблема измерения низкочастотного сигнала состоит в необходимости длительного времени для проведения измерений с хорошим разрешением. Например, обычный метод позволяет измерить частоту 0,1 Гц за 10 с с разрешением 1 Гц. Измерение частоты 100 Гц возможно за 1 с с разрешением 0,01 Гц.

Для измерения низких частот используются два метода. В первом из них входная частота умножается в 100 или 1000 раз перед поступлением в каскад счета. Затем выходной сигнал делится на то же число перед подачей на дисплей. Умножение частоты выполняется в умножителе с фазовой автоподстройкой частоты (*F. F. Mazda.* Integrated Circuits. C U. P., 1978), при этом разрешение прибора увеличивается во столько же раз.

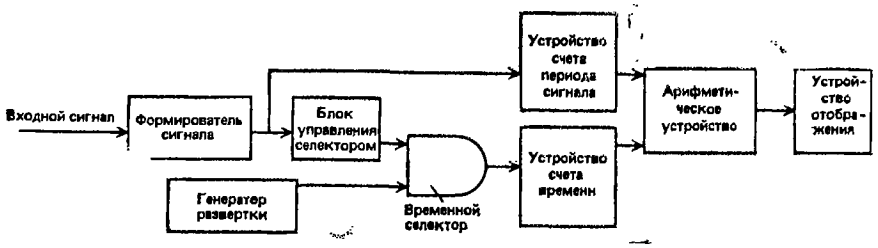


Рис. 10.6. Блок-схема счетчика обратных временных интервалов.

Другим методом измерения низких частот является счет обратных временных интервалов, т. е. измерение периода. Затем находится частота сигнала как величина, обратная периоду. На рис. 10.6 приведена блок-схема такого счетчика. В ней содержатся два блока счета, один — для сигнала, другой — для квантующих импульсов. Счетчик квантующих (селекторных) импульсов отпирается и запирается сигналом, так что регистрируется число квантующих импульсов за один цикл сигнала. Зная период генератора квантующих импульсов, можно рассчитать период сигнала в арифметическом блоке и представить его на дисплее. Можно также применить метод усреднения периода, при котором селектор остается открытым в течение нескольких циклов сигнала и показания счетчика квантующих импульсов делятся на показания счетчика циклов сигнала, а затем

умножаются на период квантующих импульсов. Если частота входного сигнала 1 Гц, а частота повторения квантующих импульсов 1 МГц, то счетчик обратных временных интервалов имеет теоретическое разрешение 10^{-6} при времени измерения 1 с.

10.6. Высокочастотные измерения

Быстродействие логических схем, используемых при изготовлении современных счетчиков, обычно ограничивает диапазон их применимости частотами до 1 ГГц. По мере совершенствования компонентов этот предел будет повышаться, но пока для измерения частот выше 500 МГц применяются различные формы преобразования с понижением частоты, описанные ниже.

10.6.1. Предварительный пересчет. Этот метод заключается в делении частоты входного сигнала на 2 или 4 и последующем измерении обычным методом, проиллюстрированным на рис. 10.3, *а*. Истинное значение частоты представляется на дисплее после умножения измеренной частоты на тот же коэффициент или соответствующего снижения частоты квантующих импульсов, т. е. увеличения времени, в течение которого селектор находится в открытом состоянии.

В методе предварительного пересчета работа на высоких частотах обеспечивается относительно простой пересчетной схемой. Этот метод применим на частотах примерно до 2 ГГц.

10.6.2. Гетеродинный преобразователь с понижением частоты. В счетчике с гетеродинным преобразователем с понижением частоты высокочастотный входной сигнал подается в смеситель, где взаимодействует с высокостабильным сигналом от внутреннего источника. Этот внутренний сигнал получается путем умножения частоты генератора селекторных импульсов и подачи полученного напряжения на генератор гармоник, который генерирует набор частот с интервалом f_t между ними (рис. 10.7). Типичные значения f_t лежат в пределах от 10 до 500 МГц. Одна из этих частот, Nf_t, затем выделяется перестраиваемым фильтром и направляется в смеситель. Именно разностная частота $(f_i - Nf_t)$ поступает с усилителя на блок счета.

Значение N выбирается в приборе автоматически. Выбор начинается со значения $N=1$ и затем продолжается, последовательно пробегая все значения, с помощью перестраиваемого фильтра, пока сигнал на выходе усилителя не попадет в полосу прибора. Соответствующее значение N учитывается и к зарегистрированному значению $(f_i - Nf_t)$ добавляется Nf_t, после чего на дисплее отображается искомая входная частота f_i.

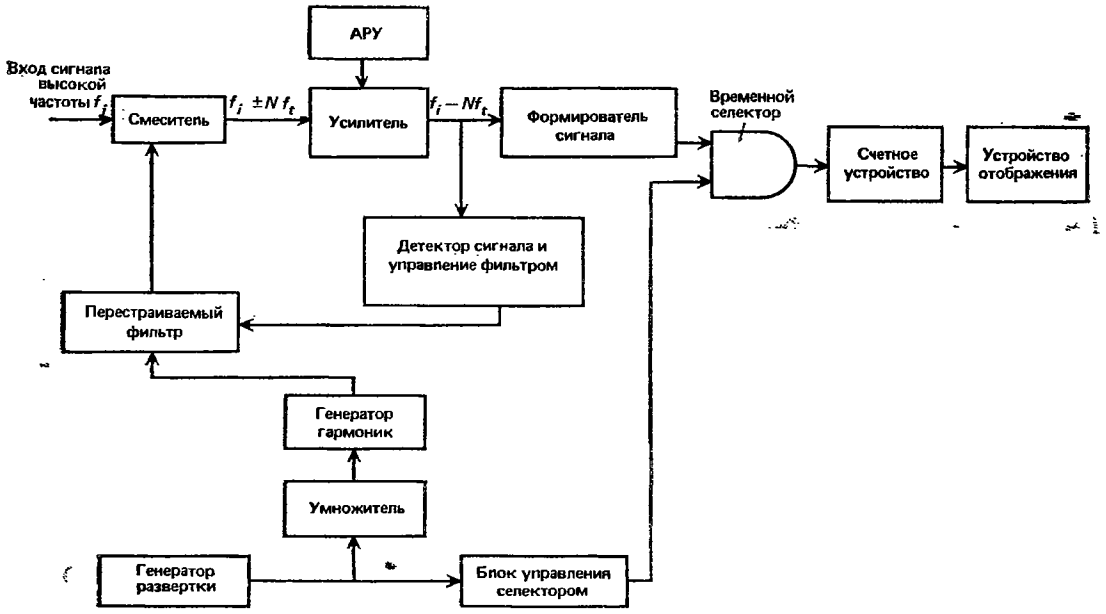


Рис. 10.7. Блок-схема счетчика на основе гетеродинного преобразователя с понижением частоты.

Автоматическая регулировка усиления обеспечивает помехозащищенность системы, так как регистрируется только максимальный сигнал в полосе пропускания усилителя.

10.6.3. Преобразователь с понижением частоты на генераторе с фазовой автоподстройкой низкой частоты по высокой. В этой системе, представленной на рис. 10.8, реализована фазовая автоподстройка низкочастотного генератора по сверхвысокой частоте входного сигнала. Нижняя частота, f_i/N, теперь может быть измерена обычным методом: как правило, она лежит в диапазоне 10—200 МГц. Вторая петля фазовой автоподстройки частоты используется для определения значения N, которое подается в делитель частоты и обеспечивает соответствующее снижение частоты повторения селекторных импульсов, так что блок счета фиксирует значение f_i.

10.6.4. Преобразователь с понижением частоты на основе гетеродина и синтезатора гармоник. Как следует из названия, эта система представляет собой комбинацию методов гетеродинирования и фазовой автоподстройки низкой частоты по высокой. Высокочастотный входной сигнал f_i смешивается с сигналом переменной более низкой частоты Nf_s от внутреннего синтезатора частот. Разностная частота $f_i—Nf_s$ измеряется с помощью гетеродинного преобразователя. Отношение N определяется методом фазовой автоподстройки частоты, как в преобразователе, описанном в предыдущем разделе, а результат находится прибавлением Nf_s к значению, зафиксированному счетчиком, и подается на дисплей.

10.6.5. Сопоставление методов. Основные различия между рассмотренными методами измерений представлены в табл. 10.1. Амплитудная дискриминация представляет собой способность счетчика к измерению сигнала в присутствии других, более слабых сигналов. ЧМ- и АМ-устойчивость — это способность счетчика к измерению модулированных сигналов. Другие параметры, приведенные в табл. 10.1, определены в разд. 10.4.

Преобразователь на основе гетеродина и синтезатора гармоник может измерять самые высокие частоты, но характеризуется также максимальной продолжительностью накопления данных. АМ-устойчивость хуже всего у гетеродинного преобразователя, а ЧМ-устойчивость — у преобразователя с фазовой автоподстройкой частоты. Преобразователь с фазовой автоподстройкой частоты и преобразователь на основе гетеродина и синтезатора гармоник обладают наилучшей амплитудной дискриминацией.

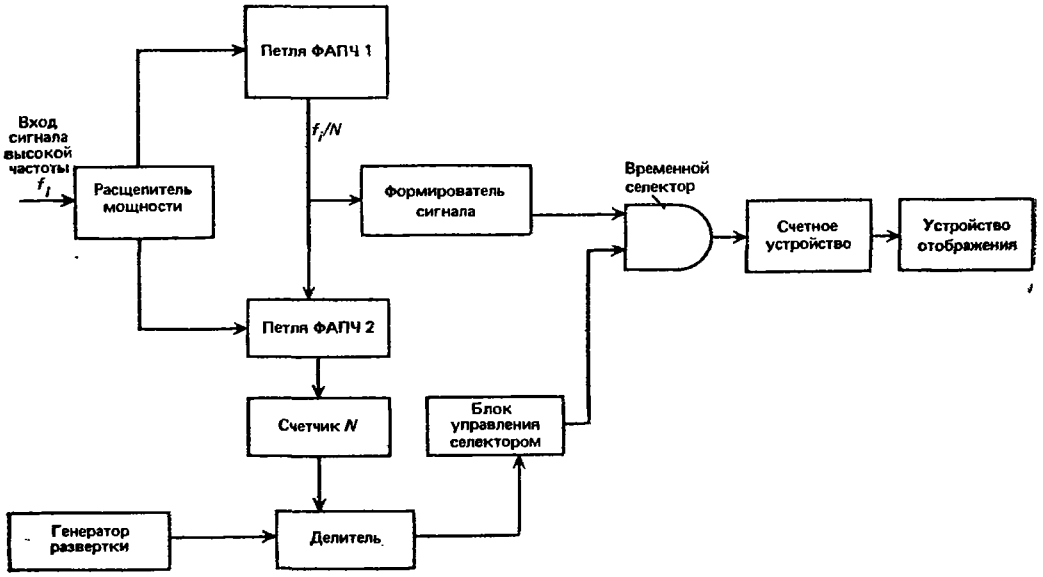


Рис. 10.8. Блок-схема счетчика с преобразователем на осиове генератора с фазовой автоподстройкой низкой частоты по высокой.

Таблица 10.1

Сопоставление методов измерения высокой частоты

Параметр	Прямая временная селекция	Предварительный пересчет	Гетеродинный преобразователь	Генератор с фазовой автоподстройкой частоты	Гетеродин с синтезатором гармоник
Диапазон частот	700 МГц	2 ГГц	25 ГГц	30 ГГц	40 ГГц
Время захвата	Мгновенно	Мгновенно	150 мс	150 мс	400 мс
Амплитудная дискриминация	Регистрируются все сигналы в диапазоне частот	Регистрируются все сигналы в диапазоне частот	3—30 дБ	2—10 дБ	2—10 дБ
Устойчивость к амплитудной модуляции	>90%	>90%	<50%	>90%	>90%
Устойчивость к частотной модуляции	Соответствует диапазону частот	Соответствует диапазону частот	30—40 МГц (размах девиации частоты)	1—10 МГц (размах девиации частоты)	10—50 МГц (размах девиации частоты)
Отношение сигнала к шуму	>60 дБ	>60 дБ	40 дБ	20 дБ	20 дБ
Чувствительность	—30 дБм	—30 дБм	—30 дБм	—35 дБм	—30 дБм
Динамический диапазон	>90 дБ	>50 дБ	40 дБ	40 дБ	40 дБ
Время селекции при заданном разрешении*	$1/R$	N/R	$1/R$	N/R	$1/R$

* R — разрешение, N — номер гармоники или коэффициент предварительного пересчета.

10.7. Погрешности измерений

Погрешности счетчиков обусловлены четырьмя основными причинами: погрешностями генератора селекторных (квантующих) импульсов, селектора, запуска и систематическими погрешностями. Не все эти погрешности характерны для каждого режима измерений. В табл. 10.2 указано, какие типы погрешностей присущи каждому из методов. Например, измерения частоты подвержены погрешностям частоты генератора селекторных импульсов и селектора; систематические погрешности существенны только при измерениях интервалов времени.

Таблица 10.2

Типы погрешностей и режимы измерений, в которых они возникают

Тип погрешности	Режим измерений		
	Измерение частоты	Измерение периода	Измерение временного интервала
Погрешность частоты селекторных импульсов	+	+	+
Погрешность селектора	+	+	+
Погрешность запуска	—	+	+
Систематическая погрешность	—	—	+

10.7.1. Погрешности частоты селекторных импульсов. Эти погрешности обусловлены изменениями частоты внутреннего генератора селекторных импульсов. Существует несколько причин этих погрешностей.

1. Начальная ошибка обусловлена неточной калибровкой. Счетчики обычно калибруются путем сравнения с сигналами стандартной частоты, передаваемыми радиовещательными станциями.

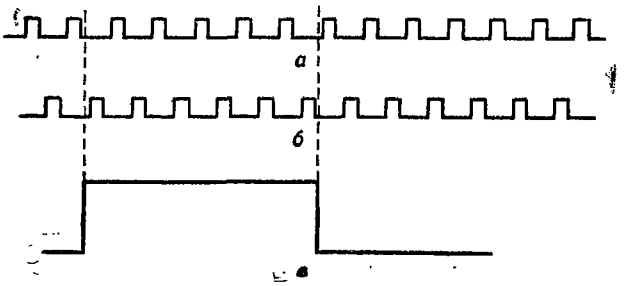


Рис. 10.9. Проявление погрешности временно́го селектора: *а* — входной сигнал, *б* — входной сигнал, сдвинутый по фазе, *в* — селекторный импульс.

2. Кратковременная нестабильность — это быстрые изменения частоты, вызванные действием ударов, вибрации, скачков напряжения. Их влияние можно уменьшить, выполняя измерения в течение длительного времени и затем усредняя результаты.

3. Долговременная нестабильность обусловлена главным образом старением кварцевого генератора, что приводит к дрейфу частоты. Старение особенно сказывается на начальном этапе срока службы кристалла и может быть уменьшено термостатированием прибора.

Погрешность частоты селекторных импульсов не зависит от измеряемой частоты. Если частота импульсов должна составлять 1 МГц, а в действительности равна 1 000 010 Гц, то погрешность прибора будет равна 0,001% независимо от того, измеряется ли сигнал частотой 1 или 100 кГц.

10.7.2. Погрешность временного селектора. Она известна также под названием ошибки счета ± 1 и проиллюстрирована на рис. 10.9. Для сигнала, приведенного на рис. 10.9, *а*, счетчик зарегистрирует за период между отпиранием и запиранием селектора пять импульсов, но для сигнала, слегка сдвинутого по фазе, как на рис. 10.9, *б*, будет зарегистрировано шесть импульсов.

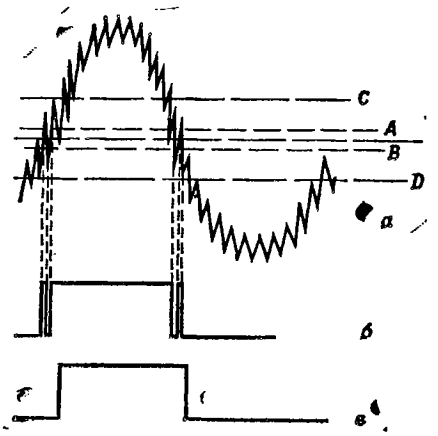


Рис. 10.10. Погрешность запуска из-за наложения шума на сигнал, приводящая к лишним отсчетам: *а* — входной сигнал, *б* — сигнал на входе счетчика при порогах срабатывания *AB*, *в* — сигнал на входе счетчика при порогах срабатывания *CD*.

Погрешность селектора дает ошибку счета ± 1 в младшем разряде конечного результата. Эта погрешность обратно пропорциональна измеряемой частоте и времени, на которое отпирается селектор, и на низких частотах может быть очень большой. Поэтому на низких частотах лучше измерять период. В общем случае, если f_T — частота внутреннего генератора селекторных импульсов, то для сигналов с частотами ниже $(f_T)^{1/2}$ рекомендуется режим измерения периода, а для сигналов с более высокими частотами — режим измерения частоты. В этом случае погрешность составляет $100(f_T)^{-1/2}\%$. Погрешность селектора уменьшается также в режиме с усреднением.

10.7.3. Погрешность запуска. Погрешность запуска возникает преимущественно из-за шумов во входном сигнале или входном канале счетчика. При измерениях периода и интервалов времени входной сигнал отпирает и запирает управляющий селектор счетчика. Шумовая составляющая сигнала может привести к ошибочному отпиранию селектора.

На рис. 10.10, *а* проиллюстрирована форма сигнала с наложенным на него шумом. Как показано на рис. 10.10, *б*, такой сигнал приводит к ошибкам в счете. Каждый раз, когда шумо-

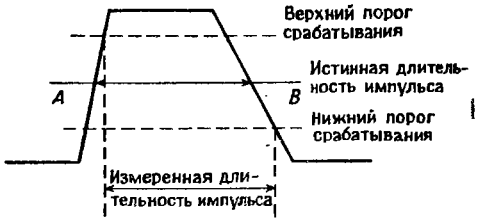


Рис. 10.11. Погрешность запуска, приводящая к ошибочному измерению длительности импульса с асимметричными передним и задним фронтами.

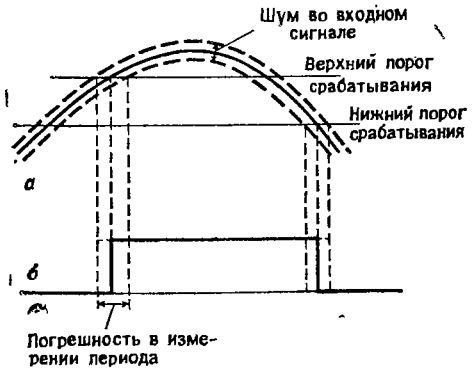


Рис. 10.12. Погрешность запуска, приводящая к разбросу результатов измерения длительности: *а* — входной сигнал, *б* — сигнал, измеряемый счетчиком.

вой пичок пересекает верхний и нижний пороги срабатывания, происходит ошибочный отсчет. Если при таких измерениях пороги срабатывания отстоят дальше друг от друга, например, как уровни *C* и *D* на рис. 10.10, *а*, влияние шума исключается.

На рис. 10.11 показан сигнал с разными временами нарастания и спада. В этом случае измеренная длительность импульса превышает истинную. Погрешность можно уменьшить, сблизив пороги срабатывания, так чтобы они почти совпадали с медианной линией *AB*.

Шум, наложенный на пологий входной сигнал, приводит к дрожанию при измерении длительности (рис. 10.12). Его влияние можно уменьшить сокращением длительности фронтов сигнала и сужением зоны, в которой проявляется гистерезис, т. е. уменьшением времени прохождения сигнала через эту зону.

10.7.4. Систематическая погрешность. Систематическая погрешность возникает при измерениях интервалов времени. Она обусловлена главным образом рассогласованием между задержками на распространение и временами нарастания в отпирающем и запирающем каналах прибора, а также различиями задержек во внешних проводниках, подводящих сигнал к прибору.

Глава 11

АНАЛИЗ СИГНАЛОВ

11.1. Введение

Анализ электрических сигналов необходим во многих областях науки и техники. Приборы для такого анализа включают анализаторы спектра, анализаторы гармоник, измерители нелинейных искажений, анализаторы звука и измерители коэффициента модуляции. Последние три типа приборов используются преимущественно для акустических измерений и анализа систем связи и описаны в гл. 14 и 15. В данной главе рассмотрены принципы действия анализаторов гармоник и спектра, а также вопросы измерения шумов.

Все приборы для анализа сигналов измеряют основные частотные характеристики сигналов, но различными методами. В анализаторе спектра осуществляется сканирование по диапазону частот сигнала и на экране строится зависимость амплитуды от частоты. Его рабочий диапазон простирается примерно от 0,02 Гц до 250 ГГц. Анализатор гармоник представляет собой селективный вольтметр, который можно перестраивать с высокой точностью и измерять амплитуду на отдельной частоте в полосе от 10 Гц до 40 МГц.

Измерители нелинейных искажений работают в диапазоне 5 Гц — 1 МГц и определяют долю энергии сигнала за пределами определенной полосы частот. Иначе говоря, прибор отстраивается от основной гармоники и регистрирует все высшие гармоники. Анализатор звука подобен измерителю нелинейных искажений, но может выполнять и другие функции, например измерять шумы. Измерители коэффициента модуляции (модулометры) настраиваются на исследуемый сигнал и восстанавливают форму огибающей АМ-, ЧМ- или ФМ-сигнала, которая затем подается на дисплей или подвергается дальнейшему анализу.

11.2. Анализатор гармоник

Анализатор гармоник носит также названия селективного или частотно-селективного вольтметра или вольтметра несущей частоты. Он применяется для измерения амплитуды сложного сигнала на отдельной частоте, например для измерения амплитуды в присутствии шумов.

Существует два типа анализаторов гармоник в зависимости от диапазона частот. Для измерений в диапазоне звуковых частот сигнал ослабляется до необходимого уровня и усиливается. Затем он пропускается через узкополосный фильтр, который настраивается с целью выделения нужной частоты. Сигнал этой частоты усиливается и поступает на выходной индикатор. Индикатор обычно состоит из аналогового измерителя, который определяет амплитуду на выделенной частоте, и механического или электронного цифрового отсчетного устройства, которое указывает выбранную частоту.

Прибор обладает очень узкой полосой — около 1% значения выделенной частоты.

Для измерений на частотах мегагерцевого диапазона применяют гетеродинный анализатор гармоник, схема которого изображена на рис. 11.1. Входной сигнал проходит через аттенюатор и усилитель, а затем смешивается с сигналом гетеродина. Гетеродин настраивается так, чтобы на выходе получался сигнал фиксированной частоты, соответствующей полосе усилителя промежуточной частоты. Затем этот сигнал смешивается с выходным сигналом второго управляемого кварцевого генератора, частота которого выбирается так, чтобы центр полосы частот на выходе смесителя соответствовал нулевой частоте. С выхода смесителя сигнал поступает на активный фильтр с управляемой шириной полосы, который пропускает выделенную частоту к индикатору.

Хорошая стабильность частоты в анализаторе гармоник достигается с помощью синтезаторов частоты, которые имеют высокие точность и разрешение, или методом автоматической подстройки частоты (АПЧ). В системе с АПЧ гетеродин синхронизуется сигналом, что исключает дрейф между ними.

11.3. Анализатор спектра

Анализатор спектра — это анализатор гармоник с электронным сканированием частоты и представлением результатов на экране электронно-лучевой трубки. В этом разделе описаны принципы работы и характеристики анализаторов спектра (спектроанализаторов). Их применения рассмотрены в соответствующих главах части 3.

Рис. 11.2 иллюстрирует принципиальное различие между изображениями на экранах осциллографа и спектроанализатора. Осциллограф показывает зависимость амплитуды сигнала от времени, поэтому принято говорить, что он работает во временной области. Спектроанализатор показывает зависимость амплитуды от частоты, т. е. работает в частотной области. Прибор разлагает сигнал на отдельные частотные компоненты и

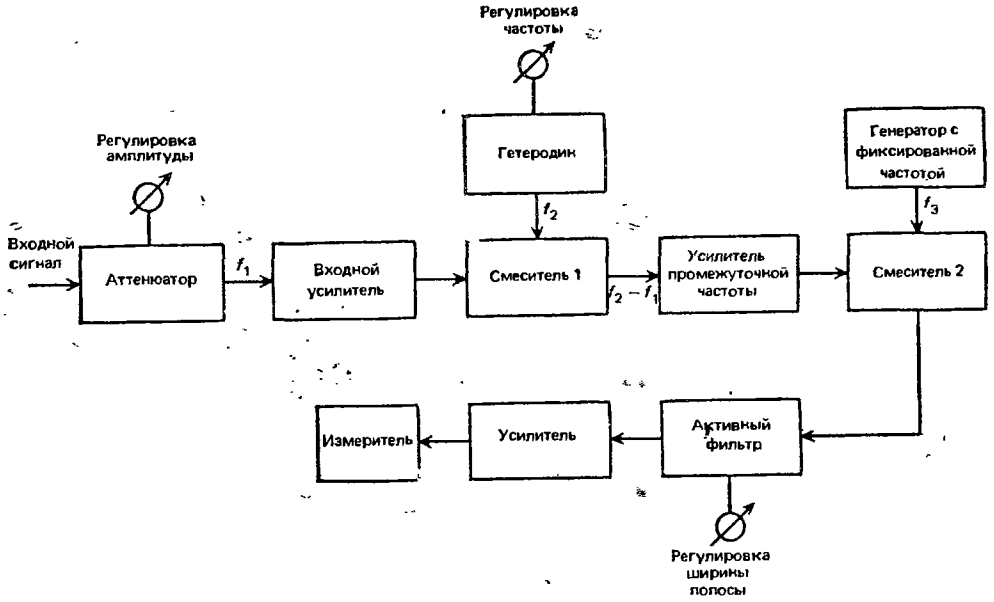


Рис. 11.1. Блок-схема гетеродинного анализатора гармоник.

представляет их на экране электронно-лучевой трубки (ЭЛТ) в виде ряда вертикальных линий. Положение каждой линии на экране соответствует ее частоте, а длина линии отражает амплитуду сигнала на данной частоте. Преимущество анализатора спектра перед осциллографом видно на рис. 11.2. Осциллограф показывает, что форма сигнала близка к синусоидальной, на экране анализатора каждая составляющая спектра видна отдельно, что позволяет более точно измерить искажения.

Существует два основных типа спектроанализаторов: работающие в реальном времени (параллельные) и в режиме сканирования частоты (последовательные). Они описаны в разд. 11.3.2 и 11.3.3.

11.3.1. Характеристики анализатора спектра. В данном разделе рассмотрен ряд основных параметров, определяющих характеристики анализатора спектра. Они относятся преимущественно к супергетеродинному сканирующему анализатору (см. разд. 11.3.3), который является в настоящее время наиболее распространенным типом анализатора.

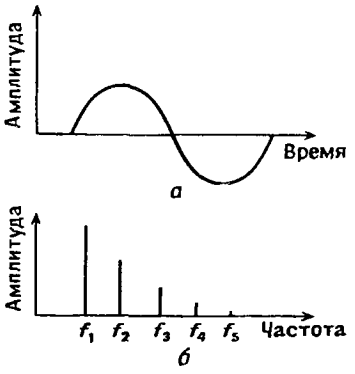


Рис. 11.2. Различие между представлением сигнала на экранах осциллографа и анализатора спектра: *а* — зависимость амплитуды от времени на экране осциллографа; *б* — зависимость амплитуды от частоты на экране анализатора спектра.

Разрешение анализатора — это его способность различать сигналы соседних частот, она определяется самой узкой полосой прибора на промежуточной частоте (ПЧ). Если, например, полоса составляет 1 кГц, это означает минимальное разделение по частотам между двумя сигналами, которые могут быть разрешены. Другие ограничения накладываются шумовой остаточной модуляцией, которая влияет на полосу прибора на промежуточной частоте, и шумовыми боковыми полосами, которые выходят за пределы полосы фильтра ПЧ и тем самым ухудшают подавление за границами полосы пропускания фильтра. Полосу пропускания на ПЧ нельзя сделать слишком узкой, поскольку это увеличит постоянную времени прибора, а значит, и время сканирования.

Отношение ширины полосы (в герцах) на уровне 60 дБ к ширине на уровне 3 дБ называется форм-фактором фильтра; чем он меньше, тем выше разрешение анализатора. В анализаторах обычно используются синхронно перестраиваемые фильтры, которые обладают фазовой линейностью, что ограничивает

их форм-фактор. Можно также применять резонансные фильтры с разнесением боковых полос, у которых форм-фактор ниже, но имеются фазовые неоднородности на краях полос, что вызывает «звон» при сканировании частоты спектроанализатора через эти края.

Чувствительность — это способность анализатора регистрировать слабые сигналы; она ограничена шумами, которые генерируются внутри прибора. Бывают тепловой и нетепловой шумы. Тепловой шум обусловлен влиянием температуры и пропорционален ей, а также ширине полосы системы. Следовательно, сужение полосы дает соответствующее снижение уровня шума. Нетепловой шум вызывается рассогласованием импедансов внутри прибора, а также процессами переключения в электронных компонентах. Шум складывается с сигналом, поэтому одним из способов обозначения чувствительности прибора является указание уровня входного сигнала, равного уровню внутренних шумов.

Для измерения низких уровней сигнала можно использовать узкополосный фильтр после детектирующего каскада, который усредняет внутренние шумы и способствует более эффективному выделению входного сигнала. Другие методы уменьшения влияния шумов — это фазовая автоподстройка частоты или синтез частот в гетеродине.

Важность такого параметра анализатора, как *стабильность*, очевидна. Существенно, чтобы анализатор был более стабилен, чем измеряемый сигнал. Стабильность спектроанализатора определяется прежде всего стабильностью его гетеродина. Ее можно улучшить с помощью фазовой автоподстройки частоты генератора по зубцу гребенчатой структуры, генерируемой кварцевым генератором.

Входной сигнал очень высокого уровня может повредить входные цепи анализатора, поэтому вводится *максимальный уровень входного сигнала.* Сигналы, уровень которых ниже максимального, подвергаются сжатию в анализаторе, так что амплитуда сигнала на экране электронно-лучевой трубки не точно отражает действительный уровень входного сигнала. *Линейный входной уровень* анализатора указывает уровень сигнала, сжатие при усилении которого не превышает 1 дБ.

Все сигналы подвергаются в анализаторе некоторым искажениям, обычно из-за нелинейных эффектов во входном смесителе. Чтобы ограничить эти искажения, перед смесителем часто устанавливают входной аттенюатор. *Оптимальный уровень входного сигнала* анализатора — это значение, которое при определенном положении аттенюатора обеспечивает поддержание внутренних искажений ниже заданного уровня.

Динамический диапазон — это отношение максимального и минимального сигналов, которые могут одновременно наблюдаться на экране без заметных искажений. Динамический диапазон можно расширить, уменьшив уровень сигнала на смесителе, но в этом случае пострадает чувствительность. Чтобы обеспечить хороший динамический диапазон, устройство отображения должно обладать достаточным диапазоном, на нем не должны появляться паразитные отклики, а его чувствительность должна быть достаточной для исключения шумов при отображении амплитуд различного уровня.

Амплитудно-частотная характеристика является в основном мерой линейности амплитуды анализатора во всем его диапазоне частот. Линейность очень важна, поскольку главной зада-

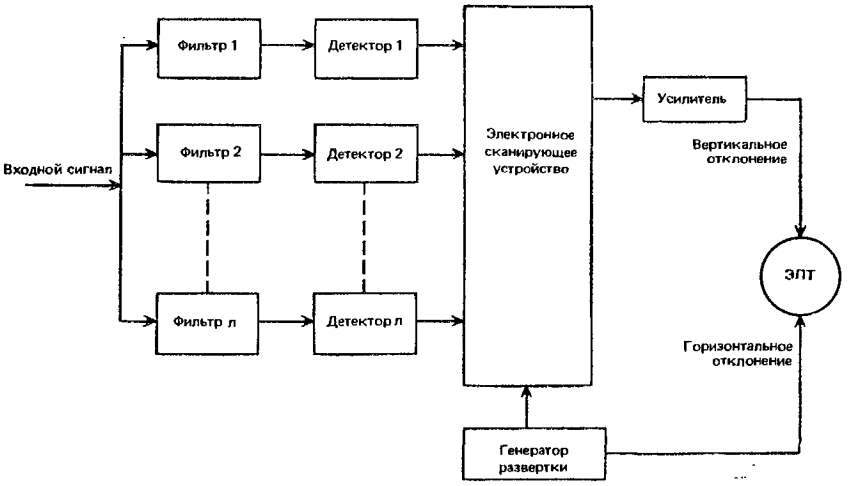


Рис. 11.3. Многоканальный анализатор спектра в реальном времени.

чей анализатора спектра является сравнение амплитуд на различных частотах. Для обеспечения хорошей амплитудно-частотной характеристики необходим смеситель, у которого потери на преобразование не зависят от частоты, т. е. характеристика является плоской.

11.3.2. Спектроанализатор, работающий в реальном времени. Анализаторы, работающие в реальном времени, бывают многоканальными или на основе преобразования Фурье.

Многоканальный анализатор, работающий в реальном времени, содержит набор фильтров с фиксированной полосой пропускания (рис. 11.3), причем скаты соседних фильтров пересе-

каются на уровне 3 дБ. Входной сигнал подается одновременно на все фильтры, которые выделяют из него отдельные частотные компоненты. Электронное сканирующее устройство поочередно выделяет выходной сигнал каждого детектора и подает его на пластины вертикального отклонения ЭЛТ синхронно с сигналом, который управляет сканирующим устройством и подается также на пластины горизонтального отклонения. В результате амплитуды частотных составляющих образуют на экране ЭЛТ последовательность, определяемую сеткой частот.

Разрешение многоканального анализатора в реальном времени ограничивается шириной полосы пропускания фильтров, а полный диапазон частот представляет собой полосу, которая перекрывается всеми фильтрами. Иначе говоря, он равен произведению числа фильтров на полосу пропускания каждого из них. Такой анализатор относительно дорог, поскольку он содержит много фильтров, и не отличается гибкостью, так как каждый фильтр обладает фиксированным разрешением. Его преимущество состоит в том, что сигнал одновременно поступает на все фильтры, поэтому легко исключить влияние переходных процессов. Многоканальный анализатор имеет также более высокие характеристики, чем перестраиваемый по частоте прибор, на постоянном токе и низких звуковых частотах, поскольку полосу пропускания фильтра можно сделать очень узкой для повышения разрешения. Если это сделать в сканирующем приборе, придется уменьшить скорость сканирования частоты.

Анализатор с преобразованием Фурье определяет амплитуду и фазу каждой частотной составляющей с помощью серии последовательных измерений входного сигнала. В основу его работы положена математическая операция преобразования Фурье, которая разлагает кривую на сумму синусоидальных гармоник. По результатам измерения вариаций сигнала во времени рассчитываются амплитуды отдельных синусоид и косинусоид и строится график зависимости амплитуды от частоты. Математическая формулировка преобразования Фурье имеет вид

$$S(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} X(t) \exp(-j2\pi ft)\, dt, \qquad (11.1)$$

где $S(f)$ — функция, зависящая от частоты, а $X(t)$ — функция, зависящая от времени.

Преобразование Фурье основывается на непрерывной регистрации данных от $-\infty$ до $+\infty$. В большинстве приборов сигнал измеряется в виде последовательности дискретных значений за ограниченный временной интервал. Для анализа таких данных разработано дискретное преобразование Фурье. Его

математическая формулировка имеет вид суммы отдельных измерений:

$$S(n) = (1/N) \sum_{m=0}^{N-1} X(m) \exp(-j2\pi nm/N), \qquad (11.2)$$

где $n=0, 1, 2, 3, \ldots, (N-1)$.

Вариантом дискретного преобразования Фурье является быстрое преобразование Фурье, которое ускоряет вычисления и используется в современных анализаторах спектра. В нем используется то преимущество, что целочисленные значения n и m при подстановке в формулу (11.2) дают несколько одинаковых членов. Эти идентичные члены, которые заранее известны, можно сгруппировать, что позволяет уменьшить объем вычислений по сравнению с обычным преобразованием Фурье.

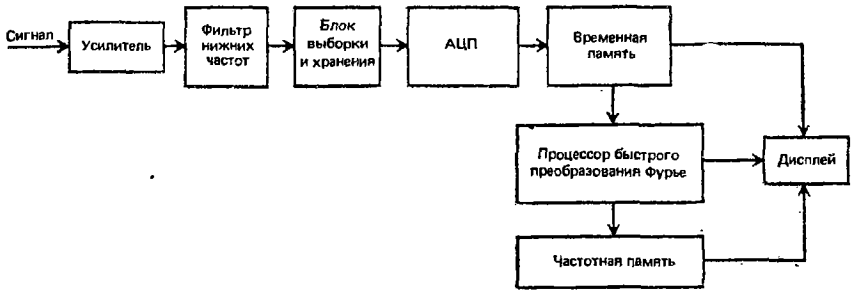


Рис. 11.4. Блок-схема анализатора спектра с использованием быстрого преобразования Фурье.

На рис. 11.4 представлена блок-схема типичного анализатора спектра, основанного на быстром преобразовании Фурье. Входной сигнал усиливается и затем фильтруется с целью устранения компонент, лежащих за пределами полосы. Характеристики фильтра нижних частот важны, поскольку он предотвращает наложение спектров из-за дискретной регистрации сигнала. Затем сигнал разбивается с помощью схемы выборки и хранения на одинаковые интервалы и преобразуется к цифровому виду с помощью АЦП. Цифровые результаты записываются в памяти, пока не будет достигнут требуемый размер выборки. Затем процессор выполняет быстрое преобразование Фурье, переводя точки из временной области в частотную, и записывает их в частотную память. Полученная зависимость амплитуды от частоты может быть подвергнута дальнейшему анализу, представлена на экране ЭЛТ или построена с помощью графопостроителя.

Анализатор спектра с быстрым преобразованием Фурье имеет рабочий диапазон частот от постоянного тока до примерно 100 кГц. На низких частотах он отличается более высоким быстродействием, чем сканирующий спектроанализатор, поскольку он одновременно вычисляет значения для всех частот на основе одной последовательности зарегистрированных входных данных.

11.3.3. Сканирующие логические анализаторы. Существует два основных типа сканирующих анализаторов: с перестройкой высокой частоты и супергетеродинные. Оба этих типа анализаторов описаны ниже.

Блок-схема *сканирующего анализатора спектра с перестройкой высокой частоты* изображена на рис. 11.5. В нем применен фильтр с электронной перестройкой и очень узкой полосой пропускания. Фильтр управляется от генератора развертки,

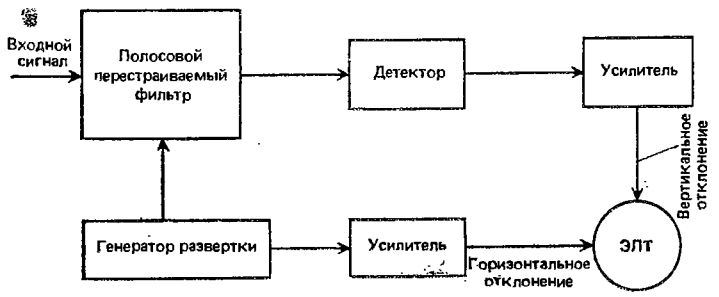


Рис. 11.5. Блок-схема сканирующего анализатора спектра с перестройкой высокой частоты.

который генерирует пилообразное напряжение. При этом центральная частота фильтра сканирует от минимального до максимального значения. Гармоника входного сигнала проходит через фильтр, лишь если его полоса пропускания настроена на частоту этой гармоники, так что входная цепь выделяет поочередно каждую из гармоник. Сигнал, прошедший через фильтр, детектируется, усиливается и затем подается на пластины вертикального отклонения электронно-лучевой трубки. Частота, соответствующая амплитуде сигнала в определенный момент времени, задается генератором развертки, который подключен к пластинам горизонтального отклонения ЭЛТ. Это позволяет получить на экране зависимость амплитуды входного сигнала от частоты.

Сканирующий анализатор спектра с перестройкой высокой частоты относительно дешев и чаще всего используется для измерений на сверхвысоких частотах, поскольку узкополосные перестраиваемые фильтры получили широкое распространение.

К его недостаткам относится низкая чувствительность, а также низкое разрешение, которое определяется шириной полосы фильтра и у перестраиваемого фильтра меняется с частотой.

Различие между *сканирующим супергетеродинным анализатором* и анализатором с перестройкой высокой частоты состоит в том, что в первом из них спектр сигнала сканирует по фиксированной полосе пропускания фильтра, а во втором полоса пропускания фильтра сканирует по спектру сигнала. Супергетеродинный анализатор можно рассматривать как узкополосный приемник с электронной перестройкой по диапазону частот.

Блок-схема сканирующего супергетеродинного анализатора спектра представлена на рис. 11.6. Она напоминает схему сканирующего анализатора с перестройкой высокой частоты, в котором перестраиваемый фильтр заменен генератором, управляемым напряжением, смесителем и усилителем промежуточной

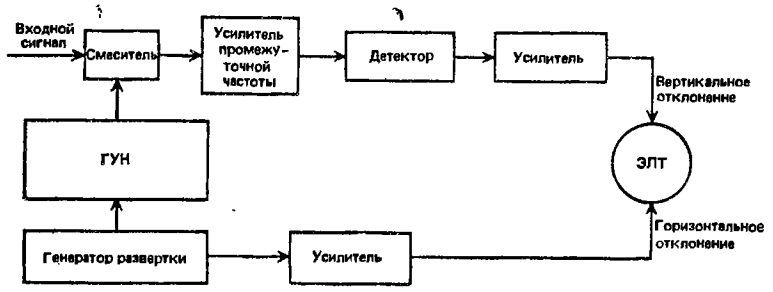


Рис. 11.6. Блок-схема сканирующего супергетеродинного анализатора спектра.

частоты (УПЧ). Генератор, управляемый напряжением, сканирует между минимальной и максимальной частотами. Разность между частотой этого генератора и всеми входными частотами поступает в УПЧ. Усилитель пропускает только одну промежуточную частоту, и если она присутствует на выходе смесителя, то проходит через УПЧ и поступает на пластины вертикального отклонения ЭЛТ, в то время как на пластины горизонтального отклонения подается напряжение от генератора развертки. Например, если УПЧ настроен на частоту 100 кГц, а ГУН сканирует между 200 и 300 кГц, то анализатор будет регистрировать входной сигнал с частотами от 100 до 200 кГц.

Сканирующий супергетеродинный анализатор спектра получил наибольшее распространение. Он обладает высокой чувствительностью благодаря использованию УПЧ и хорошими характеристиками, поскольку его детектор должен работать лишь на одной (промежуточной) частоте. Разрешение прибора легко регулируется изменением полосы пропускания фильтров проме-

жуточной частоты. Недостатком этого анализатора является то, что он не работает в реальном времени, так как гетеродин непрерывно перестраивается и малые фрагменты спектра анализируются последовательно.

11.3.4. Современные анализаторы спектра. Основную схему анализатора спектра можно модифицировать для специальных применений. Для измерений на очень высоких частотах необходим высокочастотный гетеродин. Например, для анализа входного сигнала с частотами 0—2 ГГц требуются УПЧ на частоту 2 ГГц и гетеродин на частоты 2—4 ГГц. При очень высоких входных частотах можно воспользоваться генерацией гармоник сигнала гетеродина в смесителе. Применение смесителей на гармониках сопряжено с рядом трудностей, например с зеркальными, многократными и ложными отражениями. Эти трудности можно преодолеть с помощью полосового фильтра, который отслеживает частоту ГУН, так что анализатор воспринимает входной сигнал только будучи настроенным на частоту этого сигнала. Этот фильтр называется следящим преселектором и осуществляет слежение автоматически. Преселектор снижает чувствительность и равномерность характеристики системы, хотя и незначительно. Однако в случаях, когда эти параметры критичны, преселектор можно исключить из цепи.

Современные спектроанализаторы управляются микропроцессорами и соединяются с дистанционным контроллером с помощью шины IEEE 488. Они обладают особыми возможностями, например, автоматического поиска максимума сигнала; цифрового усреднения, которое позволяет измерять слабые сигналы в присутствии шума, не прибегая к медленному сканированию; электронного управления координатной сеткой на экране; автоматического выбора оптимальных разрешения, ширины полосы и скорости сканирования.

Большинство современных спектроанализаторов строятся по многокаскадной схеме, пример которой представлен на рис. 11.7, с использованием методов контрольной фазовой автоподстройки частоты. В этом случае формируется вторая система промежуточных частот путем смешения сигналов гетеродина с опорным сигналом. Затем сигнал ошибки, соответствующий разности фаз между контрольным сигналом промежуточной частоты и опорным сигналом, подается по цепи обратной связи на первый каскад. Такая схема обладает более высокой стабильностью и точностью настройки и более низким уровнем шума. Типичные ее параметры: разрешение 10 Гц на частоте 2 ГГц; диапазон частот 100 Гц — 2 ГГц; стабильность частоты 10^{-9} в сутки; диапазон измеряемых амплитуд от +30 до —140 дБм; точность измерения амплитуды ±2,5 дБм.

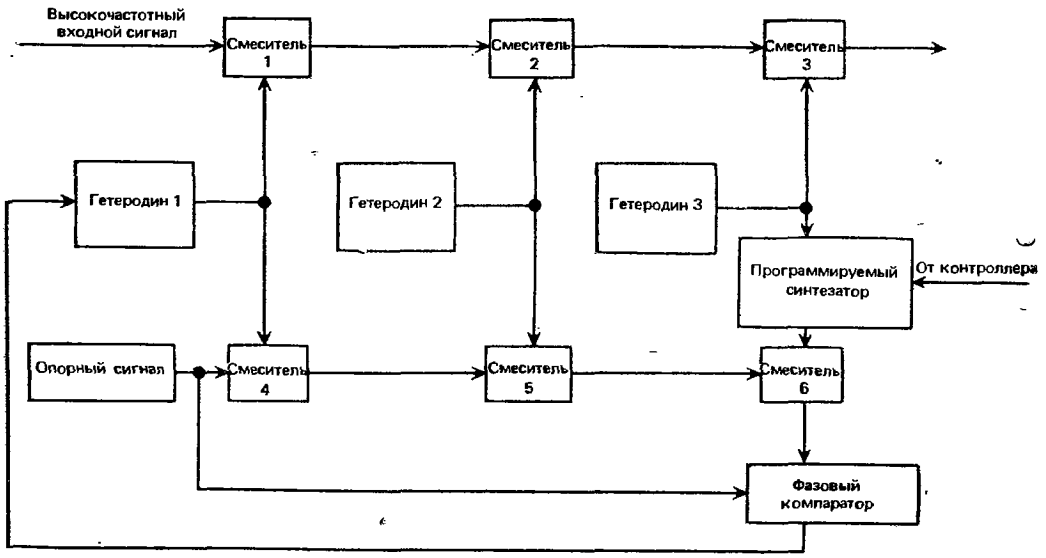


Рис. 11.7. Трехкаскадный сканирующий супергетеродинный анализатор спектра с контрольной системой фазовой автоподстройки частоты.

11.4. Измерение шумов

В этом разделе мы вначале введем понятия, применяемые при описании шумов, затем рассмотрим методы измерения шумов. Наконец, будут упомянуты погрешности, которые могут возникать при измерении шумов.

11.4.1. Понятия, используемые при описании шумов. Шумы — это электрические помехи в системе, которые ухудшают ее характеристики по сравнению с ожидаемыми значениями и часто маскируют измеряемый сигнал. На чувствительность системы оказывают влияние как шумы, содержащиеся в измеряемом сигнале уже на входе прибора, так и шумы, генерируемые в самом приборе.

При описании шумов общепринятыми являются следующие четыре понятия.

Коэффициент шума (шум-фактор) определяет уровень шума, генерируемого в приборе, и получается как частное от деления отношения сигнала к шуму на входе на это отношение на выходе прибора. Таким образом, если отношение сигнала к шуму на входе прибора равно SN_i, а после прохождения сигнала через прибор оно становится равным на выходе SN_o, то коэффициент шума NF_a равен безразмерному отношению

$$NF_a = SN_i/SN_o. \tag{11.3}$$

Коэффициент шума в децибелах численно равен десятичному логарифму от введенного выше коэффициента шума и измеряется в децибелах. Следовательно, коэффициент шума NF_i [дБ] равен

$$NF_i = \lg(SN_i/SN_o). \tag{11.4}$$

Коэффициент шума можно также выразить через коэффициент усиления и ширину полосы измерительной системы. Например, если N_o — шум, генерируемый на выходе системы, имеющей коэффициент усиления G и ширину полосы B, а в сигнале на входе в систему шум отсутствует, то коэффициент шума системы равен

$$NF_i = N_o/kTBG. \tag{11.5}$$

В этом соотношении k — постоянная Больцмана ($1{,}374 \times 10^{-23}$ Дж/К), T — абсолютная температура (290 К).

С другой стороны, если система питается от источника шума с приведенной избыточной мощностью E, N_o — шум на выходе системы при отключенном (холодном) источнике, N_i — шум на

выходе системы при включенном (горячем) источнике, то коэффициент шума системы в децибелах равен

$$NF_i = 10 \lg E - 10 \lg (N_i/N_o - 1). \qquad (11.6)$$

Здесь первый член, $10 \lg E$, называется избыточным шумовым числом (ИШЧ) источника шума. Выражение (11.6) очень часто используют в системах измерения шумов.

Шумовая температура. Коэффициент шума NF_i системы можно также выразить через шумовую температуру T в кельвинах; переход от одного параметра к другому производится с помощью формулы

$$NF_i = 10 \lg (1 + T/290). \qquad (11.7)$$

Как коэффициент шума, так и шумовая температура применяются для описания характеристик системы; результаты вычислений по формуле (11.7) часто строятся в виде графика на спиральной диаграмме, чтобы облегчить переход от одного параметра к другому.

Коэффициент шума системы можно рассчитать, зная шумовые температуры измерительных приборов. Например, если T_C и T_F — температуры холодного и горячего источника шума соответственно; N_o и N_i — мощности шума на выходе системы при выключенном и включенном источнике; Y-фактор, т. е. коэффициент шума, измеренный методом двух температур, численно равен N_i/N_o, — тогда коэффициент шума системы

$$NF_i = \frac{(T_F/290 - 1) - Y(T_C/290 - 1)}{Y - 1}. \qquad (11.8)$$

Избыточное шумовое число равно

$$\text{ИШЧ} = 10 \lg (T_F/290 - 1). \qquad (11.9)$$

Если температуру холодного источника шума T_C принять равной 290 К, то выражение (11.8) дает приближенное значение коэффициента шума

$$NF_i = \text{ИШЧ} - 10 \lg (Y - 1). \qquad (11.10)$$

Ошибка при использовании формулы (11.10) составляет около 0,1 дБ и обусловлена тем, что T_C не равно точно 290 К.

Каскадный шум. Этот параметр является мерой шума в многокаскадной системе. Если два усилителя с коэффициентами усиления G_1 и G_2 включены последовательно, а NF_1 и NF_2 — коэффициенты шума первого и второго каскадов, тогда коэффициент шума на выходе каскада равен

$$NF_c = NF_1 + (NF_2 - 1)/G_1. \qquad (11.11)$$

Обычно шум во втором каскаде нежелателен и его возникновение приводит к погрешности при измерении шума, равной

$(NF_2-1)/G_1$. Ее можно компенсировать, если измерить значения NF_2 и G_1.

11.4.2. Ручные методы измерения шума. Для измерения шума широко применяются метод двойной мощности и метод двух температур. Оба они описаны в данном разделе.

Метод удвоения мощности. Этот метод основывается на установлении значения N_i равным $2N_o$ в выражении (11.6), так что значение коэффициента шума NF_i сводится к ИШЧ источника шума. На рис. 11.8 представлена блок-схема системы, которая пригодна для таких измерений. Ключ SW вначале замкнут, при этом 3-дБ аттенюатор исключается из системы. Источник шума отключен, а аттенюатор отрегулирован так, чтобы удобно было снимать показания N_o с детектора мощности. Аттенюатор не оказывает влияния на шумовую мощность входной нагрузки, поскольку нагрузка и аттенюатор имеют одну и ту же температуру, так что вход является согласованным по отношению к приемнику.



Рис. 11.8. Метод удвоения мощности для измерения коэффициента шума.

Теперь источник шума включается и дает мощность N_i. Ключ SW размыкается, 3-дБ аттенюатор включается в цепь, и аттенюатор вновь регулируется до получения того же показания на выходе детектора, что и раньше. Следовательно, значение N_i на выходе исследуемой системы определяется выражением

$$3\text{ дБ}=\lg(N_i/N_o). \qquad (11.12)$$

Это дает $N_i=2N_o$. Таким образом, в соответствии с формулой (11.6) коэффициент шума системы при этих условиях равен поглощенному избыточному шумовому числу источника. Его можно найти, вычтя из коэффициента шума источника показание аттенюатора. Обычно применяют аргоновый источник, который имеет ИШЧ=15,2 дБ при 4 ГГц и 17 °С (290 К), изменяющееся примерно на 0,3 дБ в диапазоне частот 10 МГц — 20 ГГц.

Метод удвоения мощности для измерения шума надежен, прост и точен. Но он неудобен для использования, поскольку требует включения в цепь и выключения из нее 3-дБ аттенюатора, а также регулировки аттенюатора.

Метод двух температур. Y-фактор, т. е. коэффициент шума, измеренный методом двух температур, равен отношению N_i/N_o, поэтому метод двух температур заключается в измерении этого отношения и его подстановке в выражение (11.6) с целью определить коэффициент шума, зная ИШЧ источника шума.

На рис. 11.9 изображена принципиальная схема измерения шума методом двух температур. При выключенном источнике шума аттенюатор регулируется до получения удобного для снятия отсчета N_o на измерительном приборе. Затем включается источник шума, и поглощение аттенюатора увеличивается, пока показания на выходе детектора не вернутся к первоначальному значению. Увеличение поглощения аттенюатора равно Y-фактору системы в децибелах. Его можно преобразовать в отношение мощностей и подставить в выражение (11.6) вместе с ИШЧ источника шума, что позволяет определить коэффициент шума исследуемой системы.

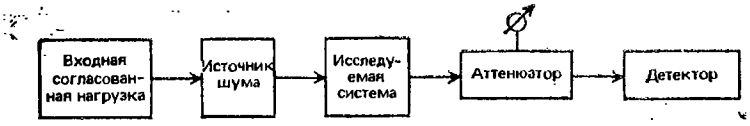


Рис. 11.9. Схема измерения коэффициента шума методом двух температур.

Метод двух температур более распространен, чем метод двойной мощности, по следующим основным причинам. 1) Потери, вносимые аттенюатором, не входят в коэффициент шума исследуемой системы. 2) Сигнал, поступающий в исследуемую систему, поддерживается на постоянном уровне, так что погрешности, например обусловленные нелинейностями, сводятся к минимуму.

11.4.3. Измеритель коэффициента шума. В работе автоматического измерителя коэффициента шума используется несколько различных принципов. Чаще всего применяется метод двух температур. В примере, показанном на рис. 11.10, измеряется Y-фактор (отношение N_i/N_o), а затем прибор вычисляет коэффициент шума с помощью выражения (11.6). Вентиль включает и выключает источник шума с низкой частотой, так что на входе УПЧ поочередно появляется сигнал при включенном и выключенном источнике шума. УПЧ также отпирается, но с задержкой, что позволяет источнику шума достичь требуемого уровня, прежде чем сигнал попадет на квадратичный детектор. Этот детектор преобразует входную мощность в напряжение на выходе.

Когда источник шума включен, ключ, который также управляется сигналом от вентиля, направляет сигнал N_i после усиле-

ния на интегратор схемы АРУ. Схема вырабатывает управляющее напряжение, которое регулирует усиление УПЧ. Система обладает большой постоянной времени, так что усиление регулируется даже при выключенном источнике шума, когда в систему поступает сигнал N_o. Поскольку в этот период сигнал N_i поддерживается схемой АРУ на постоянном уровне, в действительности детектируется не N_o, а импульсное отношение N_i/N_o. Это отношение направляется ключом на процессор, который рассчитывает коэффициент шума в соответствии с выражением (11.6) с учетом известного ИШЧ источника шума. Полученное значение показывается индикатором.

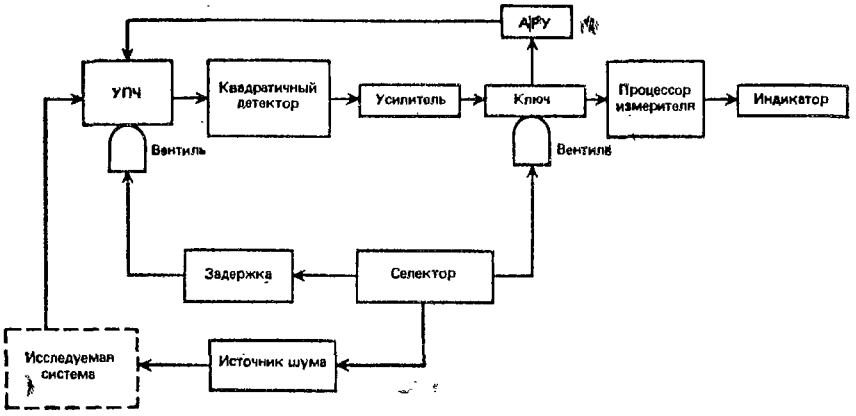


Рис. 11.10. Блок-схема измерителя коэффициента шума.

Большинство измерителей коэффициента шума используют набор источников для разных уровней шума. Этот набор перекрывает полосу примерно от 0,1 до 30 дБ с неопределенностью около $\pm 0{,}1$ дБ. Рабочая полоса частот простирается от 10 МГц до 18 ГГц.

11.4.4. Погрешности при измерениях шумов. При измерениях шумов возникает ряд погрешностей, некоторые из них будут рассмотрены в данном разделе.

Рассогласование. Оно приводит к потерям мощности, а поскольку шум — случайный процесс, потери эти непредсказуемы и их трудно учесть. Согласование источника шума очень важно. Однако коэффициент усиления усилителей меняется с изменением полного сопротивления источника шума при его включении или выключении.

Влияние рассогласования можно снизить с помощью направленного ответвителя примерно на 20 дБ, но тогда и мощность

сигнала от исследуемой системы должна по меньшей мере на 20 дБ превышать уровень шума. Максимальный уровень шума ограничивается необходимостью защиты усилителя от режима ограничения. Другое решение проблемы рассогласования состоит во включении между усилителем и источником шума буферного каскада, т. е. вентиля или циркулятора. Это уменьшает изменение действующего полного сопротивления, подключенного ко входу усилителя. Хотя потери в буферном каскаде увеличивают коэффициент шума исследуемой системы, эти изменения обычно не превышают 0,5 дБ.

Точность ИШЧ источника шума. Погрешности в определении ИШЧ источника шума приводят к пропорциональным ошибкам при измерении коэффициента шума, которые необходимо компенсировать. Вариации ИШЧ зависят от типа источника шума и частоты. Современные приборы обладают способностью запоминать значения ИШЧ, соответствующие многим частотным точкам, а затем производить интерполяцию между этими точками и определять ИШЧ при любой частоте. Обычно источники шума имеют вариацию ИШЧ менее ±0,5 дБ, но ее можно уменьшить до ±0,1 дБ, если необходима высокая точность.

Потери в кабеле. Потери в кабеле, соединяющем источник шума и исследуемую систему, приводят к изменениям ИШЧ источника, которые необходимо свести к минимуму. С помощью точных измерений эти потери можно рассчитать и исключить из ИШЧ источника, чтобы определить истинное ИШЧ системы.

Погрешности аппроксимации T_c. В большинстве простых приборов предполагается, что температура холодного источника шумов T_c равна 290 К, и для расчета коэффициента шума используется приближенное выражение (11.10). Это может приводить к погрешностям около 0,1 дБ при измерениях коэффициента шума ниже 1 дБ, поскольку значение T_c обычно равно примерно 296 К, или комнатной температуре. Современные приборы с микропроцессорным управлением могут рассчитывать значение коэффициента шума по выражению (11.8) с учетом истинного значения T_c, т. е. избежать указанной погрешности.

Погрешность каскадного шума. Эта погрешность вызывается коэффициентом шума второго каскада прибора. В этом случае необходима калибровка, т. е. измерение собственного шума прибора, а затем коэффициента усиления первого каскада. После этого коэффициент шума исследуемой системы рассчитывается по формуле (11.11).

Помехи. Необходимы специальные предосторожности, например экранирование межсоединений и использование экранированных помещений, чтобы уменьшить помехи от внешних источников, поскольку при измерениях шумов применяются очень низкие напряжения.

Погрешности измерителя шума. Эти погрешности обусловлены параметрами элементов прибора, например отклонениями детектора от квадратичного закона, эффектами старения и согласованием элементов схемы. Обычно точность прибора находится в пределах ±0,5 дБ, но для измерения слабых шумов существуют измерители с точностью ±0,2 дБ.

11.5. Регистратор формы сигнала

Регистратор формы сигнала используется преимущественно для фиксации быстрых или переходных процессов. Они запоминаются в цифровом виде и могут затем подвергаться обработке или анализу. Прибор применяется для записи кривых трех типов: кратковременные однократные процессы; кратковременные процессы, повторяющиеся через случайные интервалы времени; кратковременные процессы, которые повторяются с низкой известной частотой. Обычные методы записи таких процессов, та-

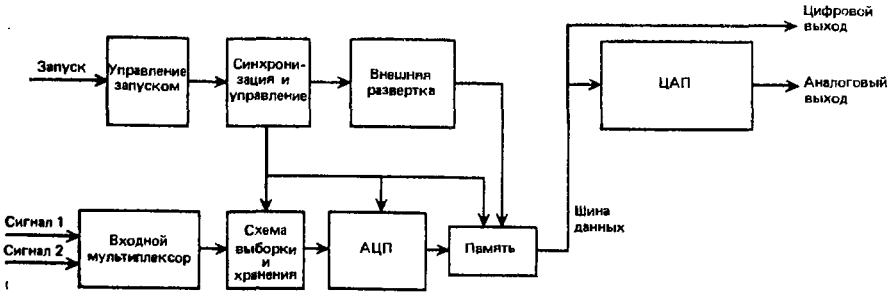


Рис. 11.11. Блок-схема регистратора формы сигнала.

кие, как перьевые самописцы или осциллографы, сталкиваются при этом с рядом трудностей. Например, если уровень срабатывания, при котором начинается запись, установить слишком высоким, значительная часть переднего фронта сигнала будет утрачена. Если уровень срабатывания установить слишком низким, запись будет инициироваться паразитными сигналами. Кроме того, очень быстрый процесс не может быть зарегистрирован самописцем из-за его ограниченной ширины полосы, а очень слабые сигналы неудобны для анализа с помощью осциллографа.

На рис. 11.11 показана блок-схема двухканального регистратора формы сигнала. Схема выборки и хранения регистрирует входной аналоговый сигнал через короткие интервалы времени. Эти показания преобразуются в цифровой вид с помощью АЦП и записываются в памяти. Данные, записанные в памяти, можно

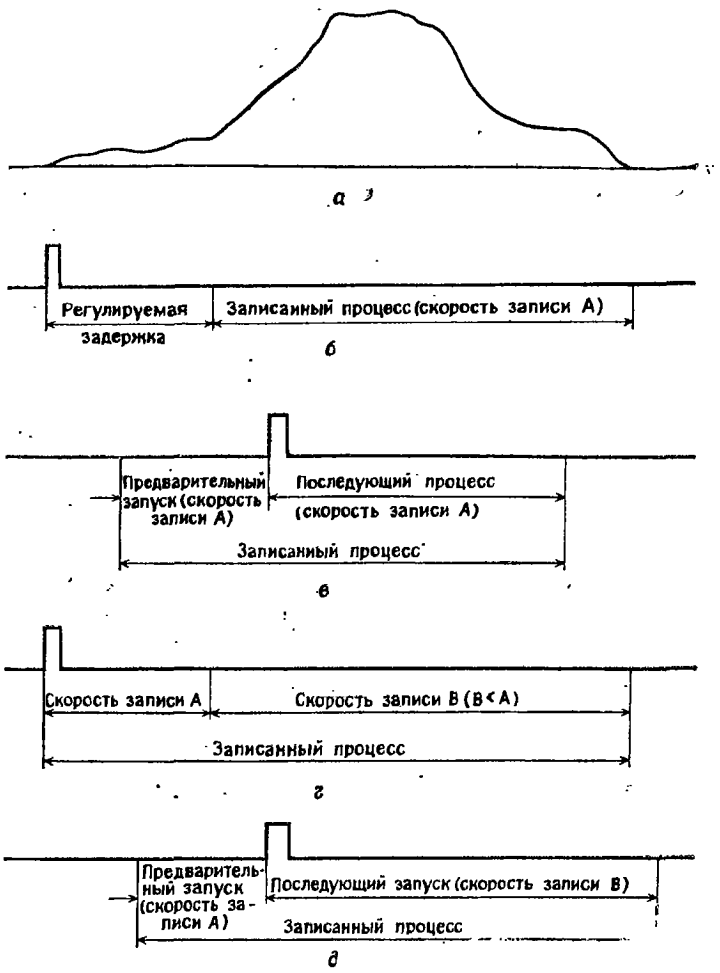


Рис. 11.12. Рабочие режимы регистратора формы сигнала: *а* — сигнал, подлежащий регистрации; *б* — режим с задержкой развертки; *в* — режим предварительного запуска развертки; *г* — режим двухскоростной развертки; *д* — режим двухскоростной развертки с предварительным запуском.

обрабатывать, например менять масштабы по осям X или Y, и затем считывать с помощью отдельной развертки, подключенной к шине данных. Первоначальная аналоговая форма сигнала восстанавливается с помощью ЦАП. Таким образом, можно записать быстропротекающий процесс и вывести его с малой скоростью на самописец или записать медленный процесс и вывести его с высокой частотой повторения на осциллограф.

Регистраторы формы сигнала могут работать в четырех режимах, проиллюстрированных на рис. 11.12. В режиме с задержкой развертки запись начинается с задержкой после появления

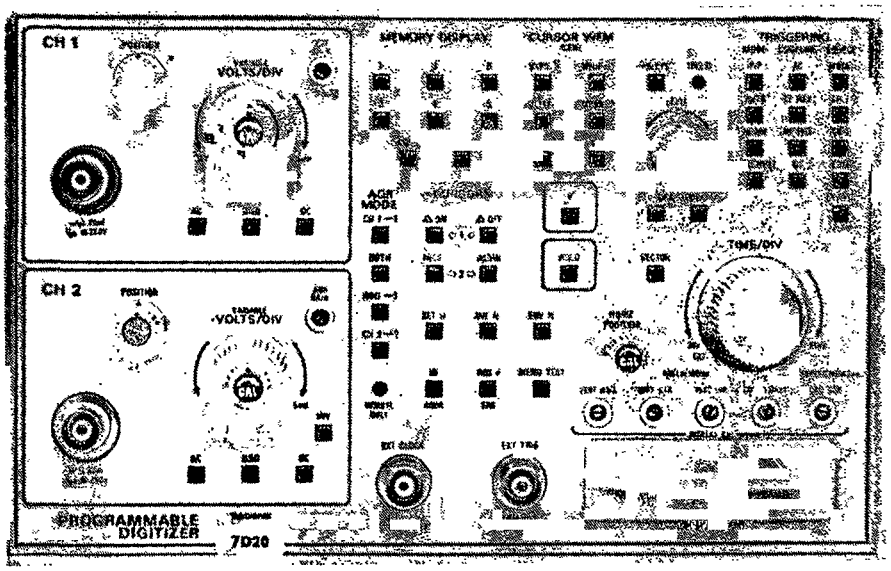


Рис. 11.13. Регистратор формы сигнала модели Tektronix 7D20 (снимок предоставлен фирмой Tektronix UK Ltd).

запускающего импульса. Величина задержки точно регулируется органами управления прибора. Число точек, записанных в памяти после задержки, зависит от объема памяти и скорости опроса. Все это определяет часть входного волнового процесса, которая будет запасена в памяти.

Режим предварительного запуска развертки позволяет прибору «заглянуть в прошлое» на ту часть сигнала, которая предшествовала запускающему импульсу. В этом режиме прибор непрерывно снимает показания и запасает их в памяти. Когда память переполняется, запись новых данных продолжается путем вытеснения из памяти самых старых данных. После поступления запускающего импульса запасенные в памяти данные

стираются только до точки предварительного запуска, а затем регистрация входного сигнала прекращается.

Режимы с двухскоростной разверткой как в случае нормального, так и предварительного запуска позволяют регистрировать данные с разными скоростями на двух отдельных участках процесса. Это обеспечивает максимальный охват сигнала с сохранением необходимой точности записи отдельных его участков.

Большинство регистраторов формы сигнала могут также работать в трех режимах запуска: автоматическом, непрерывном и одиночном. В автоматическом режиме прибор не нуждается в запускающем импульсе, поэтому легко установить процедуру начала регистрации. В непрерывном режиме прибор запасает новую информацию при каждом запускающем импульсе, а уже существующая в памяти информация стирается. В режиме одиночного запуска регистратор запоминает информацию о сигнале, поступившем на вход только после первого запускающего импульса, а все последующие запускающие импульсы игнорируются. Изменение режима обычно осуществляется сигналом или кнопкой на панели прибора.

На рис. 11.13 показан регистратор формы сигнала, который можно использовать как приставку к осциллографу, чтобы наблюдать на экране записанный в памяти волновой процесс. Этот прибор может запоминать до шести независимых процессов с помощью управляющих кнопок на передней панели (см. также рис. 12.13).

Глава 12

ОСЦИЛЛОГРАФЫ

12.1. Введение

Осциллографы наряду с универсальными измерительными приборами, возможно, являются наиболее часто используемыми приборами. Они обладают гораздо более широкими возможностями, чем измерительные приборы, так как позволяют увидеть форму сигнала и измерить ее амплитуду. Работа осциллографа основана на принципе облучения покрытого люминофором стеклянного экрана пучком электронов. Перемещаясь по экрану под влиянием пластин горизонтального (X) и вертикального (Y) отклонения, луч вызывает флуоресценцию экрана. Яркость луча регулируется ручкой управления (Z), так что данное устройство подобно телевизионной трубке. Однако в осциллографе по оси X обычно представляется время, и, таким образом, на экране можно наблюдать сигнал как функцию времени.

Осциллографы непрерывно совершенствуются, и в настоящее время имеются приборы, позволяющие измерять частоту до 1 ГГц и наблюдать процессы продолжительностью до 20 пс. У многих осциллографов есть специфические особенности, так, например, некоторые имеют встроенные цифровые универсальные измерители и счетчики. Осциллографы «умнеют» и многие уже управляются микропроцессорами. Осциллографы позволяют рассчитывать отдельные характеристики, такие, как время нарастания или длительность импульса измеряемого сигнала, и выводить значения измеренных величин на экран. Эти приборы к тому же легче в обращении, и их собственные программы часто контролируют работу пользователя, выводя на экран предупреждение в случае ошибки при регулировке.

Многие осциллографы оснащены шинами IEEE 488 и поэтому могут использоваться в качестве составляющей в испытательных стендах. При этом управление осуществляется дистанционно и показания выводятся в цифровой форме для записи или дальнейшего анализа.

Данная глава посвящена прежде всего описанию блок-схемы универсального осциллографа. Он состоит из электронно-лучевой трубки (ЭЛТ) и органов управления. Затем рассматриваются устройство и работа ЭЛТ. Хотя большинство приборов являются монохроматическими, все более широкое применение находят

осциллографы цветного изображения. Описываются схемы, применяемые для управления ЭЛТ, в частности схемы горизонтального и вертикального отклонения и схема синхронизации.

Осциллограф подвергся некоторым усовершенствованиям для специальных применений. Большинство современных приборов способны принимать по два и более входных сигнала при одновременной их демонстрации на экране. Это достигается как путем расщепления основного луча, так и при помощи многолучевой ЭЛТ. Для быстродействующих процессов используются стробоскопические осциллографы, в которых сигнал последовательно стробируется для увеличения диапазона обычного осциллографа при измерении высокочастотных сигналов до 20 ГГц. Эти осциллографы позволяют регистрировать только повторяющиеся сигналы и работают по принципу выборки ограниченного участка кривой один раз за цикл; в течение нескольких циклов этот участок сдвигается по отношению к предыдущему положению. Полная картина кривой записывается в памяти и может быть воспроизведена в виде стационарного сигнала.

Запоминающие осциллографы могут быть использованы для записи и воспроизведения на экране переходных процессов, которые могут храниться в памяти от нескольких минут до нескольких лет. В аналоговых запоминающих устройствах для записи сигнала используется модифицированная форма стандартной ЭЛТ. В цифровых запоминающих осциллографах аналоговый сигнал сначала преобразуется в цифровую форму и записывается в блок памяти. В дальнейшем сигнал может быть многократно воспроизведен на экране.

Учитывая разнообразие имеющихся осциллографов, их следует тщательно подбирать для каждой конкретной цели. Ниже в этой главе специальные разделы посвящены характеристикам осциллографов и погрешностям, которые возникают при их использовании. Глава заканчивается описанием вспомогательных устройств, таких, как фотокамеры и пробники; дано также описание некоторых возможных применений осциллографов.

12.2. Универсальный осциллограф

Блок-схема универсального осциллографа представлена на рис. 12.1. Главной составляющей любого осциллографа является электронно-лучевая трубка (ЭЛТ), на которой представляется наблюдаемый сигнал. У всех ЭЛТ имеется катод, который испускает пучок электронов (луч). Луч регулируется модулятором (управляющей сеткой), после чего он фокусируется и ускоряется двумя парами пластин, которые могут отклонять его в горизонтальном (X) или вертикальном (Y) направлениях.

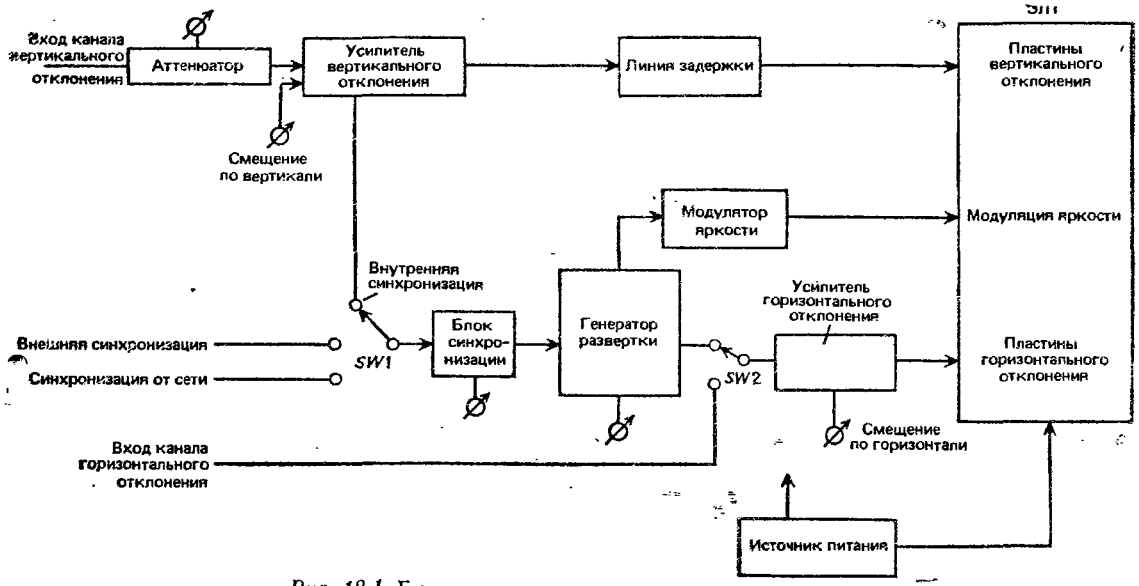


Рис. 12.1. Блок-схема универсального осциллографа.

При отсутствии напряжения на отклоняющих пластинах пучок электронов фокусируется в центре ЭЛТ и образует светящуюся точку. Степень отклонения луча какой-либо парой пластин пропорциональна приложенному к ним напряжению. К примеру, предположим, что приложенное к пластинам горизонтального отклонения напряжение 50 В дает отклонение 1 см при ширине экрана 20 см. При этом, если к пластинам горизонтального отклонения приложить непрерывное пилообразное напряжение амплитудой 1000 В, то на экране электронный луч будет чертить практически горизонтальную линию. Во время обратного хода пучок электронов прерывается и включается вновь при начале следующего зубца пилообразного сигнала.

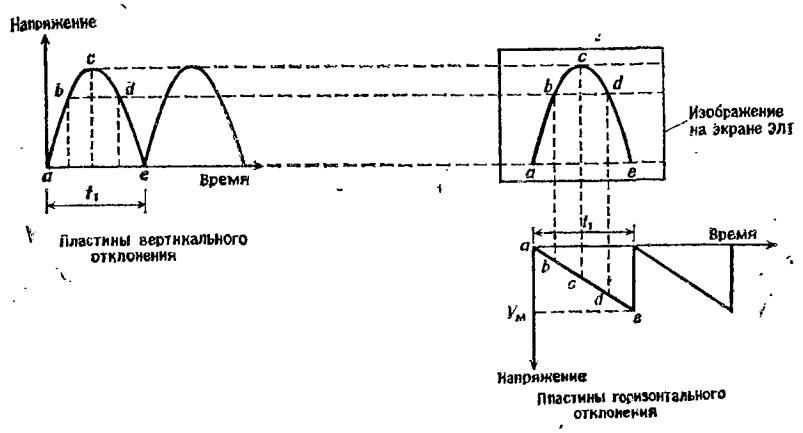


Рис. 12.2. Осциллограмма при длительности развертки, равной одному циклу сигнала.

Если периодическое напряжение приложено к пластинам вертикального отклонения, а пилообразное — к пластинам горизонтального отклонения, то на экране можно видеть изображение волны (рис. 12.2). Поскольку данное изображение повторяется при каждом цикле пилообразного напряжения, на экране можно видеть стационарную картину. Амплитуда изображения определяется напряжением на пластинах вертикального отклонения. Если оно слишком велико, то его можно уменьшить регулируемым аттенюатором.

Время развертки горизонтального напряжения также регулируется. Если его увеличить в два раза, то на экране ЭЛТ можно видеть два цикла входного сигнала (рис. 12.3).

Амплитуда входного сигнала может изменяться от нескольких милливольт до сотен вольт. Такой широкий диапазон сигналов обеспечивается входным аттенюатором, который, как

правило, обладает коэффициентом уменьшения до 1500; кроме того, имеется усилитель вертикального отклонения с коэффициентом усиления около 2000. Для очень высоких напряжений применяются внешние аттенюаторы, как правило встроенные в пробники осциллографа (разд. 12.10). При этом весьма важна амплитудно-частотная характеристика вертикального усилителя, поскольку она определяет полосу пропускания осциллографа. Для измерения импульсов важен также такой параметр, как время нарастания осциллографа. Соотношение между полосой

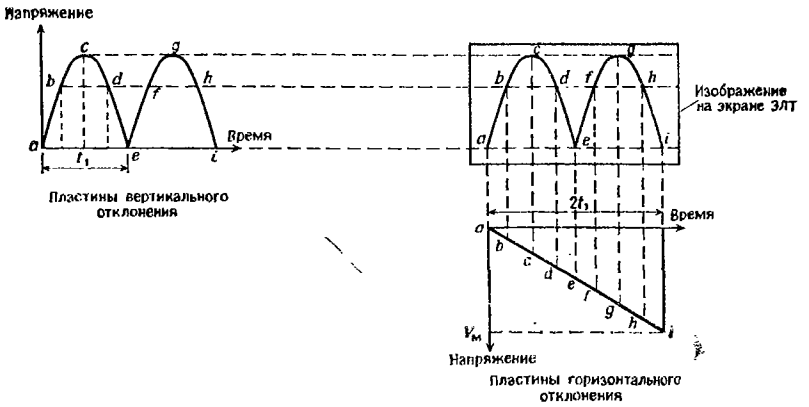


Рис. 12.3. Осциллограмма при длительности развертки, удвоенной по сравнению с рис. 12.2.

пропускания и временем нарастания примерно определяется выражением

$$\text{Полоса пропускания, МГц} = \frac{0{,}35}{\text{Время нарастания, нс}}. \quad (12.1)$$

С целью получения стационарного изображения триггерная схема синхронизует генератор развертки таким образом, что его частота равна определенной кратной величине от частоты входного сигнала. Следовательно, для получения изображения половины цикла входного сигнала (рис. 12.4) частота генератора развертки удваивается, но при этом развертка всегда запускается одновременно с началом входного сигнала. Точка запуска на кривой сигнала может быть задана при помощи ручки управления на передней панели осциллографа. Кроме того, осциллограф можно синхронизовать внешним источником или частотой промышленной сети изменением положения переключателя *SW1* (рис. 12.1).

Время развертки генератора можно менять от нескольких наносекунд на деление до нескольких секунд на деление. Боль-

шое значение имеет линейность развертки. В ходе развертки модулятор обеспечивает прохождение луча только на линейном участке развертки. Внешний сигнал может быть подан с помощью переключателя *SW2* непосредственно на усилитель горизонтальной развертки. Такое подключение используется, например, при измерениях фазы и частоты, как описано в разд. 12.11.

При запуске осциллографа от входного сигнала небольшая часть сигнала теряется, так как она проходит до начала горизонтальной развертки. Во избежание этого в осциллографе обычно предусматривается линия задержки, которая позволяет

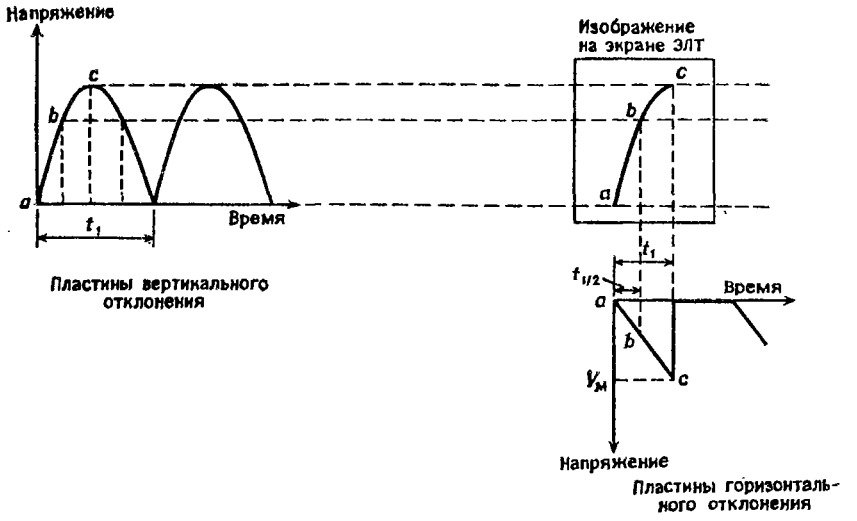


Рис. 12.4. Осциллограмма при уменьшенной в два раза по сравнению с рис. 12.2 длительности развертки.

задержать сигнал на 0,2—0,3 мкс, так что на экране можно видеть весь сигнал.

Мы не упомянули ту часть универсального осциллографа (рис. 12.1), которая относится к источнику питания. Он обеспечивает низковольтное питание для схем управления и высоковольтное для ЭЛТ (разд. 12.3).

12.3. Электронно-лучевая трубка

Существует много различных типов ЭЛТ, их можно классифицировать по ряду признаков:

1) по числу электронных пучков в одной колбе (разд. 12.5),
2) по методу отклонения электронного пучка,
3) по наличию или отсутствию послеускорения электронов (вслед за отклонением пучка),
4) по характеристикам экрана, в которые входят тип применяемого люминофора и тип масштабной сетки.

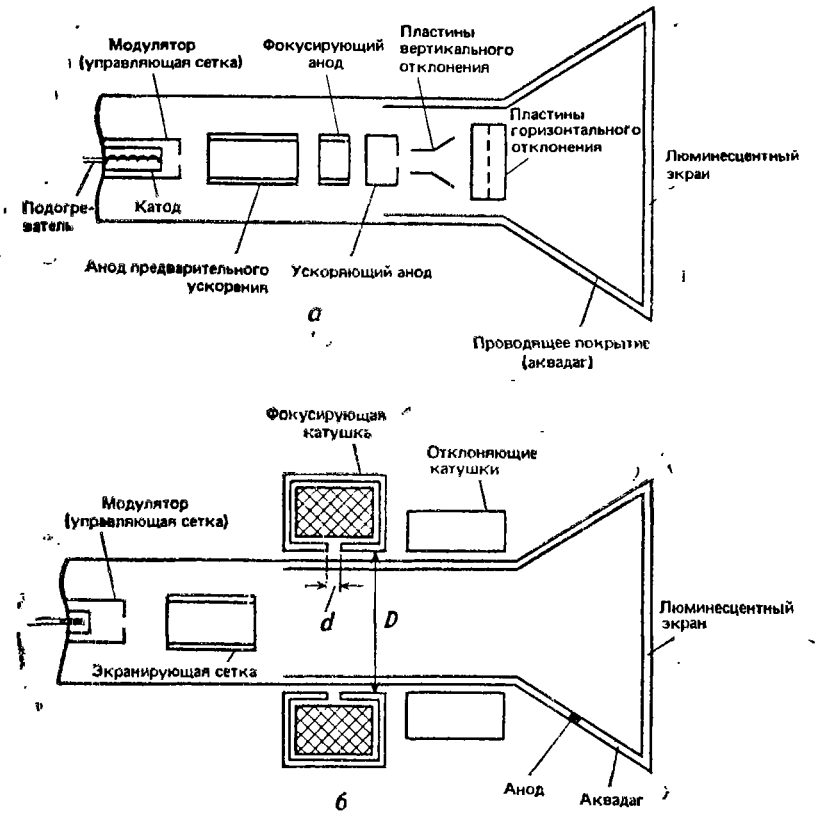


Рис. 12.5. Устройство ЭЛТ: *а* – с электростатическими фокусировкой и отклонением, *б* – с электромагнитными фокусировкой и отклонением.

Электронно-лучевую трубку типа показанной на рис. 12.5 в общем случае можно поделить на пять участков: генерации пучка электронов, фокусировки, отклонения, послеускорения и экран.

12.3.1. Генерация пучка электронов ЭЛТ. Электронный пучок генерируется горячим катодом. Обычно используется катод косвенного накала, типичная потребляемая мощность при этом со-

ставляет 600 мА при напряжении 6,3 В. Более экономичные системы потребляют до 300 мА при 6,3 В, а в специальных маломощных конструкциях потребляемая мощность снижается до 140 мА при 1,5 В.

Поток электронов регулируется управляющей сеткой (модулятором). Обычно она представляет собой металлическую чашу из стали с низкой магнитной проницаемостью диаметром около 1,5 см и длиной 1,5 см. В чаше имеется отверстие диаметром около 0,25 мм, через которое проходят электроны. На одном конце анода также имеется отверстие, из которого выходит узкий пучок электронов. Для ускорения электронов, пролетающих через управляющую сетку, требуется разность потенциалов до нескольких тысяч вольт. Это же напряжение сообщает достаточно высокую энергию электронам, покидающим анод.

Интенсивность электронного пучка на экране контролируется ручкой на передней панели осциллографа, которая позволяет регулировать напряжение на управляющей сетке и, следовательно, энергию электронного пучка. Кроме того, управляющая сетка используется для гашения луча путем модуляции яркости. Этот способ называется гашением сеткой. Другой способ гашения, называемый гашением отклоняющей системой, заключается в применении анода с двумя отверстиями и промежуточных отклоняющих пластин. Погасить луч означает отклонить его таким образом, чтобы он не попал во второе отверстие. Преимущество гашения отклонением заключается в том, что регулировка источника питания в этом случае не столь критична, как при гашении сеткой, недостаток — в том, что постоянно происходит эмиссия электронов из катода, что сокращает его срок службы.

Для генерации пучка электронов существует множество схем и конструкций электронной пушки. Иногда анод используется для ускорения электронов в пучке и, кроме того, для его фокусировки. В других схемах применяется экранирующая сетка, на которую подается напряжение 200—400 В.

12.3.2. Фокусировка электронного пучка. В электростатических системах фокусировки (рис. 12.5, *а*) применяется система электронных линз, состоящая из анода предварительного ускорения, фокусирующего и ускоряющего анодов. Анод предварительного ускорения и ускоряющий анод соединены, при этом на них подается высокий положительный потенциал около 1500 В. На фокусирующий анод подается более низкое (около 500 В) регулируемое напряжение. Внутренние поверхности этих трех электродов эквипотенциальны, поэтому поток электронов отражается от них. Следовательно, такая комбинация анодов действует как система линз, что показано на рис. 12.6.

Под воздействием управляющей сетки вылетающие с катода электроны достигают точки, которая называется кроссовером. При прохождении через анод электронный пучок сначала расширяется, после чего система электронных линз фокусирует его на экран в виде точки. Отношение n/m называется отношением изображения к объекту. Умноженное на величину пятна в точке кроссовера, оно определяет минимальный размер пятна, создаваемого электронным пучком на экране. Как правило, диаметр этого пятна 0,2—0,5 мм.

Обычно на передней панели осциллографа имеются две ручки: фокусировки и устранения астигматизма. Регулирование фокусировки осуществляется изменением фокальной длины системы электронных линз при изменении напряжения на фокусирующем аноде, при этом фокальная точка пучка перемещается вдоль оси ЭЛТ. Ручкой фокусировки обычно устанавливаются минимально возможные размеры пятна; ручкой устранения астигматизма пятно делается насколько возможно круглым как в центре экрана, так и по краям.

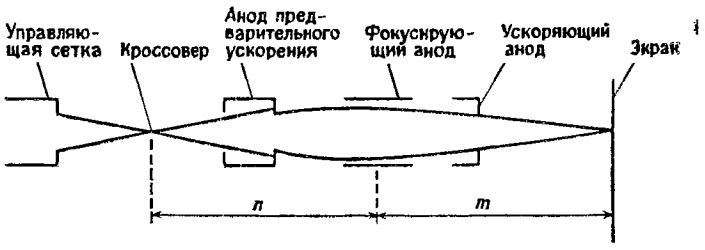


Рис. 12.6. Электростатическая фокусировка.

Проходя вблизи отклоняющих пластин, электронный пучок размывается, и это приводит к увеличению размеров пятна на краях ЭЛТ в сравнении с его размерами в центре трубки. При высокоинтенсивных пучках взаимное отталкивание электронов вызывает быстрое увеличение размеров пятна, это явление называется эффектом пространственного заряда. Изменение напряжения на управляющей сетке (например, при регулировке яркости) также влияет на положение кроссовера; это приводит к дефокусировке луча на экране и необходимости регулировки напряжения фокусирующего анода.

При электромагнитной фокусировке фокусирующие катушки состоят из большого количества витков тонкой проволоки, намотанной на диэлектрический каркас. Катушка и каркас заключены в корпус из магнитомягкого железа толщиной около 1,5 мм с двухсантиметровым зазором со стороны, обращенной к трубке. В такой системе магнитное поле действует под прямым углом

к электронному пучку и, следовательно, не сообщает ему добавочной кинетической энергии.

Достаточно высокой степени фокусировки можно достичь при нескольких значениях тока в катушке, и система обычно рассчитывается таким образом, чтобы для фокусировки требовался минимальный ток. Количество ампер-витков катушки определяется выражением

$$\text{Количество ампер-витков} = 220\, V_a d_c / f, \qquad (12.2)$$

где V_a — ускоряющее напряжение в киловольтах, d_c — средний диаметр катушки, f — фокусное расстояние системы.

Катушка должна быть хорошо экранирована, чтобы свести к минимуму количество ампер-витков. Как правило, это достигается при выборе зазора в корпусе из магнитомягкого железа, равного $d = D/20$.

12.3.3. Отклонение электронного пучка. Существуют разнообразные системы отклонения электронного пучка в ЭЛТ. Каждая из них разрабатывается с учетом заданного отношения стоимость/характеристики. Различают два основных метода отклонения — электростатический и электромагнитный (рис. 12.5).

При электростатическом отклонении используются две пары (X и Y) отклоняющих пластин, на которые подается напряжение для отклонения пучка в горизонтальном и вертикальном направлениях. Важными параметрами при таком методе отклонения являются чувствительность (или обратная ей величина, называемая коэффициентом отклонения), линейность и зона сканирования. Чувствительность ЭЛТ определяется расстоянием, на которое перемещается точка на экране при подаче единичного отклоняющего напряжения. Линейность показывает, является ли чувствительность в центре экрана такой же, как по краям; площадь сканирования — это та часть экрана, по которой сканирует луч.

На рис. 12.7, *а* показано отклонение пучка пластинами длиной l, удаленными друг от друга на расстояние d. Чувствительность определяется по формуле

$$D/V_d = KlL/V_a d, \qquad (12.3)$$

где V_d — отклоняющее напряжение между пластинами, V_a — потенциал пучка между анодом и катодом, K — постоянная, зависящая главным образом от поля в послеускоряющем электроде (разд. 12.3.4). Следовательно, для достижения максимальной чувствительности электростатическая система отклонения должна быть сконструирована таким образом, чтобы пластины были длинными и расположены близко друг к другу; сама электронная трубка должна быть достаточно длинной и потенциал

пучка низким. К сожалению, при отсутствии системы послеускорения понижение потенциала пучка приводит к уменьшению яркости изображения.

Применяемые в системе электростатического отклонения пластины могут быть видоизменены для выполнения специальных требований. Как правило, угол отклонения ограничен, поскольку отклоняющие пластины являются препятствием на пути

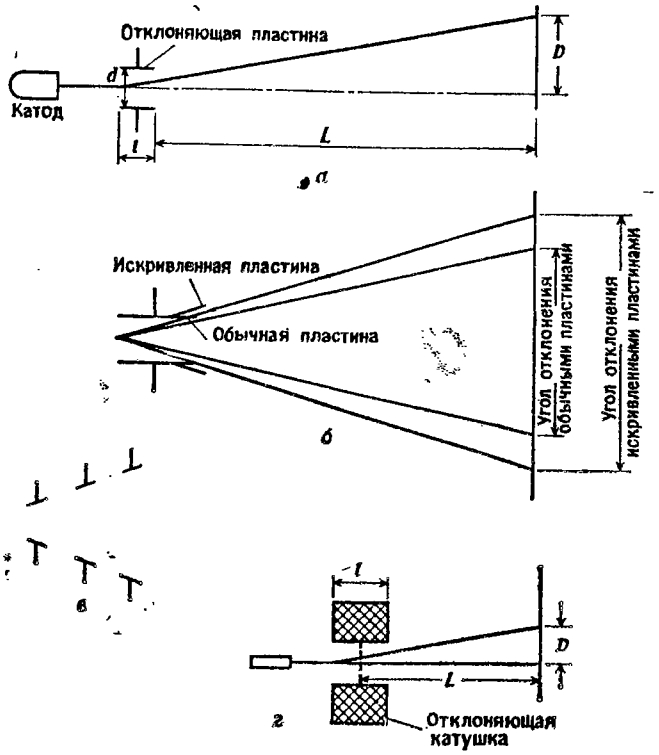


Рис. 12.7. Отклонение пучка в ЭЛТ: *а* — электростатическое отклонение, *б* — отклонение с помощью прямых и искривленных пластин, *в* — сегментированные пластины, *г* — электромагнитное отклонение.

луча. Однако угол отклонения можно увеличить, изогнув пластины, как показано на рис. 12.7, *б*. Такой прием позволяет либо увеличить угол отклонения на экране, либо получить тот же угол при более короткой трубке. Емкостное влияние пластин также можно уменьшить, если использовать пластины с сегментной структурой (рис. 12.7, *в*), что приводит к увеличению быстродействия системы отклонения, например к прохождению луча через весь экран за 5 нс.

Электростатический метод отклонения предусматривает зарядку конденсатора, образуемого пластинами, при этом затраты на систему усиления сравнительно невелики, но требуется более сложная трубка. Система является быстродействующей и применяется практически во всех ЭЛТ с полосой пропускания более 1 МГц. При электромагнитном методе отклонения изменяют магнитное поле, меняя ток в катушке. При высоких частотах число витков в катушке следует уменьшать, а ток увеличивать, так что при частотах выше 25 кГц система требует высоких затрат на усиление и обладает большой рассеиваемой мощностью.

Все современные осциллографы предназначены для работы с высокочастотными сигналами произвольной формы и практически во всех применяются электростатические отклоняющие системы. Электромагнитное отклонение иногда применяется вместо пластин горизонтального отклонения. Преимущество такой системы заключается в том, что она позволяет получить более широкие углы отклонения, так как в трубке отсутствуют пластины. Такая система дешевле при полосе пропускания ниже 25 кГц. Как правило, электромагнитные системы отклонения применяются при растровой развертке, например, в телевидении. Кроме того, такая система позволяет получить электронный пучок большого диаметра (так как отсутствуют препятствия для пучка внутри ЭЛТ), что обеспечивает более яркое изображение.

В электромагнитной отклоняющей системе (рис. 12.7, *г*) отклонение пропорционально напряженности магнитного поля или току катушки и обратно пропорционально квадратному корню из ускоряющего напряжения. Отклонение определяется выражением

$$D = K_1 L l H V_a^{-1/2}, \qquad (12.4)$$

где H — напряженность магнитного поля, V_a — ускоряющее напряжение, K_1 — постоянная. Сравнивая это выражение с формулой (12.3), можно видеть, что в электростатической системе отклонение обратно пропорционально ускоряющему напряжению, в то время как в электромагнитной системе оно обратно пропорционально квадратному корню из напряжения. Система электромагнитного отклонения позволяет получить угол отклонения 110°, в то время как в электростатической системе он ограничен значениями около 40°.

12.3.4. Послеускорение электронного пучка. Как следует из выражения (12.3), для достижения высокой чувствительности при электростатическом отклонении пучка ускоряющее напряжение следует поддерживать достаточно низким. Как правило, напряжение между катодом и отклоняющими пластинами выбирается ниже 4 кВ. Но, достигая высокой чувствительности, мы теряем в яркости, что особенно важно при высокой скорости

записи. Трубки с одним ускоряющим анодом (рис. 12.5, *а*) обычно имеют ограничение по частоте до 10 МГц. При частотах выше указанной применяются ЭЛТ с послеускорением пучка. В них пучок после прохождения отклоняющих пластин получает значительное ускорение, что приводит к увеличению энергии пучка и, следовательно, яркости изображения на экране.

Существует несколько схем ЭЛТ с послеускорением. На рис. 12.8, *а* представлен спиральный ускоряющий электрод, в котором на достаточно протяженном участке внутренней поверхности расширяющейся части трубки нанесена узкая спиральная полоска графита с высоким сопротивлением. Спираль имеет контакт с алюминиевой пленкой, нанесенной на люминофор, если пленка имеется (разд. 12.3.5). На спираль подается напряжение около 10 кВ с целью не только ускорить пучок, но и слегка «прижать» его к оси. Это понижает чувствительность к отклонению, что можно скомпенсировать увеличением длины трубки. В трубку со спиралью можно поместить сферическую сетку (рис. 12.8, *б*), что позволяет придать ускоряющему полю определенную форму с целью исключить его влияние на исходное отклонение луча. В результате этого достигается чувствительность, как в моноакселераторной трубке такой же длины.

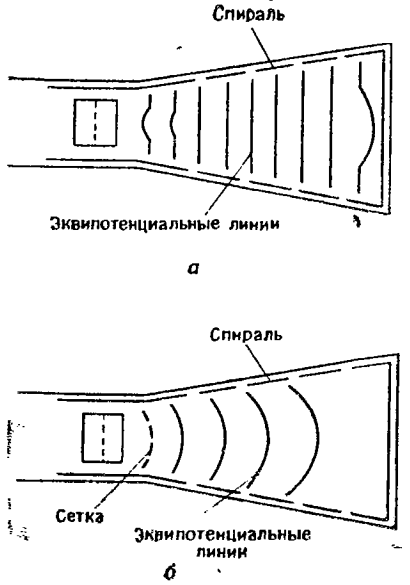


Рис. 12.8. Системы послеускорения ЭЛТ: *а* — спираль, *б* — сетка.

Обе системы, проиллюстрированные на рис. 12.8, имеют угол обзора, не превышающий 35—40°. Еще один вариант ЭЛТ с послеускорением — это ЭЛТ с расширяющей сеткой. В этом случае также используется сферическая сетка, но спираль отсутствует. Сетке придается такая форма, чтобы максимально усилить отклонение луча. Такая система позволяет получить отклонение до 90°, однако размер пятна на экране также увеличивается пропорционально увеличению чувствительности.

12.3.5. Экран ЭЛТ. Передняя часть ЭЛТ называется дном. Дно изготовляется плоским для экранов размером до 10×10 см

и немного выгнуто у экранов больших размеров. Дно трубки формируется из расплава стекла в пресс-форме и затем отжигается. У некоторых ЭЛТ дно сделано целиком из оптического волокна, которое обладает особыми свойствами. В случае необходимости можно получить небольшой участок из оптического волокна, который позволяет запечатлеть изображение непосредственно на фотопленке контактным путем, не прибегая к помощи объектива.

Внутренняя поверхность дна покрыта люминофором. Покрытие представляет собой сверхчистые кристаллы неорганического люминофора — фосфора — около 2—3 мкм в диаметре с небольшими добавками других элементов, называемых активаторами. В настоящее время в качестве активаторов используют серебро, марганец, медь и хром, которые определяют такие характеристики, как световая отдача, спектр излучения и послесвечение.

В ЭЛТ применяют разнообразные виды люминофоров, характеристики некоторых из них представлены в табл. 12.1. Люминофор преобразует электрическую энергию в световую. При попадании электронного пучка на кристаллы люминофора их энергетический уровень повышается, что приводит к катодолюминесценции. При возбуждении люминофор излучает свет, это явление называется флуоресценцией. После прекращения электронной бомбардировки кристаллы люминофора возвращаются в исходное состояние и при этом испускают кванты световой энергии. Это явление называется фосфоресценцией или послесвечением.

Длительность послесвечения, обеспечиваемая люминофором, характеризуется временем нарастания свечения, которое представляет собой время от начала возбуждения до достижения 90% максимума эмиссии, и временем затухания, равным времени спада от максимального уровня до 10% от него. Длительность послесвечения зависит от типа люминофора, размеров кристаллов, содержания примесей и от технологического процесса. Для того чтобы избежать мерцания изображения, до окончания времени затухания люминофор следует облучить электронами. Люминофоры с небольшим временем послесвечения (флуоресценция) требуют более частого возбуждения, тогда как люминофоры с фосфоресценцией дают медленно угасающие изображения со следами послесвечения. Кроме того, люминофоры с длительным послесвечением (фосфоресценция) более подвержены обесцвечиванию и потере световой отдачи под воздействием высокоинтенсивных пучков при получении фиксированных изображений. В большинстве современных осциллографов применяются люминофоры с кратковременным послесвечением (например, P1, P2, P11, P31) благодаря их способности к быстрому восстановлению, в то время как более продолжительные сигна-

Таблица 12.1

Характеристики люминофоров

Тип	Цвет		Длительность послесвечения (спад до уровня 10%)	Световая отдача*	Скорость записи*	Возможные применения
	Флуоресценция	Фосфоресценция				
P1	Желто-зеленый	Желто-зеленый	1—100 мс	4	7	Осциллографы, радиолокация
P2	Желто-зеленый	Желто-зеленый	1—100 мс	2	4	Осциллографы
P4	Белый	Белый	10 мкс—1 мс	3	3	Черно-белое телевидение
P7	Голубой	Желтый	10 мкс—1 мс (г) 100 мс—1 с (ж)	4	2	Радиолокация, медицина
P11	Голубой	Голубой	10 мкс—1 мс	5	1	Фотография
P15	Ультрафиолетовый	Зеленый	<1 мкс (уф) 1—10 мкс (з)	9	8	Телевидение (сканирующее устройство бегущего луча)
P16	Ультрафиолетовый	Ультрафиолетовый	<1 мкс	10	8	Телевидение (сканирующее устройство бегущего луча), фотография
P18	Белый	Белый	10 мкс—100 мс			Проекционное телевидение
P19	Оранжевый	Оранжевый	>1 с	5	10	Радиолокация
P22	Белый (красный, голубой, зеленый)	Белый (красный, голубой, зеленый)	10 мкс—1 мс	~		Цветное телевидение
P26	Оранжевый	Оранжевый	>1 с	8	10	Радиолокация
P28	Желто-зеленый	Желто-зеленый	100 мс 1 с	3	5	Радиолокация, медицина
P31	Зеленый	Зеленый	10 мкс 1 с	1	3	Осциллографы, телевидение повышенной яркости
P33	Оранжевый	Оранжевый	>1 с	6	9	Радиолокация
P39	Желто-зеленый	Желто-зеленый	100 мс—1 с	3	6	Радиолокация, компьютерная графика
P40	Голубой	Желто-зеленый	10 мкс—1 мс (г) 100 мс—1 с (жз)	—	—	P16 с низкой частотой повторения
P44	Желто-зеленый	Желто-зеленый	1—100 мс	3	—	Бистабильная память
P45	Белый	Белый	1 100 мс	4	—	Черно-белые телевизионные экраны

* 1 соответствует максимальной световой отдаче или длительности послесвечения

лы (например, при использовании осциллографа в медицине) требуют применения люминофоров с длительным послесвечением (Р7, Р39). В радиолокации требуется очень длительное послесвечение (Р19, Р26, Р33) или даже запоминающие осциллографы (см. разд. 12.7).

При попадании электронного пучка на люминофор выделяются тепло и свет. Слишком большая интенсивность пучка при его фокусировке в одну точку на экране в течение продолжительного времени может ухудшить световую отдачу люминофора и даже прожечь его. Люминофоры можно классифицировать на имеющие низкую (Р19, Р26, Р33), среднюю (Р1, Р2, Р7, Р11) и высокую (Р15, Р31) устойчивость к выжиганию.

Свечение люминофора характеризуется яркостью. Яркость определяется световой отдачей люминофора и энергией пучка, которая в свою очередь определяется плотностью тока пучка, ускоряющим напряжением и длительностью послесвечения. Следовательно, при малой скорости развертки можно получить достаточно высокую световую отдачу при небольшом ускоряющем напряжении, но для регистрации быстрых однократных переходных процессов требуются интенсивный луч, высокое ускоряющее напряжение и люминофор с большой яркостью.

Каждый люминофор дает излучение определенного цвета. Человеческий глаз обладает максимальной чувствительностью к желто-зеленому излучению с длиной волны 555 нм, поэтому люминофоры, излучающие в этой области спектра (Р31, Р39), будут казаться ярче других (например, Р11, Р16, Р19). С другой стороны, фотопленка чувствительна в ультрафиолетовой и голубой областях спектра, поэтому при высокоскоростной съемке применение люминофоров типа Р11 и Р16 может дать более высокие результаты. Люминофор излучает в широкой полосе частот, поэтому цвет его излучения определяется набором волн различной длины. Градация цвета (цветовой тон) и хроматическая чистота по отношению к белому цвету (чистота цвета) могут быть точно определены по осям координат на цветовом графике.

Как правило, со стороны луча на люминофор наносится тонкая (1000—1500 Å) металлическая пленка, например, из алюминия. Это приводит к трем эффектам:

1) металлическая пленка действует как радиатор и уменьшает опасность прожигания люминофора,

2) уменьшается рассеяние света из люминофора, отражение света от алюминиевой пленки увеличивает яркость,

3) попадающие на люминофор электроны выбивают вторичные электроны; эти электроны, как правило, собираются на аквадаге. Но при определенных условиях они могут оставаться на экране и создавать отрицательный потенциал, что в свою оче-

редь приводит к падению ускоряющего потенциала. Этот эффект устраняется, если алюминиевую пленку электрически соединить со слоем аквадага.

Для прохождения алюминиевой пленки, нанесенной на люминофор, необходимо повышение энергии электронного пучка. Следовательно, при низком ускоряющем потенциале экран с алюминированным люминофором менее эффективен, чем стандартный экран, но его эффективность резко возрастает с ростом ускоряющего потенциала (рис. 12.9).

Люминофор является нелинейным преобразователем энергии пучка (произведение тока пучка на ускоряющее напряжение) в световой поток. Это проиллюстрировано на рис. 12.10, где отмечено значение энергии смещения (IV_T) на начальном участке, за которым следует рабочий линейный участок. Напряжение V_T обусловлено главным образом потерями энергии пучка электронов при прохождении через слой алюминия и равно примерно 1—3 кВ.

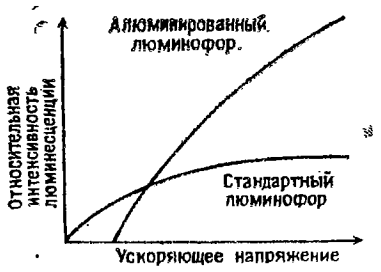


Рис. 12.9. Сравнение люминесценции стандартного и алюминированного люминофоров.

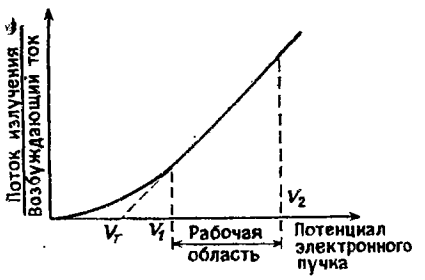


Рис. 12.10. Нелинейность характеристик люминофора.

Идеальным люминофором для ЭЛТ лабораторного осциллографа был бы люминофор, излучающий в спектральной области максимальной чувствительности глаза; обладающий высокой устойчивостью к случайным повреждениям, связанным с выжиганием; обеспечивающий высокую длительность послесвечения и большую яркость; имеющий минимальное время послесвечения, чтобы избежать наложения изображений при записи высокоскоростных сигналов. Типичным примером такого материала может служить люминофор типа Р31. Кинетика затухания описывается экспоненциальным e^{-kt} и степенным t^{-m} законами. Она определяется такими параметрами, как напряжение на аноде, плотность тока пучка, частота повторения импульсов и длительность возбуждения. Время послесвечения, представленное в табл. 12.1, обычно определяют эмпирически.

Масштабная сетка представляет собой градуированную шкалу на лицевой стороне ЭЛТ, которая используется при измерениях сигнала в горизонтальном и вертикальном направлениях. Существует три типа масштабных сеток. 1) Внешняя сетка. Она наносится на пластину из акрилового плексигласа, которая подгоняется к размерам экрана. Такая сетка легко сменяется при проведении различных измерений, и ее положение можно согласовать с направлением развертки на экране ЭЛТ. Недостатком внешних сеток является параллакс, так как они не совпадают со слоем люминофора. Следовательно, при приведении масштабной сетки в соответствие с направлением следа пучка оказывает свое влияние угол зрения. 2) Внутренняя сетка. Она наносится на внутреннюю поверхность экрана ЭЛТ, то есть на ту же поверхность, что и люминофор. Хотя в этом случае отсутствует параллакс, внутренняя сетка не сменяется и требует применения электронного способа регулировки направления развертки. Кроме того, возникают трудности с подсветкой сетки при фотосъемке, если только не предусмотрена специальная подсветка в самом осциллографе. 3) Проецируемая сетка. Она обеспечивается при применении некоторых типов фотокамер. Такой режим отличается гибкостью и позволяет ввести дополнительную информацию на сетку, например надписи.

Иногда лицевая сторона экрана подкрашивается в нейтрально-серый цвет для уменьшения посторонних световых помех, а для снижения блескости* применяются внешние фильтры. Фильтры из черной проволочной сетки увеличивают контраст изображения и ограничивают угол наблюдения, что сводит к минимуму отражения от боковых источников света. При сильной блескости применяются также поляризационные фильтры. В некоторых случаях светофильтры применяются для выделения определенных цветовых компонентов свечения люминофора. Например, янтарный фильтр при использовании люминофора P7 исключит голубую составляющую с малым послесвечением и усилит желтую составляющую с длительным послесвечением; в случае голубого фильтра эффект будет обратным.

12.3.6. ЭЛТ с плоскими экранами. В настоящее время проводятся широкие исследования по разработке плоских аналогов обычных ЭЛТ. Эти исследования направлены главным образом на создание устройств для учреждений и бытовых целей, например портативных компьютеров и телевизионных приемников;

* Блескость — ухудшение условий наблюдения из-за наличия в поле зрения посторонних ярких источников света или из-за их отражений от экрана. — *Прим. перев.*

однако результаты этих работ могут найти применение и в лабораторных осциллографах.

Наиболее серьезным конкурентом на рынке плоских дисплеев являются экраны на жидких кристаллах. Они могут быть изготовлены больших размеров, многоцветными и потребляют очень малую мощность. Недостатками экранов на жидких кристаллах являются плохой контраст, высокая стоимость управляющей электроники и малая скорость переключения. Последнее является наиболее существенным препятствием для применения в осциллографах, поскольку типичная скорость переключения жидких кристаллов составляет 20 мс, но для компьютерных дисплеев такая скорость переключения достаточна.

Наиболее распространенная конструкция плоской ЭЛТ показана на рис. 12.11. В ней используется традиционная элек-

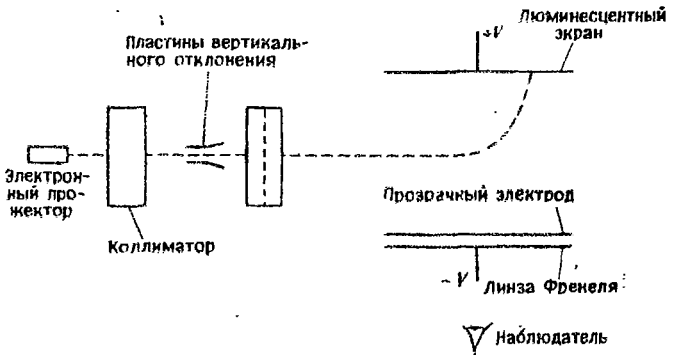


Рис. 12.11. Схема плоской ЭЛТ.

тронная пушка, но электроны направляются параллельно экрану. Как и обычная ЭЛТ, такая трубка содержит пластины горизонтального и вертикального отклонения. Кроме того, в ней имеется третья пара отклоняющих пластин, образованная люминесцентным экраном и установленной перед ним со стороны наблюдателя пластиной. Они поворачивают электронный пучок на 90° и направляют его на люминесцентный экран. Эта третья пара отклоняющих пластин создает фокусирующее поле и обеспечивает неизменность угла падения пучка по экрану, так что в любой его точке получается правильное круглое пятно.

Люминофор наносится на заднюю поверхность трубки. Так как трубка тонкая, люминофор виден через прозрачный передний электрод и изображение может быть усилено линзой. Благодаря размещению люминофора на задней стороне трубки и наблюдению поверхности, на которую падают электроны, получается более яркое изображение, что снижает требования к

мощности. Облегчается также теплоотвод от подложки люминофора, что уменьшает риск разрушения люминофора из-за его перегрева.

12.3.7. Цветные ЭЛТ. Хотя цветные ЭЛТ, например, масочные кинескопы, обычны для телевидения и компьютеров, они не применяются в осциллографах. Одна из причин в том, что они относительно дороги, к тому же цвет не сулит существенных преимуществ при наблюдении одной или нескольких траекторий, отделенных друг от друга. Однако ограниченное число цветов может дать преимущество, например, в осциллографах для медицины. Такие приборы существуют, в них используются стандартная ЭЛТ и затвор на жидких кристаллах, что обеспечивает трехцветное изображение (рис. 12.12).

Экран ЭЛТ покрыт многокомпонентным люминофором, световая отдача которого имеет максимумы в оранжевой и синей областях спектра. За ЭЛТ установлены два цветных поляризатора, которые поляризуют оранжевый свет вертикально, а синий — горизонтально и поглощают белый свет. Включенный жидкокристаллический затвор не действует на свет, проходящий через него, но в выключенном состоянии он поворачивает плоскость поляризации на 90°. Линейный поляризатор пропускает только горизонтально поляризованный свет.

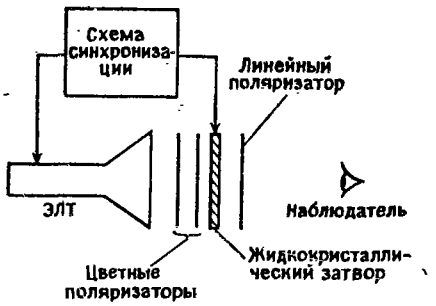


Рис. 12.12. Трубка с жидкокристаллическим затвором (затвор изображен в произвольном масштабе).

Жидкокристаллический затвор синхронизован с разверткой ЭЛТ. При запуске развертки сначала на дисплее получается поле синего цвета при включенном затворе. Наличие на дисплее только синего цвета объясняется тем, что именно он будет проходить через линейный поляризатор. Затем разворачивается оранжевый участок дисплея при выключенном затворе. В этом случае как синий, так и оранжевый свет от цветных поляризаторов поворачиваются жидкокристаллическим затвором, так что оранжевый свет оказывается горизонтально поляризованным и проходит через линейный поляризатор. Если какая-то часть дисплея должна быть желтой, то при ее развертке жидкокристаллический затвор включается и выключается, так что синий и оранжевый цвета складываются и дают желтый цвет.

Осциллограф с затвором на жидком кристалле имеет хороший контраст изображения, так как затвор ослабляет неосвещенные участки дисплея, создавая на них темный фон. Однако яркость невелика, поскольку каждый цвет излучается лишь в течение половины рабочего цикла, а поляризаторы поглощают примерно половину проходящего через них света. Общая яркость составляет менее 0,2 яркости экрана без затвора на жидком кристалле. Наиболее серьезный недостаток системы с жидкокристаллическим затвором состоит в том, что ее скорость переключения ограничена. Сделав затвор тонким, а угол поворота молекул жидкого кристалла малым, можно уменьшить время переключения до 0,5 мс. Но и в этом случае ширина полосы пропускания осциллографа не превышает 100 кГц.

12.4. Цепи управления

Основные функции осциллографа рассмотрены в разд. 12.2 и проиллюстрированы на рис. 12.1. В этом разделе подробно описаны различные схемы управления: входной переключатель, аттенюатор, усилитель, линии задержки и генератор развертки.

На рис. 12.13 изображена передняя панель типичного осциллографа. В некоторых типах осциллографов используются волоконные световоды для передачи буквенных и цифровых данных на экран или индикаторы на светодиодах для подачи предупреждающих сигналов или выдачи информации. Внутреннее управление часто осуществляется микропроцессором, который обеспечивает выполнение расчетов, например переход от периода к частоте; результаты затем выводятся на индикатор на светодиодах.

12.4.1. Входной переключатель. Входной многопозиционный переключатель, который передает сигнал вертикального отклонения к аттенюатору, обычно имеет три положения: постоянный ток, переменный ток и земля. В положении «постоянный ток» сигнал непосредственно поступает в аттенюатор. В положении «переменный ток» последовательно с сигнальным входом включается конденсатор, чтобы исключить из входного сигнала постоянные составляющие. При этом измеряются только переменные составляющие. В положении «земля» вход заземляется. Оно используется для установления нулевого уровня напряжения на экране осциллографа. Положение «земля» находится между положениями «переменный ток» и «постоянный ток» переключателя. Это обеспечивает заземление входного провода при переключении между режимами переменного тока и постоянного тока и устранение накопленного заряда на разделительном конденсаторе.

12.4.2. Аттенюаторы. Аттенюатор используется, чтобы изменить амплитуду сигнала, поступающего на усилитель. Его коэффициент ослабления обычно составляет 1000 и реализуется примерно десятью ступенями ослабления. В сочетании с усилителем, который обычно имеет коэффициент усиления в пределах

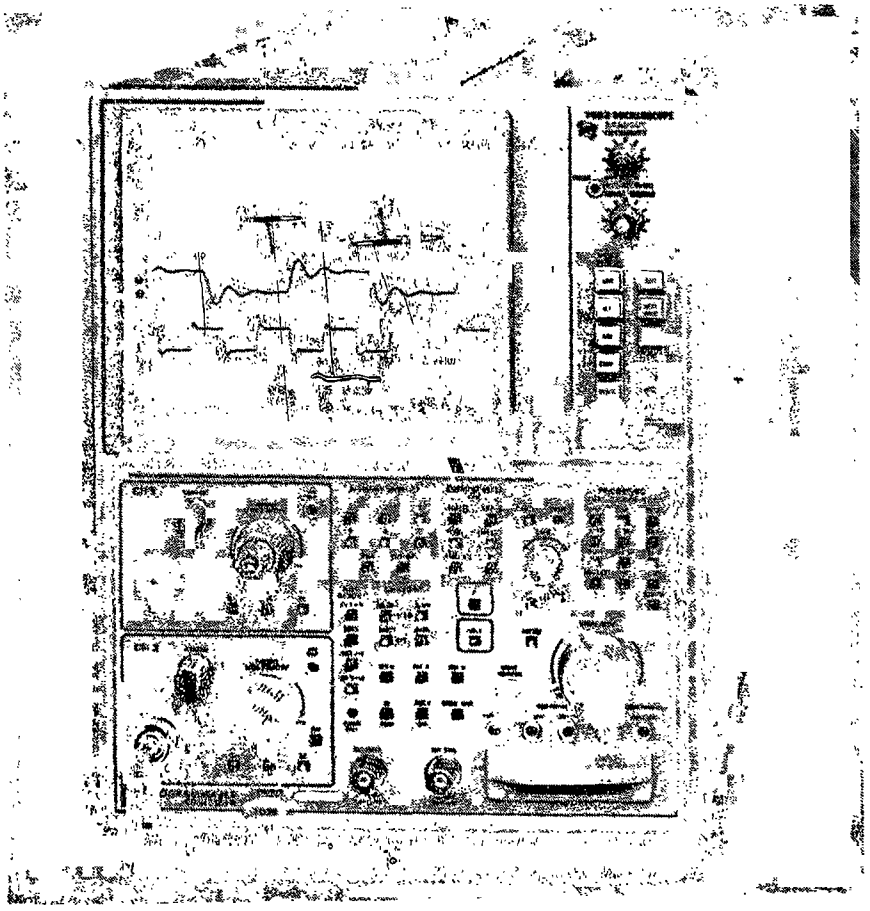


Рис. 12.13. Вид передней панели осциллографа с ручками управления (снимок любезно предоставлен фирмой Tektronix, Inc.).

2000, это обеспечивает изменение типичной чувствительности системы вертикального отклонения от 10 мВ до 50 В на деление.

Аттенюатор при всех его положениях должен поддерживать постоянную нагрузку источника сигнала и ослаблять входной сигнал на всех частотах в равной степени. Наиболее часто ис-

пользуется компенсированный RC-аттенюатор, показанный на рис. 12.14. Если Z_o и Z_i — импедансы параллельного и последовательного плеч соответственно, то отношение выходного напряжения V_o к входному V_i определяется формулой

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{Z_o}{Z_o+Z_i} = \frac{R_o(1+j\omega R_iC_i)}{R_o(1+j\omega R_iC_i)+R_i(1+j\omega R_oC_o)}. \qquad (12.5)$$

Если подстроить конденсатор C_i, чтобы получить $R_iC_i=R_oC_o$, то выражение (12.5) принимает вид

$$V_o/V_i=R_o/(R_o+R_i). \qquad (12.6)$$

Это выражение не содержит членов, зависящих от частоты, следовательно, все частотные составляющие входного сигнала ослабляются в равной степени. Если не использовать частотную компенсацию, то на частотах выше 10 кГц пришлось бы учитывать при измерениях паразитные емкости, приводящие к зависимости постоянных времени от частоты. Конденсаторы C_i и C_o исключают влияние этих паразитных емкостей.

Входной импеданс большинства осциллографов составляет 1 МОм ± 1%, шунтируемый емкостью 10—100 пФ. Некоторые высокочастотные осциллографы имеют аттенюаторы с входным сопротивлением 50 Ом для использования с передающими линиями.

Аттенюаторы имеют внешние ручки для регулировки компенсации, которые изменяют C_i. Для компенсации аттенюатора обычно применяют контрольный сигнал в виде меандра, показанный на рис. 12.15, *а*. Емкость конденсатора C_i регулируется до появления меандра на экране. Если емкость C_i слишком велика, то происходит перекомпенсация и на экране будут видны пички, как на рис. 12.15, *б*. Если емкость C_i слишком мала, то компенсация будет недостаточной и на экране осциллографа фронты меандра будут закругленными, как на рис. 12.15, *в*.

12.4.3. Усилители. Усилители применяются для обеспечения работы систем горизонтального и вертикального отклонения и модуляции яркости. Их функция состоит в том, чтобы обеспечить усиление слабых сигналов, и они должны иметь высокий входной импеданс, чтобы снизить нагрузку на источник сигнала.

Типичный коэффициент усиления составляет 2000 и фиксируется, что облегчает изготовление стабильных широкополосных усилителей. Обычно перед основным усилителем применяется предусилитель, а его первый каскад представляет собой истоковый повторитель на полевом транзисторе, обеспечивающий высокий входной импеданс.

Пластины вертикального отклонения осциллографа питаются от двухтактного усилителя. Это позволяет использовать диф-

ференциальную схему для всего усилителя или обычный заземленный вход при дифференциальном выходе. Дифференциальные усилители, показанные на рис. 12.16, предпочтительнее, так как они обладают более высокой стабильностью и меньшим дрейфом, а также менее подвержены шумам, которые содержатся в сигнале или создаются элементами схемы.

Важным параметром дифференциальных усилителей является коэффициент ослабления синфазного сигнала. Если одно и то же значение дифференциального сигнала прикладывается к обоим входам усилителя, то между дифференциальными выходами не должно возникать разности потенциалов. Иными словами, если $+V_1$ прикладывается к входам I_1 и I_2 (рис. 12.16),

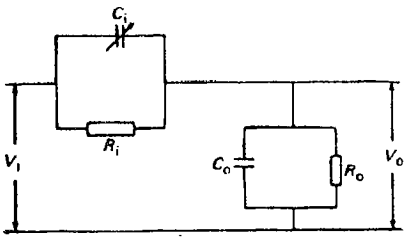


Рис. 12.14. Компенсированный *RC*-аттенюатор.

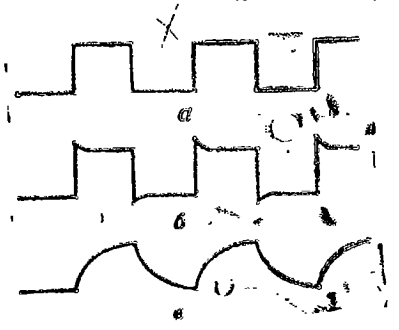


Рис. 12.15. Влияние уровня компенсации аттенюатора на форму изображения: *а* форма входного сигнала, *б* — изображение в случае перекомпенсации, *в* изображение в случае недостаточной компенсации.

то разность потенциалов между выходами O_1 и O_2 должна быть равна нулю. На практике на выходе будет малое дифференциальное напряжение, равное ΔV_1. Если сигнал $+V_1$ прикладывается к входу I_1, а $-V_1$ к входу I_2, то благодаря дифференциальному усилению между O_1 и O_2 возникнет разность потенциалов, предположим, что она равна ΔV_2. Тогда коэффициент ослабления синфазного сигнала определяется выражением

$$\frac{\Delta V_1}{\Delta V_2} = \frac{\text{Коэффициент усиления синфазного сигнала}}{\text{Коэффициент усиления дифференциального сигнала}}. \quad (12.7)$$

Коэффициент ослабления синфазного сигнала обычно выражается в децибелах. Так, значение —100 дБ будет означать, что синфазный сигнал в 1 В даст такой же эффект, как дифференциальный сигнал в 10 мкВ. Он важен при измерениях слабых сигналов, например с выхода преобразователей, в присутствии

электрических шумов, создаваемых такими источниками, как трансформаторы, источники мощности и двигатели. Он уменьшается на высоких частотах, а также снижается входными цепями, например аттенюаторами, которые включены перед усилителем.

Максимальные значения напряжений дифференциального и синфазного сигналов, которые можно подавать на усилитель, ограничены. При больших дифференциальных напряжениях усилитель перейдет в режим насыщения, так что его выходной сигнал не будет реагировать на дальнейшие изменения на входе. Этот режим называется ограничением. При увеличении синфазного сигнала на входе выходной сигнал становится все более нелинейным, так что пиковое значение синфазного напряжения обычно определяется допустимыми искажениями.

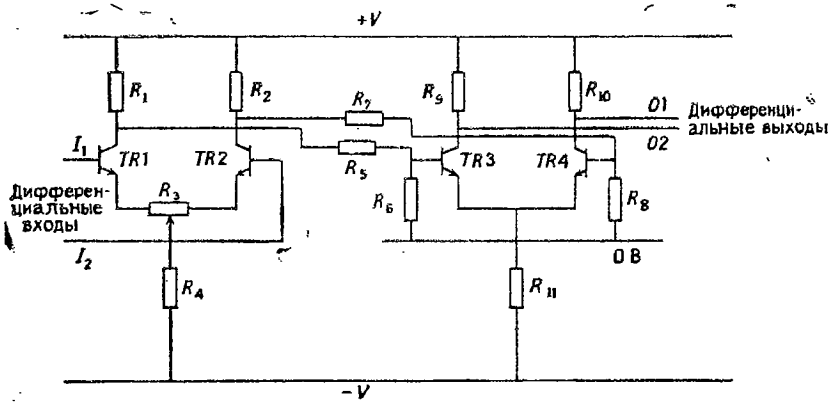


Рис. 12.16. Схема двухкаскадного усилителя.

Коэффициент усиления усилителя падает с ростом частоты, при этом возникает фазовый сдвиг между выходным и входным сигналами. На низких частотах коэффициент усиления такой же, как при постоянном токе. На высоких частотах спад коэффициента усиления составляет 20 дБ на декаду или, что то же самое, 6 дБ на октаву. Это означает, что при каждом удвоении частоты усиление падает на 6 дБ или, когда частота возрастает в 10 раз, усиление падает на 20 дБ. Частота точки останова — это частота, при которой коэффициент усиления падает на 3 дБ ниже значения на постоянном токе и фазовый сдвиг составляет 45°. Можно так сконструировать усилитель, что он будет иметь несколько таких точек. В этих точках спад увеличивается с ростом частоты на 20 дБ на декаду. Однако фазовый сдвиг также возрастает на 45° в каждой точке, так что в конечном счете может достигнуть 180° и образуется положительная об-

ратная связь. Для сохранения стабильности коэффициент усиления в этой точке должен быть меньше единицы.

Другим важным параметром при конструировании усилителя для отклоняющей системы осциллографа является его отклик на ступенчатое входное напряжение, так как это определяет скорость отклонения. После короткого времени восстановления или мертвого времени выходное напряжение начинает изменяться и возрастает относительно линейно до своего конечного значения. Время изменения от 10 до 90% конечного значения называется временем нарастания, а скорость, с которой это происходит, измеряется в вольтах на микросекунду и называется скоростью нарастания выходного напряжения усилителя. Это определяет скорость, при которой усилитель может работать без чрезмерных искажений. После этого выходное напряжение усилителя будет осциллировать вокруг конечного значения, прежде чем постепенно достигнет его. Время, необходимое для того, чтобы амплитуда этих осцилляций снизилась до допустимых пределов, называется временем установления усилителя. Существенное влияние на рабочую скорость оказывает также емкость отклоняющих пластин. При высоких скоростях нужно использовать сегментированные пластины, (рис. 12.7, *в*). Чем выше емкость отклоняющих пластин, тем больший ток требуется, чтобы получить то же время нарастания; это приводит к увеличению рассеиваемой мощности в системе.

12.4.4. Линии задержки. Во всех осциллографах имеет место задержка начала горизонтальной развертки из-за задержек в блоке синхронизации, усилителе и генераторе развертки. Эта задержка составляет около 100 нс. Для того чтобы наблюдать весь сигнал, поданный на вход системы вертикального отклонения, необходимо задержать его на 200—300 нс. Это осуществляется с помощью линии задержки. Чтобы успешно реализовать задержку сигнала, вход блока синхронизации должен быть включен в цепь перед линией задержки, как показано на рис. 12.1.

Раньше линии задержки изготовлялись с сосредоточенными параметрами и состояли примерно из 50 *LC*-ячеек. На рис. 12.7, *а* показана линия, состоящая из *T*-образных звеньев. Если каждое *T*-образное звено имеет характеристический импеданс Z_0, то входной импеданс линии также будет равен Z_0. *T*-образное звено по своим характеристикам подобно фильтру нижних частот, его ослабление и фазовый сдвиг изменяются с частотой. Верхний предел полосы пропускания фильтра, называемый частотой отсечки f_0, определяется выражением

$$f_0 = 1/\pi \sqrt{LC}. \qquad (12.8)$$

Если входной сигнал содержит только частоты, которые много ниже частоты отсечки, определяемой выражением (12.8), то сигнал на выходе будет повторять входной сигнал, но будет задержан на время t_d, приблизительно равное

$$t_d \approx 1/\pi f_0 \approx (LC)^{1/2}. \qquad (12.9)$$

Здесь t_d — время задержки на одно T-образное звено; если линия задержки с сосредоточенными параметрами состоит из n звеньев, общее время задержки будет равно nt_d.

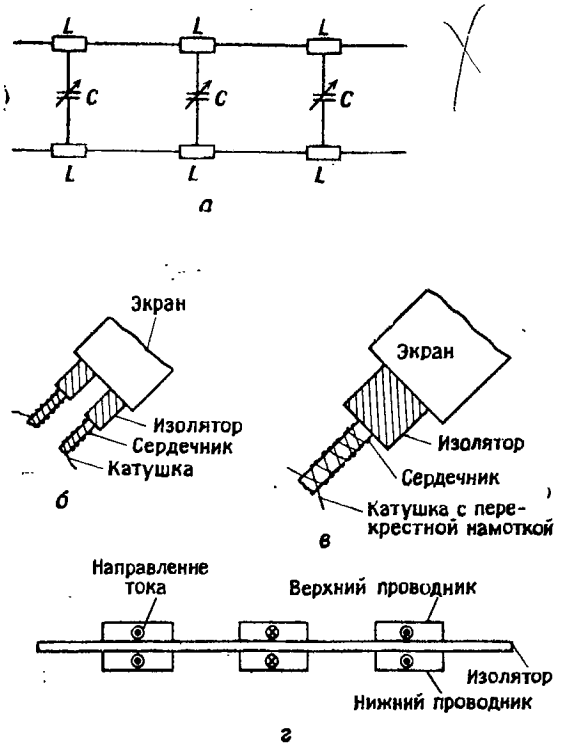


Рис. 12.17. Линии задержки: *а* — с сосредоточенными параметрами; *б* — с распределенными параметрами, с двумя сердечниками; *в* — с распределенными параметрами, с одним сердечником; *г* — травленая.

Линия задержки с сосредоточенными параметрами имеет резкую частоту отсечки, что затрудняет усиление и вызывает фазовые искажения на высоких частотах. Амплитудно-частотная характеристика на высоких частотах может быть улучшена при использовании m звеньев с ответвлениями, которые обеспечивают взаимную индуктивную связь между соседними половинами катушек индуктивности в T-образных звеньях.

Каждая ячейка линии задержки с сосредоточенными параметрами должна быть тщательно настроена, так чтобы обе половины были согласованы друг с другом при подключении к дифференциальному усилителю. Хотя процедура настройки требует усилий, зато линии задержки после настройки имеют очень стабильные характеристики.

Линия задержки с распределенными параметрами представляет собой спиральную катушку, намотанную на сердечник. Сердечник и катушка изолированы от внешнего корпуса, называемого экраном (рис. 12.17). Экран обычно делается из переплетенных изолированных проволок, присоединенных к концу кабеля для уменьшения вихревых токов. Это устройство ведет себя подобно *LC*-линии задержки, в которой индуктивность определяется спиральной намоткой, а емкость — двумя коаксиальными цилиндрами, разделенными слоем диэлектрика. Индуктивность можно увеличить введением ферромагнитного сердечника, а емкость — уменьшением промежутка между внешним и внутренним проводниками. Типичные значения характеристического импеданса и времени задержки для линии задержки с распределенными параметрами составляют 1 кОм и 200 нс/м соответственно.

Линия задержки с распределенными параметрами имеет меньшие размеры, чем линия задержки с сосредоточенными параметрами, и не нуждается в тщательной настройке. Для дифференциальных схем требуются две отдельные линии или два сердечника могут размещаться внутри одного экрана (рис. 12.17, *б*). Можно использовать две катушки, намотанные в виде биспирали на одном сердечнике (рис. 12,17, *в*). Это обеспечивает более однородное равновесие между двумя линиями.

На рис. 12.17, *г* представлена травленая медная линия задержки, в которой структура линии задержки получена травлением на плате печатной схемы. Эта конструкция характеризуется низкой стоимостью, хорошей надежностью и однородностью.

12.4.5. Генераторы развертки. Схема генератора развертки включает также блок синхронизации (рис. 12.1). Блок-схема типичного генератора развертки показана на рис. 12.18. На вход блока синхронизации подается сигнал от внешнего источника, сети или от системы вертикального отклонения. Сигнал поступает в компаратор вместе с регулируемым опорным напряжением; если входной сигнал превышает опорное напряжение, то схема генерирует запускающий импульс. Подстраивая опорное напряжение, осциллограф может запускаться в разных точках входного сигнала. На каждый цикл генерируется один запус-

кающий импульс, это происходит всегда в одной точке, что обеспечивает стационарное изображение на экране.

Основным блоком системы развертки является генератор развертки. Он обычно генерирует пилообразное напряжение (рис. 12.2—12.4), хотя в осциллографах специального назначения оно может быть синусоидальным, экспоненциальным или параболическим. Время развертки регулируется от 5 нс на деление до 5 с на деление с точностью лучше 2% и нелинейностью менее 1%. Иногда при исследованиях быстропротекающих процессов включается десятикратный расширитель развертки, при этом достигается время развертки 0,5 нс на деле-

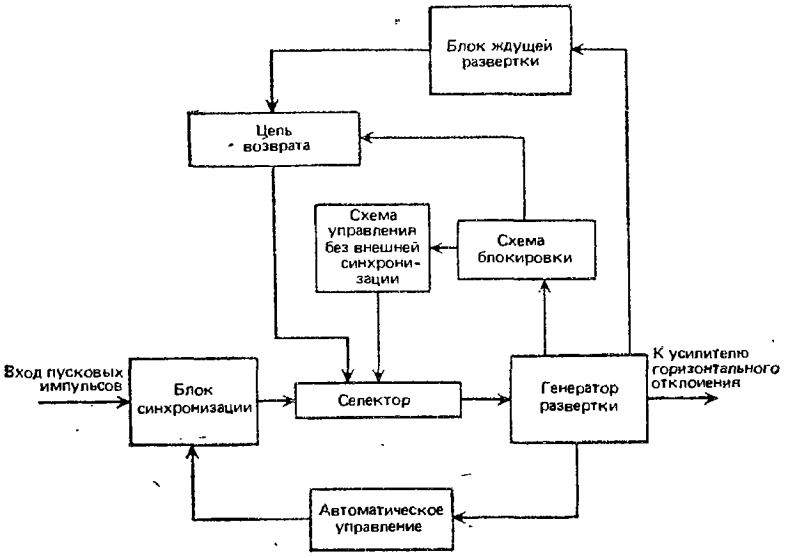


Рис. 12.18. Блок-схема генератора развертки.

ние. В качестве генератора развертки наиболее часто используется интегратор Миллера. Он состоит из усилителя с конденсатором обратной связи. Схема позволяет использовать различные емкости от 10 пФ до более чем 1 мкФ и сопротивления от 100 кОм до 100 МОм. Это обеспечивает широкий диапазон длительности разверток.

После завершения прямого хода развертки схема блокировки обеспечивает обратный ход пилообразного напряжения, в это время происходит восстановление интегратора Миллера. После блокировки схема возврата воздействует на затвор и вновь запускает интегратор. Схема управления без внешней синхронизации автоматически запускает интегратор после сброса. Осциллограф может также работать в автоматическом режиме.

В этом случае цепь автоматического управления контролирует время после развертки и автоматически выдает запускающий импульс через некоторый временной интервал. Это время задержки может быть установлено ручкой управления временем развертки. Иногда удобно использовать осциллограф в режиме ждущей развертки. В таком режиме происходит однократная развертка от входного импульса, после чего развертка не запускается, пока на схему возврата не поступит внешний запускающий импульс. Режим ждущей развертки удобен для наблюдения случайных однократных сигналов, особенно при их фотографировании.

Некоторые осциллографы имеют второй генератор развертки, который может использоваться с основным генератором развертки в трех режимах: задержанной развертки, смешанной развертки и переключаемой развертки.

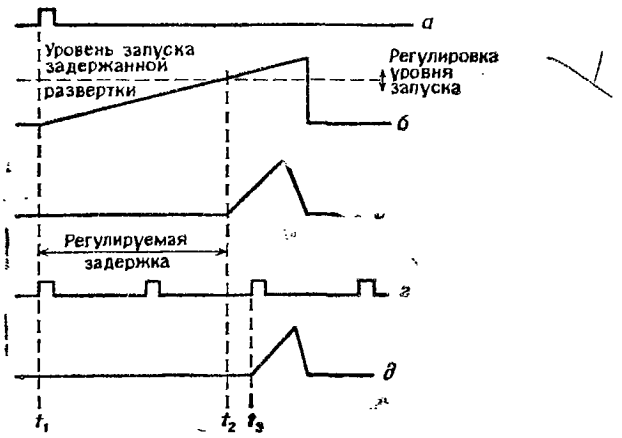


Рис. 12.19. Задержанная развертка: *а* — запускающий импульс основной развертки, *б* — основная развертка, *в* — задержанная развертка в отсутствие запускающего импульса, *г* — запускающие импульсы задержанной развертки, *д* — задержанная развертка при наличии запускающих импульсов.

Задержанная развертка проиллюстрирована на рис. 12.19. В этом режиме на экране представляется только сигнал второго генератора развертки. Основная развертка запускается импульсом в момент t_1. Когда напряжение достигает значения, определяемого ручкой управления уровнем запуска, в момент времени t_2 запускается задержанная развертка. Она более быстрая и показывает растянутую часть сигнала на экране. Например, если входной сигнал — прямоугольный (рис. 12.20, *а*), а задержанная развертка начинается в точке 10 сигнала и время развертки соответствует времени нарастания прямоуголь-

ного импульса, то на экране осциллографа появится изображение, показанное на рис. 12.20, *б*. Это обеспечивает точное измерение времени нарастания.

Будучи запущенным, генератор задержанной развертки может работать в двух режимах. В автоматическом режиме его запуск происходит в момент t_2 (рис. 12.19, *в*). Генератор основной развертки здесь используется как генератор времени задержки. Если генератор задержанной развертки работает в ждущем режиме с запуском от внутренних или внешних импульсов, то его запуск произойдет не в момент t_2, а в момент t_3 (рис. 12.19, *г*, *д*), когда появится очередной импульс запуска задержанной развертки. Основная развертка теперь используется как генератор задержки запуска; в этом случае говорят, что основная развертка «взводит» задержанную, так как последняя приобретает готовность сработать от очередного запускающего импульса.

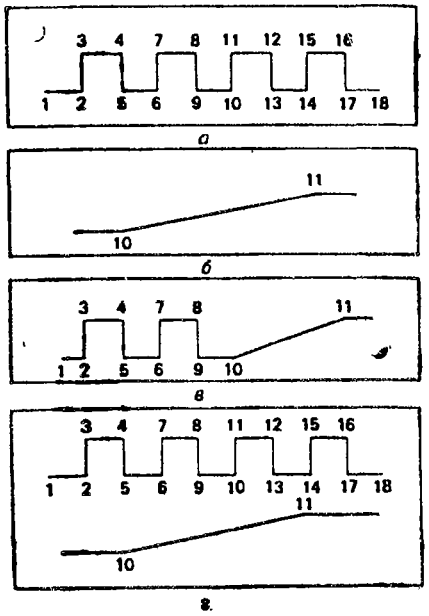


Рис. 12.20. Вид изображения на экране осциллографа с двумя генераторами развертки при различных режимах их работы: *а* — обычная развертка, *б* — задержанная развертка, *в* — комбинированная развертка, *г* — переключаемая развертка.

Комбинированная развертка проиллюстрирована на рис. 12.21. Этот режим подобен задержанной развертке, но в этом случае основная развертка также выводится на экран. Основная развертка запускается в момент t_1 и подается на левую часть экрана (рис. 12.20, *в*). В момент t_2 внешний запускающий импульс включает задержанную развертку. В момент t_3 напряжение задержанной развертки превышает напряжение основной развертки. Начиная с этого момента и до конца цикла на экран выводится задержанная развертка. Если t_3 соответствует точке 10 сигнала, показанного на рис. 12.20, *а*, то в режиме комбинированной развертки сигнал на экране будет иметь вид рис. 12.20, *в*. Опорный сигнал воспроизводится до точки t_3, а затем появляется растянутая часть. Точкой t_3 можно управлять путем изменения t_2, что позволяет растянуть любую заданную часть входного сигнала.

Переключаемая развертка. В этом случае основная и задержанная развертки используются в двухканальном режиме с электронным переключением между ними. Переключение подобно режимам управления и попеременного доступа, описанным в разд. 12.5. Отметим возможные трудности, связанные с яркостью луча, если скорости двух разверток сильно различаются. На рис. 12.20, *г* показан вид сигнала на экране осциллографа в режиме переключения.

12.5. Многоканальные осциллографы

Осциллограф может иметь несколько входов и устройств отображения. Чаще всего используются два входа, но для специальных применений существуют осциллографы с четырьмя и

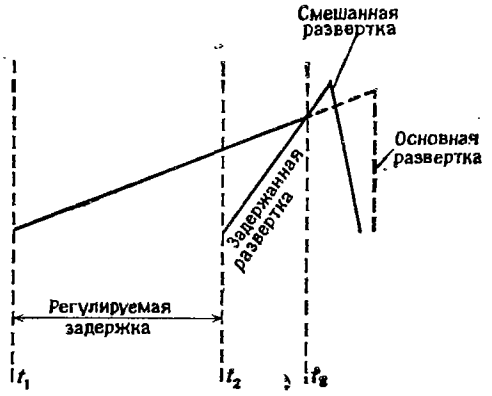


Рис. 12.21. Иллюстрация режима комбинированной развертки.

восемью входами. Используются преимущественно два типа приборов: одноручевой, в котором можно использовать несколько каналов, и двухлучевой, в котором каждый пучок также может обеспечить работу нескольких каналов. В этом разделе описываются осциллографы с двумя входами, которые делятся на двухканальные и двухлучевые, хотя на тех же принципах возможно построение приборов с любым числом входов.

12.5.1. Двухканальные осциллографы. Рис. 12.22 иллюстрирует устройство типичного двухканального осциллографа. Прибор имеет два отдельных вертикальных входных канала *A* и *B*, каждый со своим аттенюатором и предусилителем. Следовательно, амплитудой каждого входного сигнала, наблюдаемого с помощью осциллографа, можно управлять независимо. После предусиления оба канала сходятся в электронном коммутаторе. Это дает возможность в каждый момент времени ис-

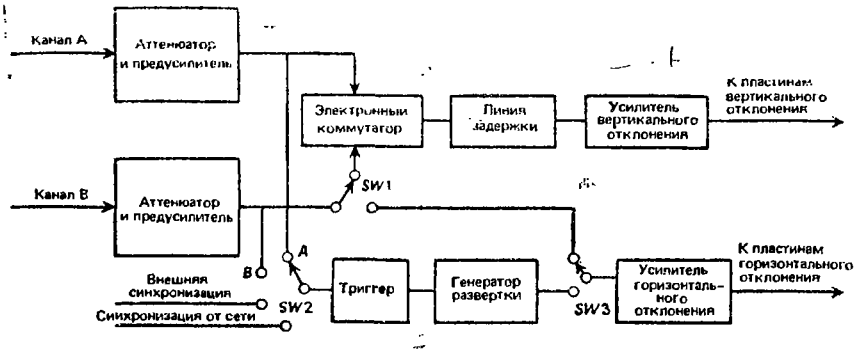


Рис. 12.22. Блок-схема двухканального осциллографа.

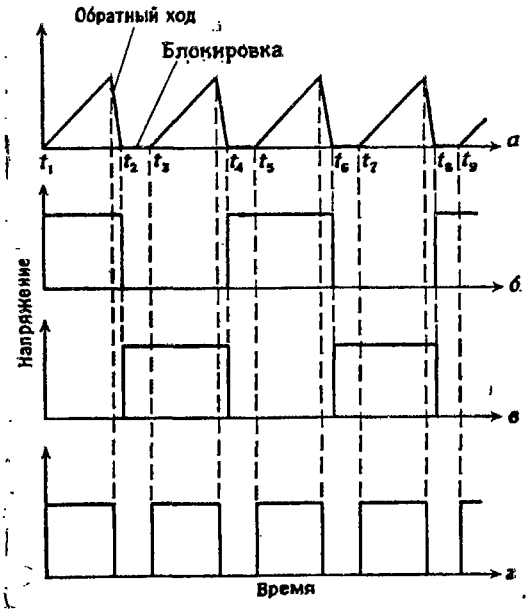


Рис. 12.23. Форма сигналов двухканального осциллографа, работающего в режиме попеременного доступа: *а* — напряжение горизонтальной развертки; *б* — напряжение в канале *A*; *в* — напряжение в канале *B*; *г* — напряжение на модуляторе яркости.

пользовать линию задержки и усилитель вертикального отклонения для одного из каналов.

Существует два общепринятых режима работы электронного коммутатора, называемых режимами попеременного доступа и прерывания, они выбираются с помощью ручек управления на лицевой панели прибора. Режим *попеременного доступа* проил-

люстрирован на рис. 12.23. В этом случае электронный коммутатор меняет каналы *A* и *B*, подключая их поочередно через один цикл горизонтальной развертки. Изображение гасится в течение обратного хода и времени блокировки, как в обычном осциллографе. При условии, что длительность развертки значительно меньше времени послесвечения люминофора ЭЛТ, на экране можно наблюдать стабильные изображения сигналов в каналах *A* и *B*. Режим попеременного доступа непригоден для наблюдения сигналов очень низкой частоты.

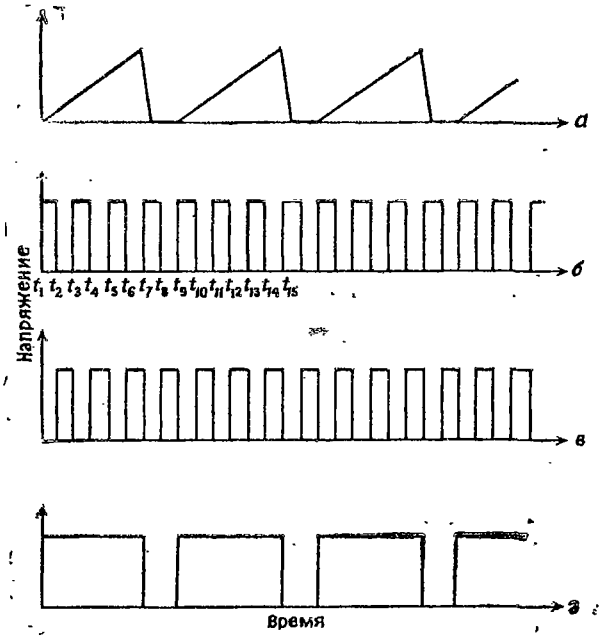


Рис. 12.24. Форма сигналов двухканального осциллографа, работающего в режиме прерывания: *а* — напряжение горизонтальной развертки, *б* — напряжение в канале *A*; *в* — напряжение в канале *B*; *г* — напряжение на модуляторе яркости.

Работа электронного коммутатора в режиме прерывания проиллюстрирована на рис. 12.24. В этом режиме электронный коммутатор работает без синхронизации, с высокой частотой от 100 до 500 кГц. В результате небольшие фрагменты сигналов в каналах *A* и *B* подключаются попеременно к усилителю вертикального отклонения и изображаются на экране. При скорости прерывания, значительно превышающей скорость горизонтальной развертки, на экране будет наблюдаться непрерывная линия для каждого канала. Если скорость развертки приблизит-

ся к скорости прерывания, на экране будут видны отдельные участки, в этом случае следует использовать режим попеременного доступа.

Схема развертки, показанная на рис. 12.22, подобна схеме осциллографа с одним входом. Переключатель *SW2* обеспечивает синхронизацию развертки сигналами любого из каналов *A* или *B*, сетевой частотой или внешним сигналом. На усилитель горизонтального отклонения могут подаваться сигналы от генератора развертки или канала *B* через переключатели *SW1* и *SW3*. В последнем случае реализуется режим *X—Y*, при этом канал *A* подключен к пластинам вертикального отклонения, а канал *B* — к пластинам горизонтального отклонения, что позволяет проводить очень точное сравнение сигналов. На передней панели прибора можно выбрать несколько рабочих режи-

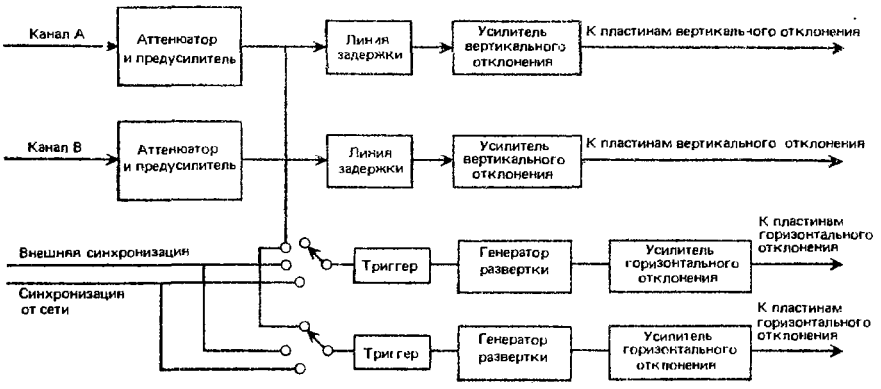


Рис. 12.25. Двухлучевой осциллограф с независимыми развертками.

мов, т. е. получать изображения сигналов только канала *A*, только канала *B*, каналов *A* и *B* в виде двух изображений, а также сигналов $A+B$, $A-B$, $B-A$ или $-(A+B)$.

12.5.2. Двухлучевой осциллограф. Двухканальный осциллограф не может фиксировать два быстрых переходных процесса, так как невозможно достаточно быстро переключать каналы. Двухлучевой осциллограф имеет два отдельных электронных пучка и, следовательно, два совершенно отдельных вертикальных канала (рис. 12.25). Оба канала могут иметь общую систему развертки, как на рис. 12.22, или независимые схемы разверток, как на рис. 12.25. При независимых развертках можно использовать разные скорости разверток для двух каналов, но при этом возрастают размеры и вес осциллографа.

Используются два метода генерации двух электронных пучков в ЭЛТ. Первый метод состоит в применении трубки с двумя пушками. Это позволяет независимо регулировать яркость и фокус каждого пучка, но размеры такой трубки больше, чем у трубки с расщепленным пучком.

Во втором методе, т. е. методе расщепления пучка, используется одна электронная пушка. Горизонтальная расщепляющая пластина располагается между последним анодом и пластинами вертикального отклонения. Расщепляющая пластина имеет тот же потенциал, что и анод, и занимает по длине трубки такой же участок, как и пластины вертикального отклонения. Таким образом, создаются два изолированных канала. Устройство с расщепленным пучком обеспечивает в два раза меньшую яркость, чем система с одним пучком, что является недостатком при работе на высоких частотах. Другой метод расщепления пучка, который повышает яркость, состоит в использовании не одной, а двух диафрагм в последнем аноде, так чтобы на выходе получались два пучка.

Недостаток конструкции с расщеплением пучка заключается в том, что два изображения могут иметь значительное различие в яркости, если скорости разверток существенно различаются. Управление яркостью и фокусом действует одновременно на оба пучка.

12.6. Стробоскопические осциллографы

Стробоскопический осциллограф применяется для исследования очень быстрых процессов. Его принцип действия подобен использованию стробоскопических вспышек света при наблюдении быстрого механического движения. Стробирование отдельных участков сигнала (точек отбора) производится с последовательным смещением от цикла к циклу, затем восстанавливается общая картина сигнала; этот сигнал усиливается относительно узкополосным усилителем и воспроизводится в непрерывном виде на экране. Преимуществом стробоскопического осциллографа является то, что он позволяет измерять очень быстрые процессы, требующие развертки со скоростью порядка 10 пс на деление и усилителей с полосой пропускания 15 ГГц, в то время как в стробоскопическом осциллографе используются схемы с полосой пропускания на несколько порядков меньше. Недостаток стробоскопического осциллографа состоит в том, что он может измерять только периодически повторяющиеся сигналы.

На рис. 12.26 показана блок-схема типичного стробоскопического осциллографа. Входной сигнал задерживается и затем стробируется диодной схемой выборки. Мгновенные значения сигнала запасаются в емкостном накопителе, затем усиливают-

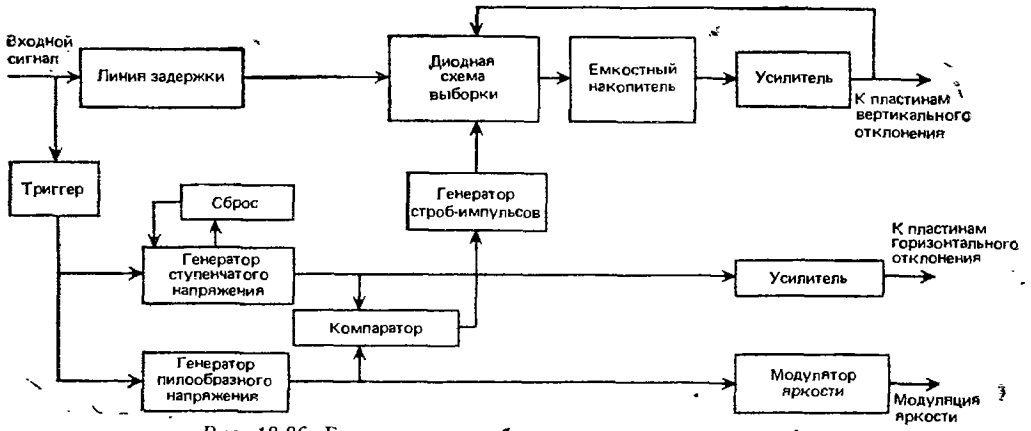


Рис. 12.26. Блок-схема стробоскопического осциллографа.

ся и подаются на пластины вертикального отклонения. Обратная связь с коэффициентом, равным единице, подается от усилителя к диодной схеме выборки. Благодаря этому напряжение на емкостном накопителе возрастает только на величину приращения входного напряжения от точки к точке отбора.

Формы разверток представлены на рис. 12.27. Импульс от блока синхронизации увеличивает на одну ступень сигнал генератора ступенчатого напряжения, а также запускает генератор пилообразного напряжения. Когда пилообразное напряжение сравнивается со ступенчатым, что определяется компаратором, генерируется строб-импульс, который запускает диодную схему выборки примерно на 400 пс. В это же время экран засвечивается модулирующим сигналом длительностью около 2 мкс. Вследствие ступенчатой формы напряжения стробирование входного сигнала происходит все позднее и позднее от одного цикла к другому. Ступенчатое напряжение сбрасывается после определенного числа ступеней, обычно от 100 до 1000, затем процесс повторяется. Поэтому, чтобы построить изображение сигнала на экране, используется до 1000 точек.

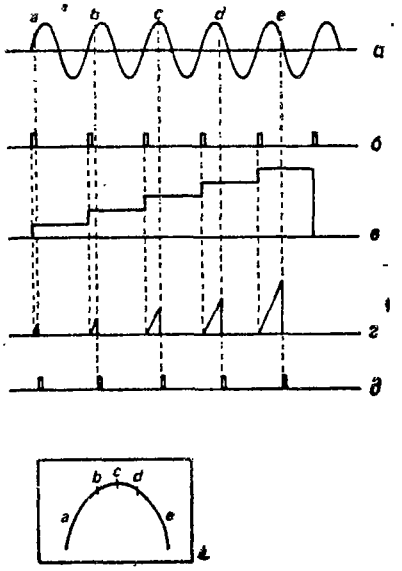


Рис. 12.27. Сигналы стробоскопического осциллографа: *а* — входной сигнал; *б* — синхроимпульсы, *в* — ступенчатое напряжение, *г* — пилообразное напряжение, *д* — импульсы модуляции яркости, *е* — вид сигнала на экране.

Ступенчатое напряжение подается также на пластины горизонтального отклонения ЭЛТ и обеспечивает движение пятна по экрану в виде ряда быстрых скачков. На рис. 12.27, *е* воспроизведена картина, получаемая на экране.

Частота стробирования, используемая в стробоскопическом осциллографе, может составлять одну сотую от частоты сигнала, так что при частоте сигнала 1 ГГц требуется усилитель с полосой пропускания всего 10 МГц.

12.7. Аналоговые запоминающие осциллографы

Запоминающие осциллографы, способные сохранять изображение на экране дольше, чем это позволяет обычный люминофор с длительным послесвечением, находят широкое применение.

Например, они способны воспринимать и запоминать переходные процессы или непрерывно воспроизводить сигнал очень низкой частоты. Используются два метода запоминания сигнала в осциллографе: аналоговый и цифровой. Аналоговая память способна работать при более высоких скоростях, но она менее гибкая, чем цифровая память. В этом разделе описаны принципы аналоговой памяти и два наиболее часто используемых способа ее реализации: полутоновый потенциалоскоп и бистабильная запись. Осциллографы с цифровой памятью рассмотрены в разд. 12.8.

12.7.1. Явление вторичной эмиссии. Действие обоих типов запоминающих осциллографов: полутонового потенциалоскопа и с бистабильной записью — основано на явлении вторичной эмиссии. На рис. 12.28 приведена простая схема расположения электродов, иллюстрирующая это явление. Когда пучок электронов из электронного прожектора попадает на мишень, она испускает вторичные электроны, которые собираются на коллекторе. Коллектор имеет положительный потенциал $+V_2$, мишень — потенциал V_1, который может изменяться, а электронный прожектор имеет потенциал земли.

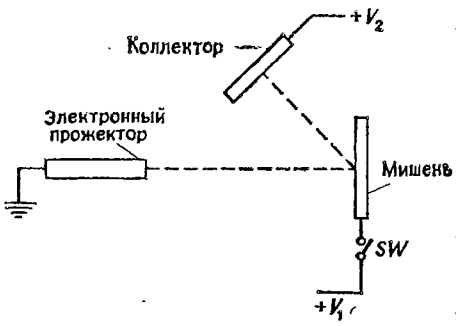


Рис. 12.28. Простая схема, иллюстрирующая явление вторичной эмиссии

Если I_p — ток первичного электронного пучка, испускаемого электронным прожектором, а I_s — электронный ток, эмиттируемый мишенью и поступающий на коллектор, то отношение I_s/I_p называется коэффициентом вторичной эмиссии. Значение этого коэффициента зависит от скорости и интенсивности потока первичных электронов и химического состава мишени.

На рис. 12.29 показана зависимость коэффициента вторичной эмиссии от напряжения на мишени для схемы, приведенной на рис. 12.28. Когда напряжение на мишени много больше, чем на коллекторе, все вторичные электроны, испускаемые мишенью, притягиваются обратно к ней. Следовательно, коллекторный, или вторичный, ток равен нулю и коэффициент вторичной эмиссии также равен нулю. Рабочая точка в этом случае находится значительно правее V_2 на рис. 12.29. Если напряжение мишени отрицательно, но невелико по модулю, как в точке F на рисунке, все электроны от прожектора отклоняются на коллектор, прежде чем достигнут мишени. Следовательно, хотя

вторичная эмиссия отсутствует, коллекторный ток равен току электронного пучка и коэффициент вторичной эмиссии равен единице. Эта точка называется нижней точкой устойчивого равновесия. По мере повышения напряжения на мишени вправо от этой точки электроны оттягиваются от коллектора, но они не имеют достаточной энергии, чтобы выбить вторичные электроны из мишени. Следовательно, коэффициент вторичной эмиссии падает до минимума в точке *A*. За точкой минимума начинают появляться вторичные электроны от мишени, которые собираются на коллекторе; таким образом, значение коэффициента вторичной эмиссии возрастает.

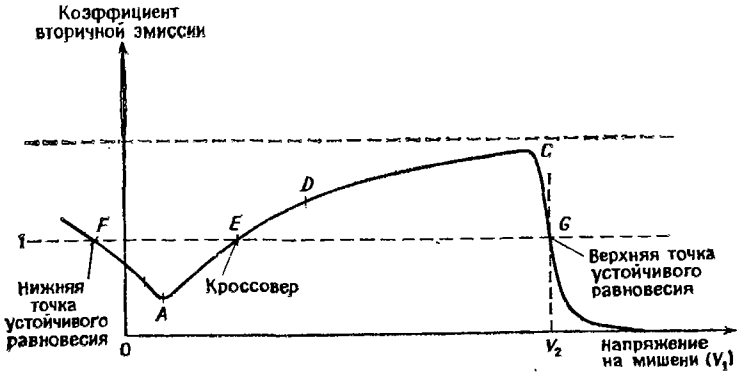


Рис. 12.29. Зависимость коэффициента вторичной эмиссии от напряжения на мишени для схемы, показанной на рис. 12.28.

По мере своего возрастания коэффициент вторичной эмиссии проходит через точку кроссовера *E*, а затем достигает максимума в точке *C*. За этой точкой вторичные электроны, испускаемые мишенью, притягиваются обратно, и таких электронов становится больше, чем достигающих коллектора, так что коэффициент вторичной эмиссии резко падает. Кривая достигает верхней точки устойчивого равновесия *G*, где первичный и вторичный токи равны, и затем спадает до нуля.

Нижняя и верхняя точки устойчивого равновесия соответствуют условиям стирания и записи на экране ЭЛТ, и в отсутствие напряжения на мишени она может оставаться только в одном из этих двух состояний. Предположим для примера, что состояние мишени соответствует положению слева от точки кроссовера *E* и переключатель *SW* разомкнут, т. е. напряжение источника питания не подается на мишень. Так как коэффициент вторичной эмиссии меньше единицы, покидать мишень будет меньше электронов, чем попадать на ее поверхность, так

что отрицательный потенциал мишени будет все увеличиваться по модулю, пока не достигнет точки F. Теперь число электронов, достигающих мишени, равно числу эмиттируемых ею электронов. Это соответствует устойчивому состоянию стирания. Если потенциал мишени больше E при разомкнутом переключателе SW, то, поскольку коэффициент вторичной эмиссии больше единицы, покидает мишень больше электронов, чем достигает ее поверхности. Следовательно, мишень заряжается положительно, пока ее потенциал не достигнет верхней точки устойчивого равновесия G, которая соответствует условию записи на экране. Мишень будет находиться в верхней или нижней точке устойчивого равновесия, пока работает электронный прожектор. Кроссовер является неустойчивой точкой, потенциал мишени будет смещаться вправо или влево от нее в зависимости от первоначального импульса, заданного шумом.

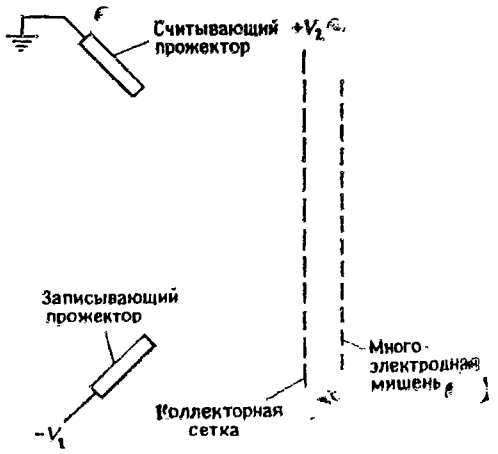


Рис. 12.30. Схема, включающая многоэлектродную мишень и считывающий прожектор.

На рис. 12.30 показано устройство, состоящее из многоэлектродной мишени и установленной перед нею коллекторной сетки, через которую могут проходить электроны. Здесь применены два прожектора — записывающий, который испускает узкий пучок энергичных электронов, и считывающий, который непрерывно облучает всю поверхность мишени потоком электронов с низкими энергиями. Считывающий прожектор работает непрерывно и удерживает мишень в одном из двух устойчивых состояний. Записывающий прожектор применяется для того, чтобы перевести мишень из нижнего в верхнее устойчивое состояние.

На рис. 12.31 приведены зависимости коэффициента вторичной эмиссии от напряжения на мишени для электронного устройства, изображенного на рис. 12.30. Предположим, что мишень находится в точке A в состоянии стирания. Записывающий прожектор включается, его высокоэнергетические электроны вызывают значительную вторичную эмиссию и смещают мишень по направлению к состоянию записи. До точки C считывающий прожектор противодействует записывающему, а затем содействует ему, так что записывающий прожектор может быть выключен и мишень достигнет состояния записи в точке D. Чтобы стереть запись с мишени, на коллекторную сетку скачкообразно подается отрицательное напряжение. Оно оттал-

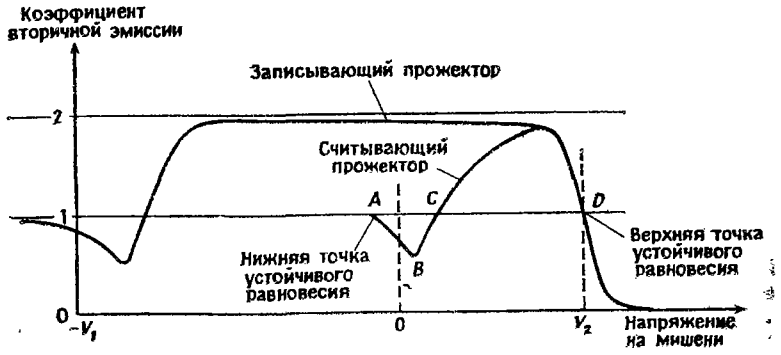


Рис. 12.31. Зависимости коэффициента вторичной эмиссии от напряжения на мишени для схемы, показанной на рис. 12.30

кивает вторичные электроны обратно к мишени, смещая ее потенциал в отрицательную сторону, поскольку на нее поступают электроны со считывающего прожектора. Когда мишень достигнет точки A, накопление заряда прекратится. Теперь напряжение на коллекторной сетке возвращается к своему первоначальному значению $+V_2$. Это делается постепенно, чтобы предотвратить случайное смещение мишени за точку кроссовера из-за емкостной связи и возврата в состояние записи.

Принцип вторично-эмиссионной памяти, описанный в этом разделе, применим для полутоновых и бистабильных потенциалоскопов (запоминающих ЭЛТ), о которых пойдет речь в следующих двух разделах.

12.7.2. Полутоновый потенциалоскоп. Полутоновый потенциалоскоп называют также полутоновой или сеточной памятью. На рис. 12.32 показано устройство ЭЛТ, в которой реализуется этот вид памяти. Трубка имеет два экрана: накапливающую сетку, которая сохраняет изображение, созданное на ней запи-

сывающим прожектором, и люминесцентный экран, подобный экранам обычных ЭЛТ.

На накапливающую сетку наносится тонкий слой диэлектрического материала, например флюорида магния, который работает как накапливающая мишень. Записывающий прожектор находится под высоким отрицательным напряжением, считывающий прожектор — под отрицательным напряжением в несколько вольт, на коллекторную сетку подано положительное напряжение около 100 В, а на накапливающую сетку — потенциал земли или отрицательное напряжение в несколько вольт. Коллиматор представляет собой проводящее покрытие на внутренней поверхности трубки. На него подается напряжение смещения, чтобы равномерно распределить электроны от считывающего прожектора по поверхности мишени и направить их перпендикулярно накапливающей сетке.

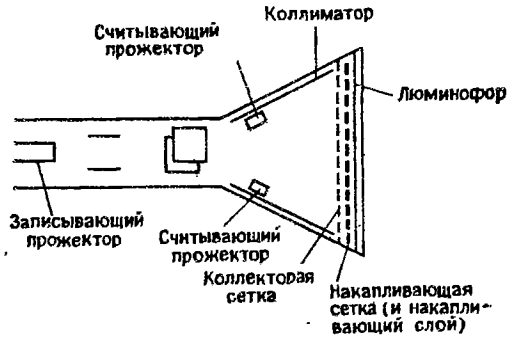


Рис. 12.32. Схема ЭЛТ полутонового потенциалоскопа.

Когда записывающий прожектор облучает накапливающую мишень, те участки поверхности, на которые попадают электроны, благодаря явлению вторичной эмиссии заряжаются положительно. Эти участки удерживаются в их верхней точке равновесия даже после выключения записывающего прожектора благодаря действию считывающего прожектора. Электроны от считывающего прожектора также проходят через эти участки поверхности, которые положительно заряжены, заставляя люминофор за ними светиться и воспроизводя первичный сигнал, нанесенный записывающим прожектором.

Изображение, записанное на накапливающей мишени, сохраняется примерно в течение часа, но яркость изображения высока в течение минуты. Записанное изображение меркнет, так как электроны считывающего прожектора заряжают другие части накапливающей поверхности, создавая впечатление, что на всем экране произведена запись. Это явление называется за-

тухающим позитивным изображением. Чтобы стереть изображение, потенциал накапливающей мишени скачкообразно поднимают до того же положительного значения, как на коллекторной сетке.

Полутоновый потенциалоскоп способен обеспечить полутоновое изображение. Если заряд на накапливающей поверхности увеличивается и превосходит критическое пороговое значение, больше электронов проходит через нее к люминофору на экране. Зарядом разных частей накапливающего экрана можно управлять, меняя время облучения различных участков поверхности экрана электронным пучком или ток пучка, падающего на эти участки. Обычно легко получаются четыре уровня яркости: например, напряжение на сетке, равное —10 В, дает темный участок, напряжения —5 и —2,5 В дают умеренные яркости, а 0 В — полную яркость.

Полутоновые трубки обеспечивают изменение времени послесвечения или запоминания изображения от нескольких миллисекунд до нескольких часов. Это достигается в ЭЛТ, показанной на рис. 12.32, путем подачи повторяющихся отрицательных импульсов от —4 до —11 В на накапливающую сетку, чтобы разрядить положительно заряженные участки поверхности. Управление временем разряда обычно осуществляют, воздействуя импульсами с постоянной частотой повторения порядка 1 кГц, но с регулируемой длительностью; самый короткий импульс дает самое длительное послесвечение, так как он увеличивает время разряда накапливающего слоя.

Полутоновый потенциалоскоп находит широкое применение, например, для запоминания полной формы редко повторяющегося сигнала; изображение затем затухает перед записью следующего цикла. Его можно также использовать для запоминания нескольких кривых, прежде чем первая из них затухнет, и таким образом наблюдать изменение сигнала во времени.

12.7.3. Потенциалоскоп с бистабильной записью. Быстродействие запоминающей трубки с бистабильной записью в 2—10 раз ниже, чем полутоновой трубки. Однако изображение сохраняется в ее памяти в несколько раз дольше и измеряется скорее в часах, чем в минутах, в отличие от полутоновых трубок. Трубка с бистабильной записью способна также работать в режиме расщепленного экрана, когда половина экрана обладает способностью запоминания, а другая половина представляет собой обычный люминесцентный экран.

На рис. 12.33 показано устройство такой трубки. В отличие от полутоновой трубки здесь один и тот же экран используется и для накопления, и для воспроизведения. Экран покрывается люминофором P1. Люминофор легируют, чтобы обеспечить хо-

рощую вторичную эмиссию, и наносят на проводящую подложку, изготовленную из прозрачной металлической пленки. Слой люминофора тонкий и состоит из отдельных частиц, так что получается неоднородная поверхность. Это предотвращает миграцию накопленного заряда за границы частиц. Столь тонкий слой люминофора обладает коротким временем жизни, так как его световой выход уменьшается со временем.

На проводящей пленке поддерживается низкий положительный потенциал, такой, чтобы она притягивала облако электронов с малыми энергиями от считывающего прожектора. Эти электроны имеют недостаточную энергию, чтобы пройти сквозь люминофор, и собираются коллиматором. Когда включается записывающий прожектор, его электроны с высокими энергиями вызывают вторичную эмиссию с бомбардируемых ими участков экрана, переводя их в верхнее устойчивое состояние (рис. 12.31). Следовательно, запись на экране имеет высокий

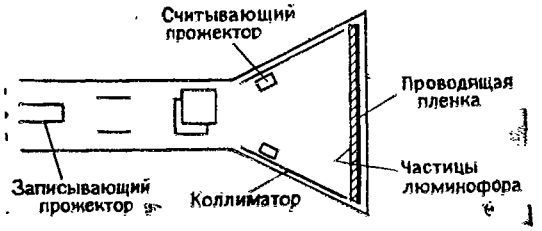


Рис. 12.33. Схема ЭЛТ с бистабильной записью.

положительный потенциал, который сохраняется благодаря малым утечкам люминофора. Электроны с низкими энергиями от считывающего прожектора теперь притягиваются положительно заряженными участками экрана, проходят через люминофор и достигают металлической пленки за ним. Проходя через люминофор, они заставляют его светиться, воспроизводя запись, сделанную записывающим прожектором. Изображение на экране стирается подачей на металлическую пленку отрицательного напряжения, которое отталкивает электроны обратно к накапливающей поверхности и возвращает люминофор в нижнюю точку устойчивого равновесия.

12.7.4. Быстродействующие запоминающие осциллографы. Разработаны две модификации обычных запоминающих ЭЛТ, позволяющие повысить скорость регистрации переходных процессов. Эти модификации основываются на методах накопления с передачей и накопления с увеличением.

В методе накопления с передачей используется промежуточная сетчатая мишень, называемая быстродействующей сеткой.

которая оптимизирована для достижения высокой скорости записи. Сигнал сначала записывается на эту сетку, а затем передается с меньшей скоростью на вторую сетку, которая оптимизирована для достижения долговременной памяти. Эта вторая сетка может быть бистабильной или полутоновой.

Метод накопления с увеличением, проиллюстрированный на рис. 12.34, использует промежуточную сетку, размер которой составляет одну пятую часть от размера экрана. Изображение на этой сетке может быть записано очень быстро; она располагается между коллекторной и ускоряющей сетками. Изображение на накапливающей сетке увеличивается системой электростатических электронных линз, чтобы получить полномасштабное изображение на экране. Эта система обеспечивает скорость записи 2000 см/мкс и может регистрировать сигналы с частотами до 300 МГц.

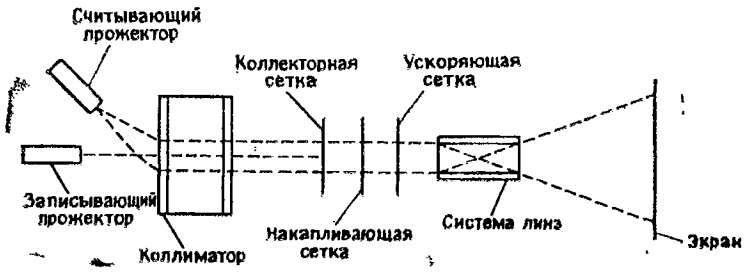


Рис. 12.34. Схема ЭЛТ с увеличением.

12.8. Цифровые запоминающие осциллографы

12.8.1. Принцип действия. Доступность недорогих электронных схем обеспечивает применение в аналоговых осциллографах многих цифровых операций, например: генерации запускающего импульса после завершения счета или после счета числа импульсов; цифровой индикации параметров, интегрального цифрового вольтметра или счетчика, дистанционного управления. Однако основной осциллограф остается аналоговым и использует аналоговую запоминающую ЭЛТ, как описано в разд. 12.7.

Цифровой осциллограф преобразует входной сигнал в числовую форму, так что все последующие сигналы представляются в цифровом виде. В нем используется обычная ЭЛТ, а хранение информации происходит в электронной цифровой памяти. На рис. 12.35 приведена блок-схема универсального цифрового запоминающего осциллографа. Входной сигнал преобразуется в цифровую форму и записывается в памяти в цифровом виде. Затем его можно анализировать с целью извлечения разнооб-

разной информации. Чтобы наблюдать изображение на экране ЭЛТ, данные из памяти воспроизводятся в аналоговом виде.

Преобразование в цифровую форму осуществляется дискретизацией входного сигнала. Согласно теории дискретных систем, чтобы исключить потери информации, частота дискретизации должна быть по крайней мере в два раза выше максимальной частоты входного сигнала, иначе возникнет эффект наложения, проиллюстрированный на рис. 12.36. Требование высокой частоты дискретизации означает, что цифровой преобразователь, который представляет собой АЦП, должен обладать большой скоростью преобразования. Это обычно требует дорогих импульсных АЦП, в которых частота дискретизации повышается за счет снижения разрешения. По этой причине полоса пропускания и разрешение цифрового осциллографа обычно ограничиваются параметрами его АЦП.

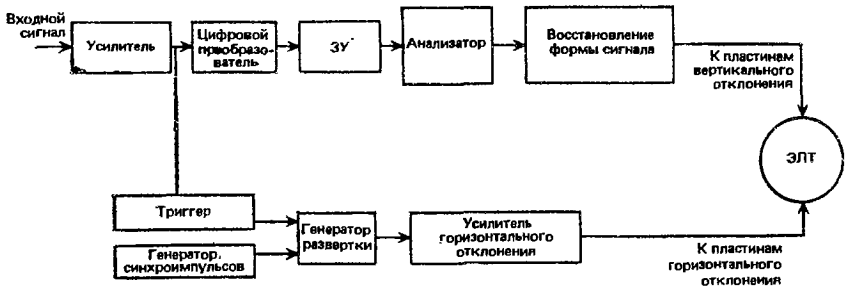


Рис. 12.35. Блок-схема универсального осциллографа с цифровым запоминающим устройством.

Другой метод, позволяющий отказаться от применения быстродействующих АЦП, заключается в использовании аналоговой памяти, как в схеме на рис. 12.37. Входные сигналы дискретизируются и записываются в аналоговом регистре сдвига. Они могут теперь считываться с много меньшей скоростью АЦП и с его выхода поступают в цифровую память. Этот метод обеспечивает работу со скоростью до 100 мегавыборок в секунду. К его преимуществам относится возможность использования недорогого АЦП, разрешение которого не зависит от частоты дискретизации. Недостаток метода состоит в том, что осциллограф не может принимать данные в течение времени преобразования в цифровую форму, т. е. он имеет мертвую зону. При работе с малой скоростью развертки аналоговую память обычно выключают и подают сигнал на АЦП в реальном времени.

В цифровых запоминающих осциллографах используется много входных каналов. Однако если все эти каналы пользуются общим ЗУ через мультиплексор, доступный объем памяти для

каждого канала уменьшается. Серийно выпускаемые осциллографы имеют до 40 каналов и объем памяти до 25 000 точек. Некоторые осциллографы содержат также ЗУ на гибких дисках, которые обеспечивают энергонезависимое запоминание сигналов с возможностью последующего вывода на осциллограф и обработки.

12.8.2. Реконструкция формы сигнала. Несмотря на то что входной сигнал может дискретизироваться с частотой, в два раза превосходящей частоту сигнала, все же возможен эффект наложения в случаях, когда выходной сигнал представляется в виде последовательности точек, соответствующих дискретизированным значениям сигнала. Это проиллюстрировано на рис. 12.38, *а*. Исследователь мысленно соединяет точки, которые физически близки друг к другу, а не те, которые близки на временной шкале.

На примере, приведенном на рис. 12.38, *а*, трудно представить конечную форму сигнала; осциллографы обычно имеют устройство для интерполяции между точками, если это нужно исследователю. Применяются два метода: линейная и синусоидальная интерполяция. При *линейной интерполяции*, показанной на рис. 12.38, *б*, точки соединяются прямыми линиями. Этот метод хорош для импульсных сигналов или меандра. На рис. 12.38, *в* показана *синусоидальная интерполяция*, которая дает гораздо лучшее совпадение для синусоидальных процессов, но непригодна для импульсов или прямоугольного сигнала.

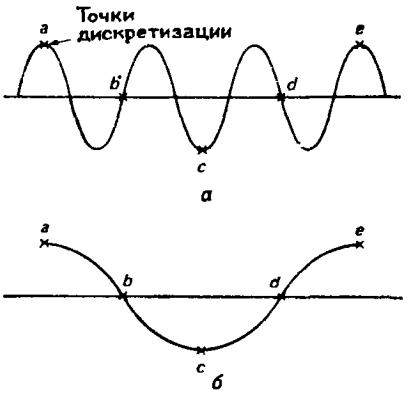


Рис. 12.36. Влияние низкой частоты дискретизации: *а* — входной сигнал, *б* — восстановленный сигнал.

Метод дискретизации, применяемый в цифровых осциллографах, сталкивается еще с одной трудностью: возможен пропуск кратковременных переходных процессов или «сбоев», которые могут иметь место между точками выборки. Решить эту проблему можно с помощью осциллографов в режиме огибающей. Они имеют специальное логическое устройство, которое обеспечивает высокую скорость выборки и дискретизации независимо от установленной скорости развертки. Значение в каждой точке дискретизации сравнивается с записанным в памяти значением в предыдущей точке и запоминается наибольшее (или наименьшее) значение. Этот процесс продолжается в

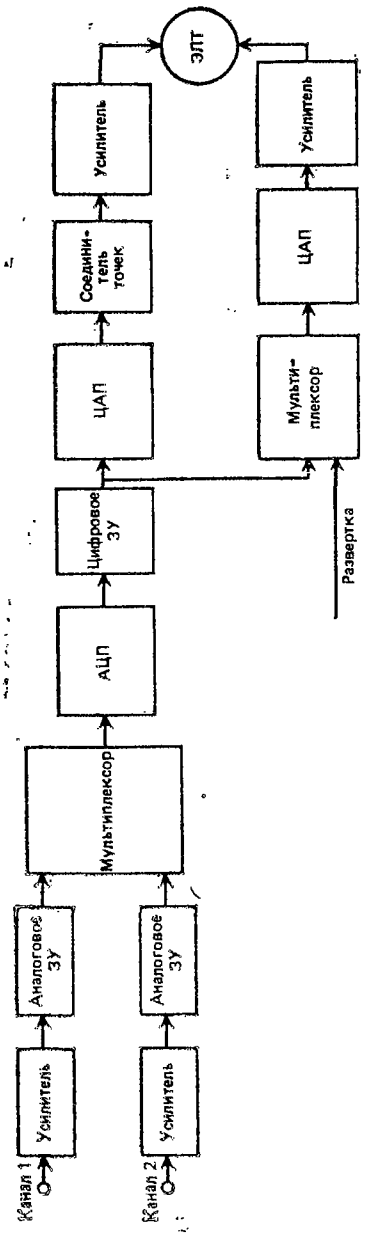


Рис. 12.37. Цифровой осциллограф, который содержит аналоговую память с целью избежать применения быстродействующего АЦП.

течение временного интервала между появлением соседних точек на экране, так что наибольшее или наименьшее значения в интервале всегда запоминаются. Например, предположим, что при данной скорости развертки время дискретизации осциллографа равно 2 мс. Если длительность переходного процесса составляет 0,1 мс, то велика вероятность того, что обычный цифровой осциллограф пропустит его. Предположим, что в осциллографе в режиме огибающей дискретизация входного сигнала будет производиться каждые 200 нс, но лишь наибольшее или наименьшее значения, которые появятся в интервале 2 мс, будут записаны в памяти. Тогда переходный процесс будет записан. Частота дискретизации осциллографа задается скоростью развертки, но АЦП работает много быстрее.

12.8.3. Сравнение аналогового и цифрового запоминающих осциллографов. Преимущество аналогового запоминающего осциллографа состоит в том, что он имеет более широкую полосу пропускания и более высокую скорость записи, чем цифровой осциллограф. Аналоговый осциллограф может работать с частотой до 15 ГГц. Быстродействие цифрового осциллографа ограничивается прежде всего частотой дискретизации АЦП. Эффекты наложения также ограничивают полезную пропускную способность памяти (ПСП) значением

$$\text{ПСП} = \frac{\text{Максимальная частота дискретизации}}{\text{Постоянная } C}. \qquad (12.10)$$

Значение постоянной C зависит от метода интерполяции между точками. Для точечного воспроизведения постоянная C должна быть порядка 25, чтобы обеспечить приемлемое воспроизведение, для линейной интерполяции она должна быть равна 10, а для синусоидальной интерполяции — порядка 2,5.

Цифровой запоминающий осциллограф имеет значительно более дешевую ЭЛТ, чем аналоговый запоминающий осциллограф. Цифровой осциллограф может также сколь угодно долго хранить информацию в своей цифровой памяти. Более того, он может работать с постоянным временем восстановления ЭЛТ, обеспечивая яркое изображение даже при очень больших скоростях сигнала. Однако цифровые запоминающие осциллографы не могут функционировать в режиме полутонового потенциалоскопа.

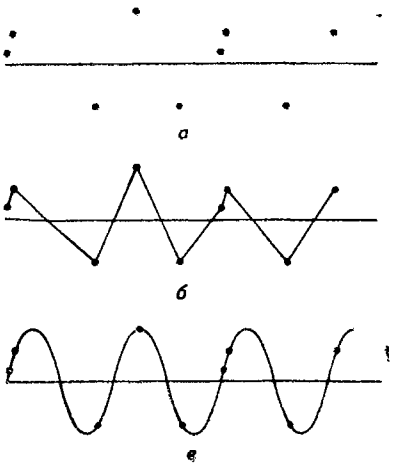


Рис. 12.38. Методы интерполяции: *а* — измеренные значения до интерполяции, *б* — линейная интерполяция, *в* — синусоидальная интерполяция.

Развертка в цифровом осциллографе обеспечивается кварцевым генератором, так что она более точна и стабильна, чем в аналоговом осциллографе с его генератором пилообразного напряжения. АЦП, используемый в цифровом осциллографе, также имеет более высокое разрешение, чем аналоговый осциллограф. Например, 12-разрядный АЦП имеет разрешение, равное 1/4096. Обычный аналоговый осциллограф, как правило, разрешает 1 мм на экране, что соответствует разрешению 1/50, или 6 бит.

Цифровой запоминающий осциллограф способен работать в режиме предварительного запуска, как описано для регистратора формы сигнала в разд. 11.5. Аналоговый осциллограф начинает накапливать данные лишь после запускающего импульса. Цифровой запоминающий осциллограф непрерывно накапливает данные, а синхроимпульс останавливает процесс накопления. Осциллограф может остановиться немедленно после прихода синхроимпульса, так что вся записанная информация будет относиться к предшествующему времени, или он может остановиться через некоторое время после прихода синхроимпульса.

Если задержка превосходит емкость памяти осциллографа, то вся запасенная информация будет относиться к времени после прихода импульса, как в аналоговом осциллографе. Цифровой осциллограф также может работать в следующем режиме: после запуска он печатает запасенную информацию на твердом носителе (или на диске) и затем автоматически приводится в состояние готовности к приему новых данных.

Цифровой осциллограф способен к выборочной обработке данных. Эта возможность полезна во многих случаях, например для расширения выбранных участков сигнала. Он позволяет также одновременно представить на экране как предварительно записанный сигнал, так и текущий сигнал в реальном времени, чтобы сравнить их и выявить изменения.

12.9. Характеристики осциллографа

Много различных параметров используется для описания характеристик осциллографа, а следовательно, и для выбора нужной модели из большого числа существующих типов осциллографов. Очевидным аспектом сравнения являются особые свойства прибора, такие, как гибкость системы запуска (например, однократная развертка, запуск видеоимпульсом, задержанная развертка), удобство использования (например, наличие искателя пучка, автофокусировки, автоматического управления яркостью) и число каналов. В каждом случае характеристики и особые свойства должны соответствовать области применения.

Важной характеристикой осциллографа является его *чувствительность*. Чувствительность по вертикали или коэффициент отклонения указывают степень отклонения пучка для определенного входного сигнала, т. е. определяют способность дать минимальный сигнал на экране. Чувствительность по вертикали обычно измеряется в милливольтах на сантиметр или милливольтах на деление шкалы, которое может изменяться от 0,75 до 1,3 см. Она соответствует минимальному ослаблению аттенюатора и указывается на ручке управления. Хотя понятие чувствительности обычно относится к системе вертикального отклонения осциллографа, оно применимо также к системе горизонтального отклонения и схемам запуска.

Обычно приходится идти на компромисс между чувствительностью и *шириной полосы пропускания* осциллографа. Ширина полосы пропускания — это диапазон частот, в пределах которого коэффициент усиления вертикального усилителя не отклоняется более чем на ±3 дБ от известного коэффициента усиления на средней частоте диапазона. Так как большинство осциллографов хорошо работают на постоянном токе, полоса пропускания обычно отсчитывается от нулевой частоты, а ширина

полосы представляет собой наибольшую частоту, на которой спад коэффициента усиления не превышает 3 дБ по отношению к усилению на постоянном токе. Осциллограф с широкой полосой пропускания принимает больше шумов и, следовательно, должен обладать более низкой чувствительностью по сравнению с узкополосными приборами. С другой стороны, у высокочувствительных приборов полосу пропускания преднамеренно сужают.

Ширина полосы пропускания важна при измерении амплитуды сигнала, а *время нарастания* — при измерении его длительности. Время нарастания усилителя вертикального отклонения показывает, насколько точно осциллограф будет воспроизводить форму импульса. Время нарастания осциллографа должно быть меньше, чем время нарастания измеряемого сигнала, в противном случае возникнут погрешности.

Если истинное время нарастания сигнала T_s, время нарастания осциллографа T_o, а время нарастания сигнала на экране осциллографа T_D, то истинное время нарастания определяется выражением

$$T_s = (T_D^2 - T_o^2)^{1/2}. \qquad (12.11)$$

Это выражение можно использовать, чтобы построить зависимость погрешности при измерении времени нарастания $100(T_D - T_s)/T_s$ от отношения T_o/T_s (рис. 12.39). Погрешность быстро возрастает по мере приближения времени нарастания сигнала к времени нарастания осциллографа. Чтобы проиллюстрировать применение выражения (12.11), предположим, что осциллограф имеет время нарастания 10 нс и воспроизводит сигнал, время нарастания которого 15 нс. Тогда истинное время нарастания сигнала составит $(15^2 - 10^2)^{1/2} = 11{,}2$ нс.

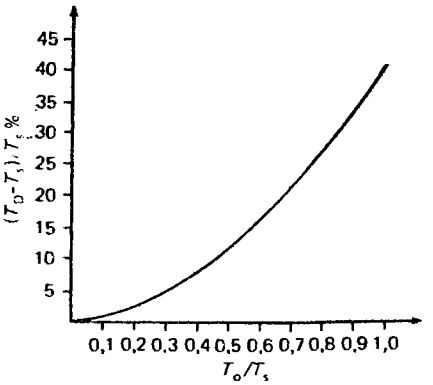


Рис. 12.39. Погрешности осциллографа, обусловленные временами нарастания: T_o — время нарастания осциллографа, T_D — время нарастания сигнала на экране, T_s — истинное время нарастания сигнала.

Другая погрешность при измерениях с помощью осциллографа — это *апертурная погрешность*, которая обусловлена изменением входного сигнала за время его преобразования в цифровую форму. Если f_m — максимальная частота, содержащаяся в сигнале, и t_a — апер-

турное время осциллографа, то в худшем случае апертурная погрешность e_a будет равна

$$e_a = 2\pi f_m t_a \cdot 100\%. \qquad (12.12)$$

Используемый люминофор оказывает влияние на такие параметры осциллографа, как цвет экрана, послесвечение, яркость и скорость записи. *Скорость записи* обычно определяется как максимальная скорость, с которой пучок может перемещаться, оставляя след на экране или на фотографической пластинке.

Точность осциллографа показывает, насколько близко измеренное значение к действительному. Точность при измерениях по вертикали в значительной степени зависит от линейности входных усилителей и обычно составляет 1—3%. Аналоговый осциллограф имеет точность развертки 1—2%, но она лучше 0,01% у цифрового осциллографа. *Стабильность* цифрового осциллографа очень высока, так как он работает на счетных схемах, а не на генераторах пилообразного напряжения, как аналоговый осциллограф.

Еще ряд параметров следует принимать во внимание при сравнении характеристик осциллографов. Полезная пропускная способность памяти, описываемая выражением (12.10), определяется частотой дискретизации входного сигнала и методом восстановления формы сигнала по измеренным точкам. *Частота дискретизации* должна соответствовать области применения прибора. Например, для измерений времени нарастания требуется около 10 точек в течение периода нарастания, чтобы восстановить форму сигнала. Следовательно, максимальное время нарастания, которое может быть измерено, определяется выражением

$$\text{Максимальное время нарастания} = \frac{10}{\text{Частота дискретизации}}. \qquad (12.13)$$

Это означает, что для измерения формы сигнала с временем нарастания 100 нс необходим осциллограф с частотой дискретизации 100 МГц. Частота дискретизации обычно выражается числом точек отбора в секунду (т. е. в герцах) или числом битов в секунду. Частота дискретизации должна быть по крайней мере в два раза выше максимальной измеряемой частоты, что следует из теории дискретных систем и поясняется в разд. 12.8.

Разрешение осциллографа *по вертикали* — это его способность различать близкие по амплитуде сигналы. В цифровых осциллографах оно определяется числом разрядов в АЦП. Например, 8-разрядный АЦП может обеспечить разрешение по вертикали, равное 1/256, или 0,391%. На реально достижимое разрешение влияют многие факторы, в том числе шумы и апер-

турные погрешности. Разрешение экрана определяется размером пятна и его формой. Осциллографы обычно имеют разрешение порядка 2% на всю шкалу. *Разрешение по горизонтали* связано с объемом цифровой памяти, используемой для запоминания формы сигнала. Если сигнал запоминается в виде 512 информационных слов, то разрешение по горизонтали составит 1/512, или 0.195%.

12.10. Принадлежности осциллографа

В этом разделе описаны два вида принадлежностей осциллографа: датчики и фотокамеры.

12.10.1. Датчики осциллографов. Осциллограф можно подсоединить к измеряемой схеме куском провода. Несмотря на простоту такого соединения, оно имеет два недостатка. Во-первых, оно легко улавливает паразитные сигналы, особенно сигналы сетевой частоты 50 Гц. Во-вторых, осциллограф нагружает цепь: эта нагрузка, равная 1 МОм и 10 — 100 пФ, относительно велика. Из-за этих недостатков простое проволочное соединение применимо только для измерений источников сигналов с низким импедансом.

Для соединения осциллографа с измеряемыми цепями можно использовать коаксиальный кабель. Он препятствует приему паразитных сигналов, но типичный 50-омный коаксиальный кабель имеет распределенную емкость порядка 100 пФ на метр, поэтому он увеличивает нагрузку на источник сигнала. Кроме того, несогласованный коаксиальный кабель может резонировать на частоте, которая зависит от его длины, что может привести к появлению ложных сигналов на экране осциллографа.

Датчик осциллографа выполняет следующие функции: 1) точно передает форму сигнала от наконечника к осциллографу, 2) ослабляет или усиливает сигнал, прежде чем он поступит на осциллограф, 3) предотвращает чрезмерное нагружение источника сигналов осциллографом и тем самым устраняет возможность регистрации искаженного сигнала, 4) преобразует различные виды сигналов, такие, как ток, высокое напряжение и амплитудно-модулированный сигнал, в форму, которая может быть измерена с помощью осциллографа.

Есть несколько типов датчиков: пассивные и активные, токовые зонды, высоковольтные пробники и выносные детекторные головки. Все они состоят из трех частей: головки, соединительного кабеля и согласованной нагрузки. Длина кабеля имеет важное значение. Часто используются специальные кабели с низкой емкостью и резистивным центральным проводником. Его сопротивление составляет несколько сотен ом, что обеспечива-

ет согласование с выходным характеристическим импедансом и подавление паразитных колебаний (звона).

Пассивные датчики могут только ослаблять сигнал, типичные коэффициенты ослабления равны 10 : 1, 50 : 1 и 100 : 1. Некоторые приборы содержат систему, которая автоматически изменяет коэффициент усиления усилителей осциллографа, чтобы скомпенсировать ослабление, вносимое датчиком, или указывает на экране изменение чувствительности, обусловленное его применением. Это сводит к минимуму погрешности, связанные с изменением коэффициента ослабления при замене одного датчика на другой.

Для уменьшения влияния нагрузки, вносимой кабелем и осциллографом, используется компенсированный датчик, схема которого показана на рис. 12.40 Сопротивление R_2 и конденсатор C_2 образуют кабельный выход, обычно его импеданс равен входному импедансу осциллографа, т. е., как правило, 1 МОм и 10—100 пФ. Кабель имеет относительно высокую распределен-

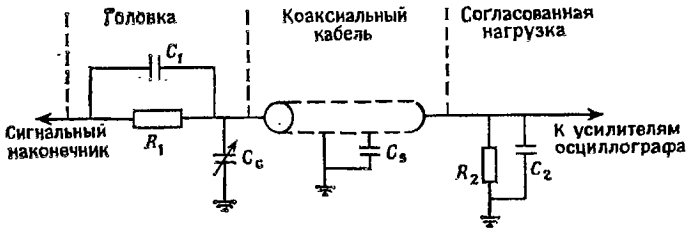


Рис. 12.40. Типичный пассивный компенсированный датчик.

ную емкость C_s, значение которой зависит от длины кабеля. Значения R_1 и C_1 обычно равны 9 МОм и 10—15 пФ, и вместе с C_c они образуют головку пробника. Значение C_c подбирается с помощью меандра, как проиллюстрировано на рис. 12.15, чтобы скомпенсировать емкость кабеля. Это обеспечивает одинаковое ослабление всех частот, как в аттенюаторе с компенсацией, описанном в разд. 12.4.1. Коэффициент ослабления равен $(R_1+R_2)/R_2$.

Активные датчики применяются в следующих случаях: когда входной импеданс системы датчик — осциллограф должен быть очень высоким; когда используются кабели очень большой длины, которые требуют размещения возбудителя в головке датчика; когда потери чувствительности при приеме сигнала слишком велики. На рис. 12.41 показана блок-схема типичного активного датчика. Входная схема обычно представляет собой усилительное устройство, например полевой транзистор. Она обеспечивает высокий входной импеданс порядка 10 МОм, шунтированный емкостью 0,5 пФ. Однако полевые транзисторы

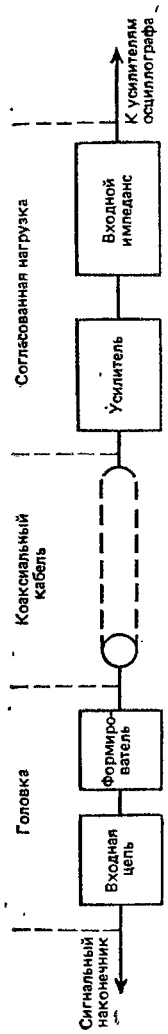


Рис. 12.41. Блок-схема активного датчика.

ограничивают динамический диапазон, который можно регулировать в пределах от 0,5 до 5 В. Возбудитель в головке пробника обеспечивает возбуждение длинных кабелей с низким импедансом. Выходной импеданс может также содержать активные компоненты.

Выносные детекторные головки используются, чтобы преобразовать высокочастотный сигнал в постоянное напряжение, пропорциональное пиковому значению высокочастотного сигнала. Постоянное напряжение можно затем измерить с помощью осциллографа. Выносные детекторные головки нашли применение при настройке приемников и слежении за сигналами. На рис. 12.42 показана типичная схема выносной детекторной головки. Диод D_1 обеспечивает выпрямление высокочастотного сигнала. Если используется кремниевый диод, то самое низкое напряжение, которое способна зафиксировать система, составит 600 мВ; германиевый диод позволяет измерить выпрямляемое высокочастотное напряжение 200 мВ. После диода иногда вводится простой *RC*-фильтр, чтобы сгладить выпрямленное напряжение.

Высоковольтные пробники, способные регистрировать напряжения до 50 кВ, помещаются в корпус из толстой изолирующей пластмассы для защиты оператора от удара током. В пробник последовательно включается высокоомный резистор; шунтирующее сопротивление прибора часто используется для ослабления в отношении 1000 : 1 и более.

Токовые зонды измеряют ток, протекающий в проводнике. Зонды для переменного тока содержат тороидальный сердечник, который можно раздвинуть, так чтобы он охватил токонесущий проводник (рис. 12.43). На сердечник наматывается многовитковая вторичная обмотка, так что он работает как трансформатор с первичной обмоткой в один виток. Выходной сигнал с вторичной обмотки усиливается и воспроизводится на экране осциллографа. Типичный масштабный коэффициент составляет 1 мВ/мА. Система имеет хорошую частотную характеристику в диапазоне

100 Гц — 100 МГц и обеспечивает нагрузку, последовательную токонесущему проводнику, порядка 50 мОм и 0,05 мкГн при шунтирующей на землю емкости 2 пФ.

Чувствительность зонда может быть повышена введением дополнительных первичных витков, параллельных тороидальному сердечнику. Это увеличивает индуктивную нагрузку, а также индуктивность и емкость контура, что приводит к «звону» в диапазоне нескольких мегагерц. Через сердечник может проходить несколько отдельных токонесущих проводников, так что на выходе токового зонда измеряется сумма мгновенных токов в проводниках.

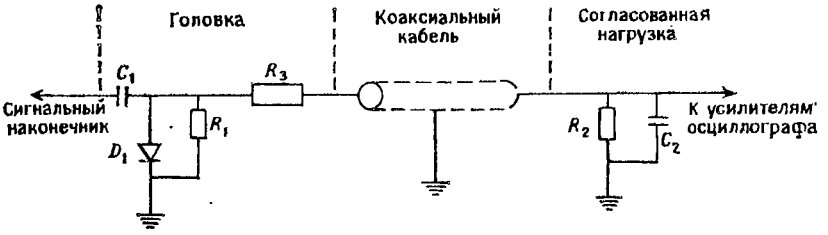


Рис. 12.42. Типичная выносная детекторная головка.

Устройство с тороидальным сердечником можно также использовать в зондах постоянного тока. Обмотки на двух половинах сердечника соединяются так, что они образуют магнитный усилитель. Обе обмотки возбуждаются переменным током, но так как они уравновешены, на выходе сигнал отсутствует. Обе половины сердечника насыщаются при одном и том же уровне возбуждения. Когда по центральному проводнику протекает постоянный ток, сначала насыщается одна половина сердечника, при этом на выходе регистрируется напряжение с двойной частотой возбуждения. Оно усиливается, детектируется и затем воспроизводится на экране осциллографа. Пробник вносит пренебрежимо малое сопротивление в измеряемую схему, но вводит также последовательную индуктивность порядка 0,5 мкГн и емкость на землю около 1 пФ. Типичный диапазон измеряемых токов составляет 1 мА — 10 А. Необходимо хорошее экранирование, чтобы уменьшить влияние магнитного поля Земли. В большинстве современных пробников постоянного тока применяются устройства, работающие на эффекте Холла (*F. F. Mazda.* Discrete Electronic Components, C. U. P., 1981). Это обеспечивает хорошую частотную характеристику в диапазоне от постоянного тока до 50 МГц.

Несколько параметров используются при описании характеристик датчиков для осциллографа. Ширина полосы пропуска-

ния — это максимальная частота на уровне —3 дБ, которая может быть воспринята датчиком с осциллографом. Максимальное допустимое напряжение определяется при постоянном токе и пиковом значении переменного тока. Это напряжение необходимо уменьшать на высоких частотах, обычно выше 100 кГц. Максимальное допустимое напряжение при любой частоте определяется входными параметрами или резистивным центральным проводником пробника. Диапазон компенсации — это диапазон изменений входной емкости осциллографа, в котором датчик можно компенсировать и получить равномерное ослабление в полосе пропускания. Важна также максимальная длина датчика. Избыточная длина уменьшает полосу пропускания, увеличивает емкостную нагрузку и вносит дополнительную задержку сигнала порядка 5 нс/м.

12.10.2. Фотокамеры для осциллографов. Фотографирование исследуемого сигнала с экрана осциллографа — это наиболее

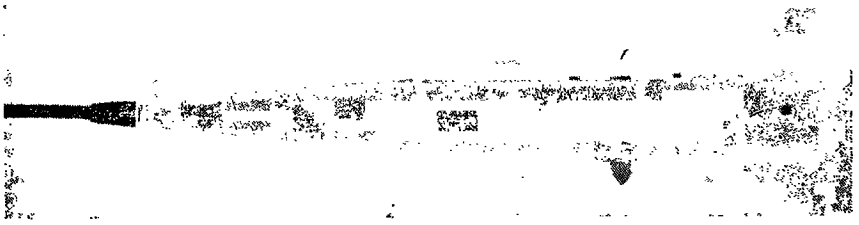


Рис. 12.43. Токовый зонд с расщепленным тороидальным сердечником (снимок предоставлен фирмой Tektronix Inc.).

эффективный и широко используемый метод получения документальной копии. Можно использовать ручную камеру, но предпочтительнее камеры, в конструкции которых предусмотрена возможность непосредственного закрепления на осциллографе. Камера монтируется в светонепроницаемый корпус, в котором обычно имеется специальное окно (рис. 12.44). Удобно также, если есть возможность, снять камеру и посмотреть непосредственно на экран ЭЛТ.

Объектив фотокамеры обычно широкоапертурный, широкоугольный и с плоским полем отображения. Он короткофокусный и имеет специальное покрытие для уменьшения отражений до уровня ниже 1%. Можно использовать механический или электрический затвор; электрический затвор предпочтительнее при высокоскоростном фотографировании и при дистанционном управлении. Скорость затвора обычно регулируется от 1/60 с до нескольких секунд. Камера может применяться для регистрации стационарных траекторий сигнала или переходных про-

цессов. Для регистрации однократного сигнала затвор можно открыть перед его началом и закрыть через некоторое время после его окончания, если принять меры против паразитных засветок.

Наиболее употребительны фотопленки с чувствительностью от 1000 до 10 000 ед. ASA; стандартной считается пленка с чувствительностью 3000 ед. ASA. Можно использовать как полароидные, так и негативные пленки, хотя полароидные пленки более популярны. Некоторые камеры имеют встроенный источник ультрафиолетового излучения, которое обеспечивает слабое фо-

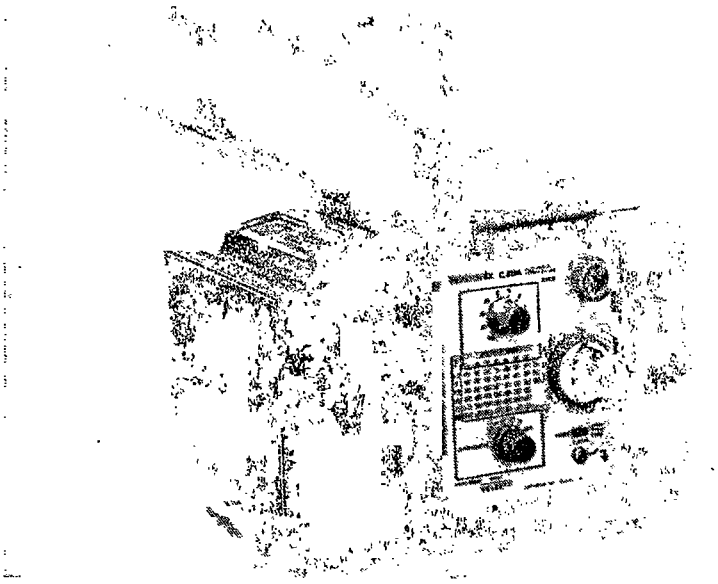


Рис. 12.44. Осциллографическая фотокамера (снимок предоставлен фирмой Tektronix Inc.).

новое возбуждение люминофора. В результате на экране наблюдается масштабная сетка черного цвета на сером фоне с траекторией белого цвета.

Важным параметром фотокамеры осциллографа является скорость записи, обычно измеряемая в единицах (см/мс). Это максимальная скорость, при которой возможно фотографирование; она зависит от порога экспозиции пленки и характеристик осциллографа. Скорость записи при малых световых интенсивностях можно увеличить с помощью предварительного экспонирования пленки слабым однородным светом. Этот про-

цесс называется вуалированием и создает в фотоэмульсии центры проявления. На корпусе камеры крепится специальное устройство, которое выполняет вуалирование пленки. Оно может запускаться дистанционно или от осциллографа и создавать предварительное, последующее или одновременное вуалирование, т. е. вуалирование до, после или во время развертки. Одновременное вуалирование дает максимальный выигрыш в скорости записи.

12.11. Измерения с помощью осциллографа

Осциллограф — многофункциональный прибор, он используется для наблюдения и измерения формы сигналов, о которых шла речь в предыдущих разделах. Выше было отмечено, что современные осциллографы часто применяются вместе с другими приборами, например со счетчиками, для проведения комплексных измерений сигнала. В настоящем разделе мы рассмотрим применение осциллографа для измерений времени, частоты и фазового сдвига.

12.11.1. Измерения времени. Время между двумя точками сигнала можно определить по числу меток на горизонтальной шкале при установлении основной скорости развертки осциллографа. При этом методе измерений точность не превышает 5%. Более точный метод измерения времени между двумя точками сигнала — использование регулируемой временной задержки. Ручка управления имеет десять калиброванных положений, так что задержка может быть установлена точно.

На рис. 12.45 показано, как установку времени задержки можно использовать для измерения периода прямоугольного сигнала. Основная скорость развертки устанавливается на подходящее значение, например S мкс на деление, для воспроизведения всего сигнала (рис. 12.45, *а*). Затем с помощью ручки управления скоростью развертки растягивают передний фронт A. На осциллографе в режиме попеременного доступа воспроизводится растянутый фронт импульса, и задержка развертки регулируется так, чтобы середина фронта попала на подходящую вертикальную линию масштабной сетки, например на центральную (рис. 12.45, *б*). Положение T_1 на шкале задержки фиксируется. Теперь задержку устанавливают так, чтобы в режиме попеременного доступа растянутый фронт B воспроизводился на экране со средней точкой на той же линии масштабной сетки. Положение T_2 на шкале задержки также фиксируют. Теперь вычисляют период волны по формуле

$$T = (T_2 - T_1)S. \qquad (12.14)$$

Аналогичным путем можно измерить дрожание длительности импульса (рис. 12.46). Период импульса измеряется, как указано выше, а неопределенность, или дрожание, периода определяется затем с помощью измерения времени t на растянутом фронте A, как показано на рис. 12.46, *б*. Дрожание в процентах J рассчитывается по формуле

$$J = 100t/T. \qquad (12.15)$$

Время нарастания импульса определяют путем измерения времени между уровнями 10 и 90% амплитуды, используя задержку развертки. Поправку на конечное время нарастания осциллографа можно ввести с помощью выражения (12.11).

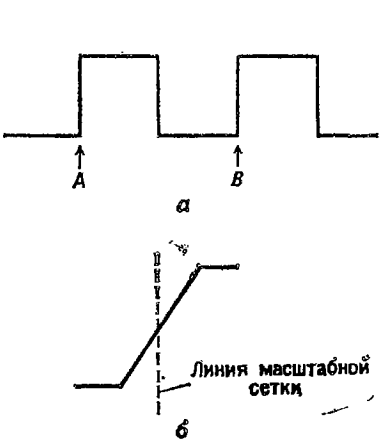


Рис. 12.45. Использование регулируемого времени задержки для измерения периода сигнала: *а* — меандр, *б* — изображение растянутой части сигнала (*а*), полученное с помощью задержанной развертки

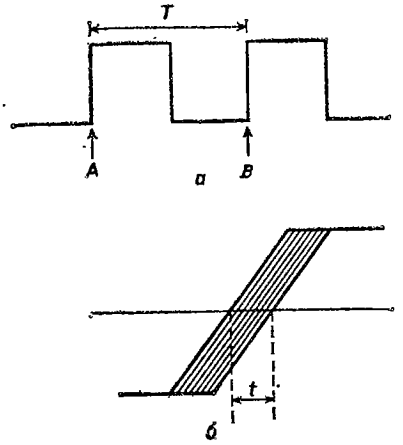


Рис. 12.46. Измерение дрожания сигнала: *а* — меандр, *б* — изображение растянутой части сигнала, полученное с помощью задержанной развертки

Если измеряется время нарастания схемы, можно использовать устройство, блок-схема которого приведена на рис. 12.47. Выходной сигнал импульсного генератора подается непосредственно на один из входов системы вертикального отклонения осциллографа, а через исследуемую схему — к другому ее входу. Таким образом можно измерить времена нарастания в двух указанных каналах осциллографа. Однако теперь необходима коррекция, учитывающая конечное время нарастания импульсного генератора и осциллографа. Если t_p — время нарастания импульсного генератора, t_o — время нарастания осциллографа, t_m — время нарастания исследуемой схемы, измеренное с помощью осциллографа, тогда действительное или истинное вре-

мя нарастания схемы t_i определяется по формуле

$$t_i = (t_m^2 - t_o^2 - t_p^2)^{1/2}. \qquad (12.16)$$

12.11.2. Измерение частоты. Период волны можно измерить, как описано в разд. 12.11.1, и частота находится как величина, обратная периоду. Другой метод измерения частоты синусоидального сигнала основан на использовании фигур Лиссажу. При этом неизвестная частота сравнивается с точно известной частотой, а фигуры Лиссажу используются для определения отношения между двумя частотами.

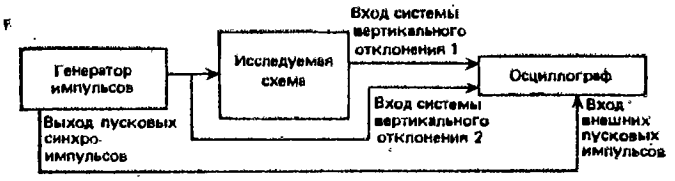


Рис. 12.47. Измерение времени нарастания исследуемой схемы.

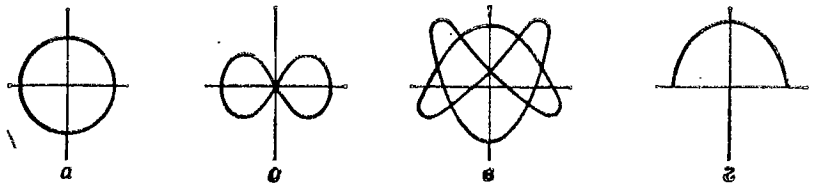


Рис. 12.48. Примеры фигур Лиссажу для различных отношений частот: *а* — 1 : 1; *б* — 2 : 1; *в* — 3 : 2; *г* — 2 : 1.

Для получения фигуры Лиссажу сигнал неизвестной частоты подается на вертикальный вход осциллографа. Внутренняя развертка осциллографа отключается и выход от измерительного генератора высокой точности присоединяется к входу системы горизонтального отклонения. Чувствительности обоих входов регулируют так, чтобы воспроизводимая на экране картина заполняла весь экран. Частота измерительного генератора затем подбирается так, чтобы на экране осциллографа получилось стационарное изображение. Это происходит при фиксированном целочисленном отношении между частотами двух входных сигналов. Оно находится как отношение числа точек пересечения фигуры на экране с горизонтальной и вертикальной опорными линиями. Иначе говоря, это отношение числа касаний фигуры с наложенными на экран горизонтальной и вертикальной осями.

На рис. 12.48 показаны некоторые примеры фигур Лиссажу. Если две частоты равны и сигналы сдвинуты по фазе на 90°, то на экране получается окружность, как на рис. 12.48, *а*. Здесь

неизвестная частота равна частоте измерительного генератора, которая может быть известна с точностью 0,001%. Полученное изображение зависит от отношения частот и фазовых соотношений двух входных сигналов, но в любом случае выполняется условие

$$\frac{f_y}{f_x} = \frac{\text{Число пересечений горизонтальной опорной линии}}{\text{Число пересечений вертикальной опорной линии}}. \quad (12.17)$$

Фигура, показанная на рис. 12.48, *г*, называется двойным изображением и получается, когда сигнал высокой частоты опережает по фазе на 90° сигнал низкой частоты. Электронный пучок после достижения конца траектории изменяет свое направление и возвращается к началу. Чтобы применить соотношение (12.17) к этой фигуре, касание с горизонтальной осью должно происходить на открытых ее концах.

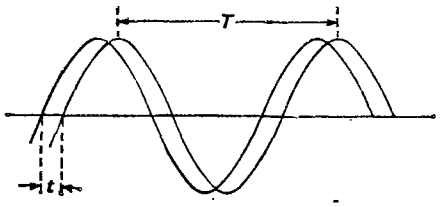


Рис. 12.49. Измерение фазового сдвига между двумя сигналами.

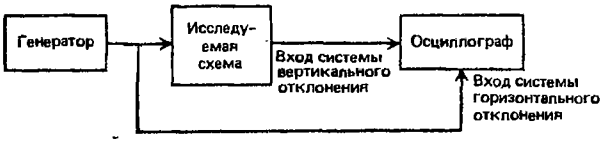


Рис. 12.50. Схема измерения фазового сдвига, вносимого исследуемой схемой, с помощью фигур Лиссажу.

12.11.3. Фазовые измерения. Фазовый сдвиг между двумя сигналами можно измерить, получив изображения этих сигналов на экране осциллографа, работающего в режиме попеременного доступа, при скорости развертки, обеспечивающей удобное измерение значений T и t, как показано на рис. 12.49. Разность фаз P двух сигналов в градусах дается выражением

$$P = 360t/T. \quad (12.18)$$

Другой метод измерения сдвига фаз основывается на использовании фигур Лиссажу (рис. 12.50). При равных амплитудах и частотах сигналов на двух входах изменение фазового сдвига от 0° до 180° приводит к изменению формы фигуры Лиссажу от прямой линии через эллипс к окружности, как показано на

рис. 12.51. Прямая линия получается, когда разность фаз составляет 0 или 180°. Если амплитуды равны, угол этой прямой с горизонтальной осью составляет 45°. Линия поворачивается в ту сторону, где больше напряжение; например, если напряжение на входе системы горизонтального отклонения выше, чем на входе системы вертикального отклонения, то угол с горизонтальной осью будет меньше 45°. Угол наклона θ определяется выражением

$$\theta = \operatorname{arctg} \frac{\text{Напряжение на входе системы вертикального отклонения}}{\text{Напряжение на входе системы горизонтального отклонения}}. \quad (12.19)$$

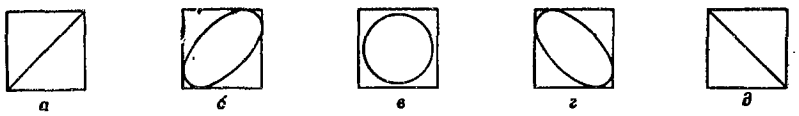


Рис. 12.51. Влияние фазового сдвига на форму фигур Лиссажу: *а* — 0°; *б* — 30° или 330°; *в* — 90° или 270°; *г* — 150° или 210°; *д* — 180°.

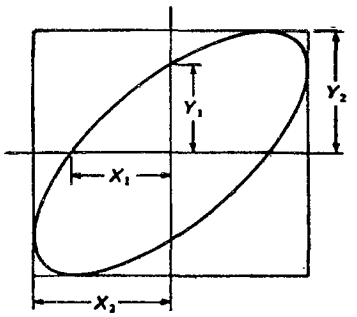


Рис. 12.52. Измерение фазового сдвига с помощью фигур Лиссажу.

Окружность получается при фазовом сдвиге 90 или 270°, когда амплитуды обоих входных сигналов равны. Если они не равны, то получается эллипс с вертикальной или горизонтальной главной осью в зависимости от того, какой сигнал — вертикальный или горизонтальный — имеет бóльшую амплитуду.

Фазовый угол между двумя сигналами можно определить по эллипсу, как показано на рис. 12.52. Коэффициенты усиления усилителей вертикального и горизонтального отклонения обычно подбирают так, чтобы эллипс вписался в квадрат. Значение фазового угла находится как отношение параметров эллипса по формуле

$$\theta = \arcsin(Y_1/Y_2) = \arcsin(X_1/X_2). \quad (12.20)$$

При этом следует учитывать ориентацию эллипса в соответствии с рис. 12.51.

Часть 3

ОБЛАСТИ ПРИМЕНЕНИЯ И СПЕЦИАЛИЗИРОВАННЫЕ ПРИБОРЫ

Глава 13

ИСПЫТАНИЯ ЭЕКТРОННЫХ КОМПОНЕНТОВ

13.1. Введение

Средства испытания электронных компонентов включают широкую гамму приборов. Данная глава посвящена лабораторным измерительным приборам и лишь вкратце касается крупных испытательных стендов, которые применяются на производстве для измерения характеристик полупроводниковых приборов или входного контроля материалов. В данной главе не рассматривается также оборудование, предназначенное для испытаний воздействия на компоненты окружающей среды, например периодических колебаний температуры или вибраций.

Первая половина главы посвящена измерению пассивных компонентов, вторая — измерению полупроводниковых приборов. Резисторы, конденсаторы и катушки индуктивности — сложные приборы, каждый из которых содержит в себе элементы, обладающие как активным, так и реактивным сопротивлением. Например, катушка индуктивности, если она работает на частотах, превышающих ее резонансную частоту, ведет себя как емкость. Поэтому вначале мы введем понятие полного сопротивления (импеданса).

Существует три основных метода измерения пассивных компонентов: измерительные мосты, способ вольтметра-амперметра, измерения добротности. В мостах, описанных в гл. 7, неизвестный компонент уравновешивается с известными образцовыми компонентами и по их значениям рассчитываются параметры неизвестного компонента. Метод вольтметра-амперметра заключается в приложении к измеряемому компоненту постоянного напряжения или тока и измерения второго параметра, т. е. тока или напряжения. Значение неизвестного компонента находится по закону Ома. Метод измерения добротности Q состоит в измерении резонансных свойств неизвестного компонента и определении Q с последующим расчетом параметров компонента.

Измерительные мосты получили широкое распространение и до сих пор применяются для точных измерений. Но для большинства применений достаточной является точность, обеспечиваемая современными цифровыми приборами на основе вольтметра-амперметра с автоматическим управлением.

В различных разделах этой главы описаны принципы устройства приборов для измерения активного сопротивления R, индуктивности L, емкости C, добротности Q и полного сопротивления Z, хотя нетрудно убедиться, что большинство современных приборов сочетают в себе возможности измерения R, L, C, Q и Z.

13.2. Понятие полного сопротивления

Полное сопротивление (импеданс) Z цепи связывает приложенное к ней переменное напряжение с током, который вызывается этим напряжением. Полное сопротивление складывается из действительной, или активной, части R и мнимой, или реактивной, части X и может быть записано в декартовых

$$Z=R\pm jX \tag{13.1}$$

или в полярных координатах

$$Z=|Z|e^{j\theta}, \tag{13.2}$$

где

$$|Z|=(R^2+X^2)^{1/2}, \tag{13.3}$$

$$\theta=\operatorname{arctg}(X/R). \tag{13.4}$$

Величина, обратная полному сопротивлению, носит название полной проводимости ($Y=Z^{-1}$); величины, обратные активному и реактивному сопротивлениям, называются активной ($G=R^{-1}$) и реактивной ($B=X^{-1}$) проводимостями. Их связывает соотношение

$$Y=G\pm jB. \tag{13.5}$$

На рис. 13.1 изображена векторная диаграмма полного сопротивления. Реактивное сопротивление может быть индуктивным X_L или емкостным X_C; результирующее значение X равно

$$X=X_L-X_C. \tag{13.6}$$

Значения X_L и X_C для индуктивности L, емкости C и частоты f определяются выражениями

$$X_L=2\pi fL, \tag{13.7}$$

$$X_C=(2\pi fC)^{-1}. \tag{13.8}$$

Реактивное сопротивление является мерой способности системы запасать энергию, а активное сопротивление — мерой рассеиваемой в системе мощности. Для компонента, обладающего как активным, так и реактивным сопротивлением, вводится добротность Q, которая определяет отношение запасенной и рассеиваемой энергий. Численно добротность равна умноженному на

2π отношению максимальной мгновенной энергии, запасенной за один период, к энергии, рассеянной за период.

Обычно понятие добротности применяется к схемам с индуктивностями. Для схем с емкостями применяют аналогичное понятие — тангенс угла потерь D, причем

$$Q = D^{-1}. \tag{13.9}$$

Величина D связана с углом δ на рис. 13.1 выражением

$$D = \operatorname{tg}\delta. \tag{13.10}$$

Для конденсаторов большой емкости со значительными потерями (например, для электролитических конденсаторов) при-

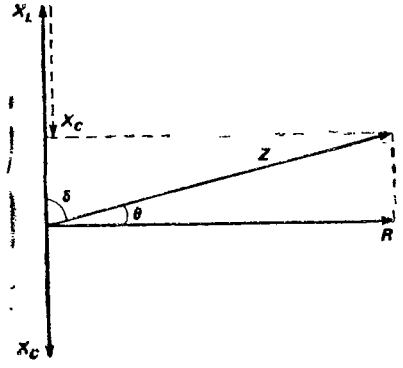


Рис. 13.1. Векторная диаграмма полного сопротивления.

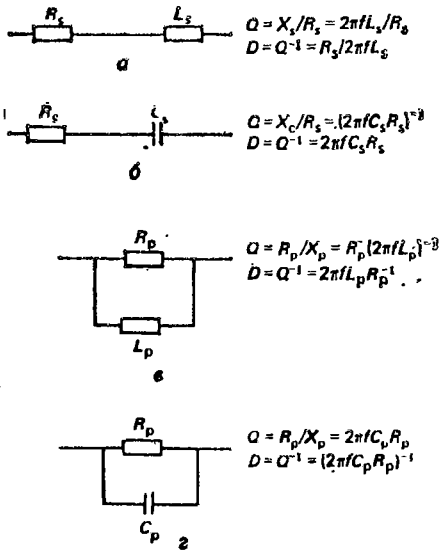


Рис. 13.2. Последовательная (*а*, *б*) и параллельная (*в*, *г*) схемы с сосредоточенными элементами.

нято указывать коэффициент мощности, $\cos\theta$. При значениях $Q \geqslant 10$ коэффициент мощности численно очень близок к значению тангенса угла потерь D.

Все компоненты — сопротивления, емкости и индуктивности — содержат паразитные составляющие. Истинное значение компонента, т. е. теоретическое значение, из которого исключены все паразитные составляющие, представляет лишь академический интерес. Действующее значение компонента или значение на переменном токе включает все паразитные эффекты. Измеренное значение компонента включает как паразитные составляющие, так и погрешности, присущие измерительному прибору.

Паразитные составляющие можно трактовать как сосредоточенные параметры и изображать в виде последовательных или параллельных схем (рис. 13.2). Переход между последовательной и параллельной схемами легко осуществить с помощью соотношений, приведенных на рис. 7.2.

Контур, состоящий из индуктивности и емкости, обладает резонансной частотой

$$f_r=[2\pi(LC)^{1/2}]^{-1}. \qquad (13.11)$$

Параллельный контур имеет высокое полное сопротивление в резонансе, а последовательный контур — низкое сопротивление.

13.3. Измерение активного сопротивления

13.3.1. Эквивалентная схема. Упрощенная эквивалентная схема резистора представлена на рис. 13.3. Индуктивность проводников или намотки обозначена через сосредоточенную индуктивность L, а паразитная емкость резистора — через сосредоточен-

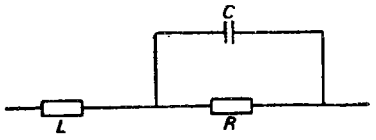


Рис. 13.3. Упрощенная эквивалентная схема резистора.

ную емкость C. Если измерение резистора осуществляется на постоянном токе, будет зафиксировано его истинное сопротивление R. Однако многие резисторы используются в цепях переменного тока, и в этих случаях более уместно употреблять значение сопротивления на переменном токе или действующее значение. Даже на постоянном токе измеренное значение может, конечно, отличаться от истиного из-за погрешностей, вносимых прибором.

Полное сопротивление эквивалентной схемы, показанной на рис. 13.3, описывается выражением

$$Z=R/(1+\omega^2C^2R^2)+$$
$$+j(\omega L+\omega^2LC^2R^2-\omega CR^2)/(1+\omega^2C^2R^2). \qquad (13.12)$$

Первый член в этом выражении — это действующее сопротивление. Его называют также эквивалентным последовательным сопротивлением (ЭПС), которое совпадает с действительным значением сопротивления в случае, когда оно представляется в виде последовательной эквивалентной схемы. Заметим, что хотя действующее сопротивление является действительным,

т. е. не имеет мнимой части, его величина зависит от частоты. Чем больше паразитные составляющие, тем сильнее зависимость сопротивления от частоты.

13.3.2. Методы измерения. Для измерения сопротивлений применяют различные методы. Мостовые измерения описаны в разд. 7.3, а метод с использованием вольтметра, амперметра и омметра — в разд. 6.2.4. Трудность измерения действующего сопротивления состоит в том, что при любом токе падение напряжения на резисторе обусловлено как ЭПС, так и мнимой частью выражения (13.12), т. е. измеряется полное сопротивление. Эту трудность позволяет преодолеть метод синхронного детектора, проиллюстрированный на рис. 13.4. Источник сигнала подключается к неизвестному резистору и к образцовому резистору, имеющему пренебрежимо малые паразитные состав-

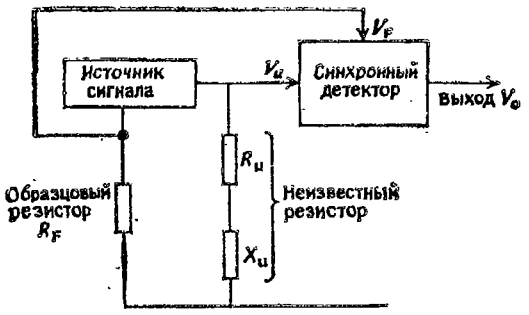


Рис. 13.4. Метод синхронного детектора.

ляющие. Затем напряжения V_u и V_F на двух компонентах сравниваются с помощью синхронного детектора, который измеряет только элементы V_u, находящиеся в фазе с V_F. Следовательно, выходное напряжение V_o является мерой ЭПС неизвестного резистора.

При измерении малых сопротивлений следует соблюдать некоторые меры предосторожности. Проводники, подводящие напряжение и ток, должны быть скручены, чтобы исключить погрешности, связанные с взаимным наведением эдс. Термоэдс, возникающие при контакте различных металлов, и контактные сопротивления в проводниках, подводящих напряжение, также следует уменьшать. Основная трудность при измерении малых сопротивлений заключается в падениях напряжения на соединительных проводниках. Ее можно преодолеть с помощью четырехполюсного включения, показанного на рис. 13.5. Постоянный ток I_1 протекает через неизвестный резистор, при этом измеряется падение напряжения на резисторе. Полное сопротив-

ление источника и проводников может значительно превышать сопротивление измеряемого резистора, но это не влияет на результаты. Ток датчика I_2 мал, поэтому падение напряжения на внутреннем сопротивлении датчика не вносит заметных погрешностей.

Паразитные составляющие значительно сильнее влияют на результаты измерения больших сопротивлений, чем малых. Например, на рис. 13.6 показаны типичные кривые, отражающие

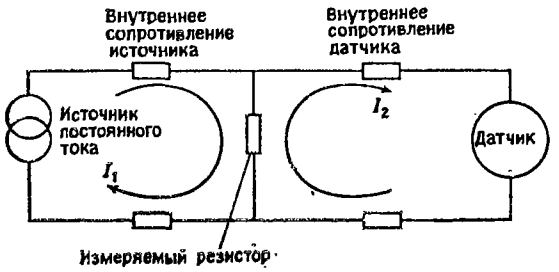


Рис. 13.5. Измерение сопротивления методом четырехполюсника.

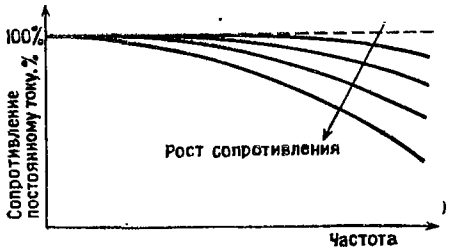


Рис. 13.6. Зависимость сопротивления постоянному току от частоты и величины сопротивления.

зависимость больших сопротивлений от частоты. Для измерения к резистору прикладывается постоянное напряжение и регистрируется значение тока, поскольку даже малый постоянный ток создает большое падение напряжения на резисторе. Поверхность резисторов с высоким сопротивлением следует содержать в чистоте, поскольку токи утечки по поверхности изолятора приводят к образованию параллельного проводящего канала.

13.4. Измерение емкости

13.4.1. Эквивалентные схемы. Формула емкости конденсатора, образованного двумя параллельными пластинами площадью A с расстоянием d между ними, имеет вид

$$C = K\varepsilon_0 A/d. \qquad (13.13)$$

В этом выражении ε_0 — диэлектрическая проницаемость вакуума, K — диэлектрическая проницаемость материала между пластинами.

Эквивалентная схема конденсатора показана на рис. 13.7. Наиболее важной частью конденсатора является диэлектрик. Он характеризуется диэлектрическими потерями, сопротивлением и током утечки при приложении постоянного напряжения. Потери в диэлектрике представлены в виде параллельного резистора R_p.

Сопротивления проводников, контактов и пластин конденсатора представлены в виде резистора R_s. Его сопротивление остается относительно постоянным при изменении частоты. Индуктивность проводников и пластин конденсатора мала на низких частотах и в схеме представлена в виде L. Истинное значение емкости равно C.

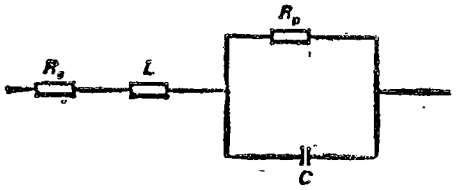


Рис. 13.7. Упрощенная эквивалентная схема конденсатора.

Рис. 13.7 позволяет определить полное сопротивление конденсатора, которое имеет вид

$$Z = R_s + \frac{R_p}{1 + \omega^2 R_p^2 C^2} + j\frac{\omega L - \omega R_p^2 C + \omega^3 R_p^2 C^2 L}{1 + \omega^2 R_p^2 C^2}. \qquad (13.14)$$

Действительная часть выражения (13.14) — это эквивалентное последовательное сопротивление (ЭПС). Его значение больше последовательного сопротивления R_s благодаря вкладу R_p. Этот второй член ЭПС зависит от частоты.

Схему, представленную на рис. 13.7, можно преобразовать в последовательную или параллельную схемы, изображенные на рис. 13.8. Резистор R_{ser} — это ЭПС последовательной схемы, а в параллельной схеме ему эквивалентен резистор R_{par}. Преобразование параметров последовательной и параллельной схем друг в друга можно осуществить с помощью выражений, приведенных на рис. 7.2, *б*. Поскольку D зависит от частоты, это преобразование справедливо для одной и той же частоты. Чем меньше значение D, т. е. чем ближе реальный конденсатор к идеальному, тем ближе друг к другу последовательная и параллельная схемы.

Векторная диаграмма эквивалентной схемы конденсатора показана на рис. 13.9. Видно, что эквивалентная последовательная емкость C_{ser} является векторной суммой L и C и определяется выражением

$$C_{ser}=C/(1-\omega^2 LC). \qquad (13.15)$$

Следовательно, эквивалентная емкость возрастает, если последовательно с конденсатором C включается индуктивность L.

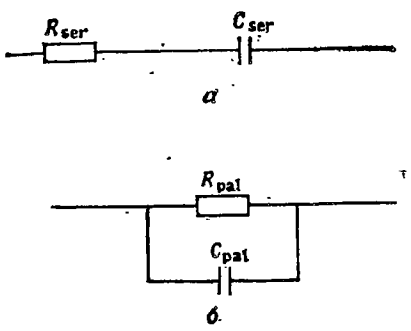


Рис. 13.8. Эквивалентные схемы конденсатора: *а* — последовательная, *б* — параллельная.

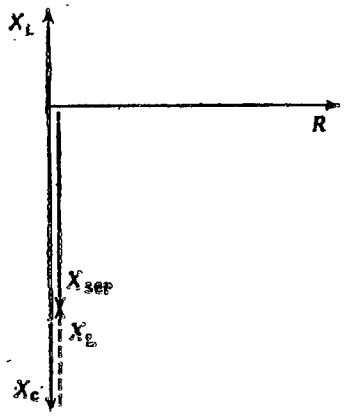


Рис. 13.9. Векторная диаграмма эквивалентной схемы конденсатора.

Если резонансная частота контура определяется выражением

$$f_r=[2\pi(LC)^{1/2}]^{-1}, \qquad (13.16)$$

то формулу (13.15) можно переписать в виде

$$C_{ser}=C/[1-(f/f_r)^2]. \qquad (13.17)$$

Из выражения (13.17) следует, что, когда приложенная частота приближается к резонансной частоте контура, эквивалентная последовательная емкость резко возрастает.

Было предложено много конструкций конденсаторов с улучшенными характеристиками для работы в различных схемах, поэтому существуют и разные варианты эквивалентных схем конденсаторов. На рис. 13.10, *а* изображена эквивалентная схема многослойного конденсатора из фольги, состоящего из нескольких слоев электродов и диэлектрика. Такой конденсатор должен иметь очень малое ЭПС. Четырехполюсный электролитический конденсатор, эквивалентная схема которого изобра-

жена на рис. 13.10, *б*, имеет отдельные входные и выходные клеммы и также обладает малым ЭПС по отношению к нагрузке.

На рис. 13.11 показана типичная зависимость емкости от частоты. Конденсаторы значительно более восприимчивы к внешним воздействиям, чем резисторы. Это следует учитывать при проведении измерений конденсаторов. Главной причиной изменений емкости являются характеристики диэлектрика, ко-

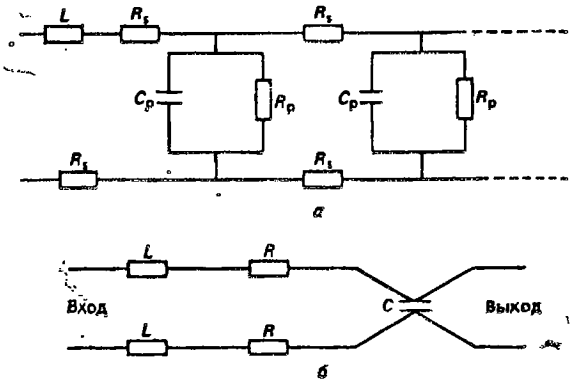


Рис. 13.10. Эквивалентные схемы различных конденсаторов: *а* — многослойного фольгового, *б* — четырехполюсного.

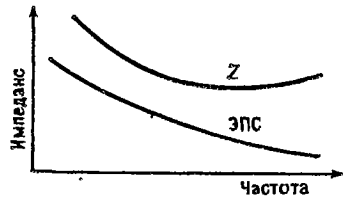


Рис. 13.11. Типичные зависимости полного сопротивления конденсатора от частоты.

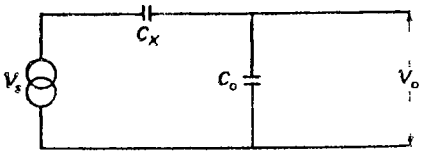


Рис. 13.12. Метод измерения емкости, основанный на отношении известной и неизвестной емкостей.

торые испытывают влияние температуры, постоянного напряжения, уровней измерительного напряжения, частоты и старения. Зависимости емкости от этих параметров различны для разных типов конденсаторов.

13.4.2. Методы измерений. Емкость можно измерять различными методами. Мосты для измерения емкостей описаны в разд. 7.5 и представляют собой средство наиболее точного их измерения. На рис. 13.12 показан иной метод, в котором напря-

жение V_s прикладывается к неизвестному конденсатору C_x и образцовому конденсатору C_0. Значение C_x при условии, что конденсаторы являются идеальными, можно найти из выражения

$$V_0/V_s = C_x/(C_x + C_0). \qquad (13.18)$$

В измерителе емкости выходной вольтметр, который измеряет V_0, прокалиброван непосредственно в значениях C_x, а изменение диапазона достигается подключением различных емкостей C_0.

На рис. 13.13 проиллюстрирован метод, подобный схеме рис. 13.12, но вместо конденсатора C_0 здесь применен резистор R для измерения тока. Схема содержит также фазовый или син-

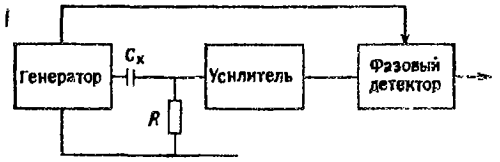


Рис. 13.13. Метод измерения емкостей с помощью фазового или синхронного детектора.

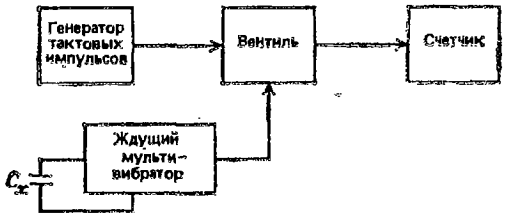


Рис. 13.14. Метод электронного счетчика для измерения емкости.

хронный детектор для измерения напряжения, которое сдвинуто по фазе на 90° по отношению к входному напряжению. Это позволяет избежать погрешностей, обусловленных потерями в конденсаторе или индуктивностью резистора.

В методе измерений, проиллюстрированном на рис. 13.14, неизвестный конденсатор C_x включен в схему ждущего мультивибратора. Этот мультивибратор управляет вентилем, который пропускает импульсы от высокочастотного генератора тактовых импульсов к счетчику. Чем выше значение C_x, тем больше период ждущего мультивибратора. При этом затвор дольше остается открытым, и, следовательно, показание счетчика возрастает. Счетчик можно прокалибровать в значениях C_x. Цепи, осуществляющие управление и очистку счетчика между измерениями, на рис. 13.14 не показаны.

Последовательная индуктивность, изображенная на рис. 13.7, становится существенной при измерении больших емкостей, т. е. при малых реактивных сопротивлениях. В этом случае следует использовать четырехполюсное включение, а для уменьшения взаимной индуктивности проводников скручивать их. При измерении малых емкостей система нуждается в экранировании для уменьшения влияния радиопомех. Очень существенным становится также влияние зажимов и проводников, поскольку шунтирующие емкости 0,5 пФ сказываются при измерении конденсаторов емкостью около 1 пФ. Число зажимов и проводников необходимо сводить к минимуму, присоединяя конденсатор прямо к клеммам измерительного прибора. Но даже и в этом случае длина проводников важна на высоких частотах. Входные клеммы прибора должны быть экранированы с целью уменьшения их емкостного эффекта, этого можно добиться с помощью трехполюсной конструкции, описанной в разд. 2.4.3.

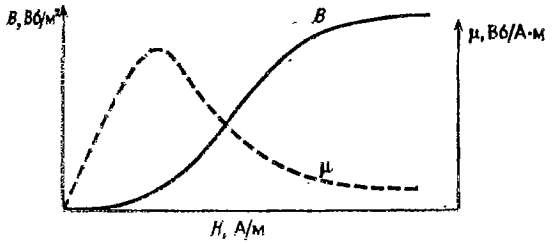


Рис. 13.15. Кривые магнитной проницаемости и магнитной индукции для типичной индуктивности с железным сердечником.

13.5. Измерение индуктивностей

13.5.1. Эквивалентные схемы. Индуктивность катушки с числом витков N, намотанной на сердечник с магнитной проницаемостью μ_c, поперечным сечением A и средней длиной катушки l, равна

$$L=\mu_c AN^2/l. \qquad (13.19)$$

В магнитную цепь обычно вводят воздушный зазор для увеличения линейности индуктивности. Это уменьшает магнитную проницаемость до эффективного значения μ_e, причем отношение μ_e/μ_c обычно составляет от 0,05 до 0,2.

Магнитная проницаемость равна отношению магнитной индукции B к напряженности магнитного поля H. Поскольку соотношение между B и H нелинейно, магнитная проницаемость изменяется как показано на рис. 13.15. Рисунок предполагает нулевую начальную намагниченность, что не всегда имеет место.

Большинство магнитных материалов обладают остаточной намагниченностью, что видно из их кривых гистерезиса (рис. 13.16). Площадь, которую охватывает петля гистерезиса, является мерой потерь на гистерезис в магнитном материале. Когда на постоянную намагничивающую силу накладывается слабое переменное намагничивание, получается кривая дифференциальной магнитной проницаемости, показанная на рис. 13.16.

Величина индуктивности значительно меняется в зависимости от условий измерения, особенно для катушек индуктивности с железным сердечником. Это ставит много проблем для обеспечения повторяемости измерений. Основной причиной вариаций индуктивности катушек с железным сердечником являются изменения магнитной проницаемости. Она меняется в за-

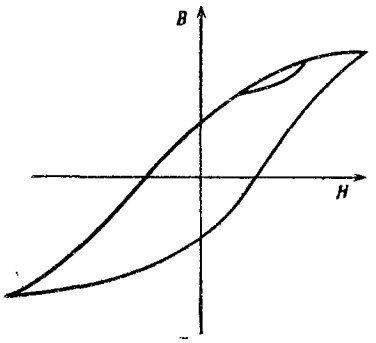


Рис. 13.16. Петля гистерезиса для типичной катушки индуктивности с железным сердечником.

висимости от уровня измерительного сигнала и постоянного смещения. Предыстория процесса также имеет значение, поскольку сердечник мог сохранить состояние остаточной намагниченности. Перед любым измерением он должен быть размагничен приложением большого (насыщающего) переменного сигнала, который затем медленно снижается до нуля. Магнитная проницаемость обычно уменьшается с ростом частоты; для материалов с малым μ_r она растет с температурой, а для материалов с высоким μ_r может расти или уменьшаться с увеличением температуры. Из-за всех этих вариаций при измерении индуктивности следует воспроизводить настолько близко, насколько это возможно, реальные условия ее работы.

Эквивалентная схема катушки индуктивности показана на рис. 13.17. На схеме L — истинная индуктивность, R_s — активное сопротивление обмотки (на постоянном токе). На высоких частотах это сопротивление возрастает благодаря скин-эффек-

ту и эффекту близости* в проводниках. Сопротивление R_h представляет потери на гистерезис и имеет смысл только для катушек с железным сердечником. Его значение зависит от материала сердечника, частоты и магнитной индукции. Потери на вихревые токи представлены сопротивлением R_e. Оно существует как у катушек с сердечниками, так и без них; для катушек с сердечником потери на вихревые токи происходят в сердечниках. Во всех катушках протекающий по ним переменный ток создает переменное магнитное поле, поток которого индуцирует вихревые токи в проводниках и соответствующие потери. Для катушек без сердечника R_e отражает также потери в экране или соседних проводниках.

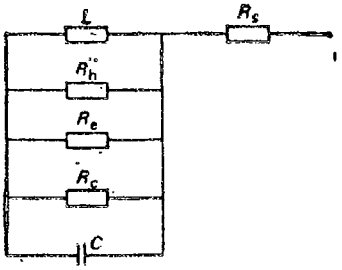


Рис. 13.17. Эквивалентная схема катушки индуктивности.

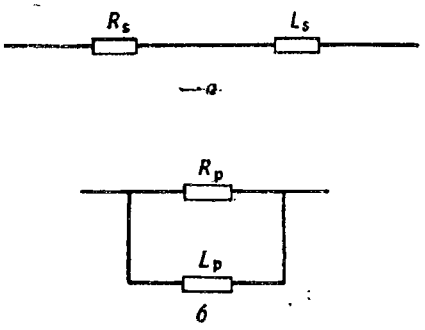


Рис. 13.18. Эквивалентные схемы катушки индуктивности: *а* — последовательная, *б* — параллельная.

Емкость C на эквивалентной схеме рис. 13.17 представляет собой распределенную емкость катушки индуктивности. Диэлектрические потери, связанные с этой емкостью, обозначены через R_c:

$$R_c = K\omega^3 L^2 C. \qquad (13.20)$$

Здесь K — коэффициент мощности распределенной емкости, $\omega = 2\pi f$, где f — частота.

Эквивалентную схему катушки индуктивности можно свести к эквивалентной последовательной или параллельной схеме (рис. 13.18). Переход между параметрами этих схем осуществляется с помощью выражений, приведенных на рис. 7.2, *а*. Переход от одной схемы к другой возможен только при неизменной частоте, поскольку Q зависит от частоты. Значение Q равно

$$Q = \omega L/(R_s + R_e + R_h + R_c). \qquad (13.21)$$

* Перераспределение тока в проводнике под действием полей, создаваемых соседними проводниками. — *Прим. перев.*

Значения резистивных элементов сложным образом зависят от частоты, поэтому типичная зависимость Q от частоты имеет вид, показанный на рис. 13.19.

При правильном выборе последовательной или параллельной эквивалентной схемы (рис. 13.18) измеренное значение индуктивности оказывается близким к действительному. Когда индуктивность велика, ее реактивное сопротивление тоже велико и параллельный резистор оказывает более заметное влияние; в этом случае при измерении следует пользоваться параллельной схемой. При малых значениях индуктивности мало и ее реактивное сопротивление, так что большее влияние оказывает последовательный резистор; поэтому при измерении следует выбирать последовательную схему. Значение индуктивности, определяющее выбор того или иного режима, зависит от ее реактивного сопротивления, т. е. от частоты.

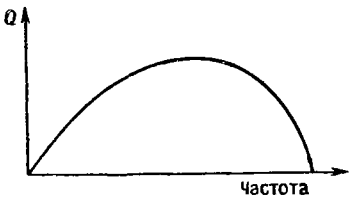


Рис. 13.19. Зависимость добротности Q катушки индуктивности от частоты.

13.5.2. Методы измерения. Для измерения индуктивностей пригодны несколько методов. Наиболее точен мостовой метод, описанный в разд. 7.4. На рис. 13.20 представлен метод фазового детектора, который очень близок к методу измерения емкостей (рис. 13.13). На практике обе системы часто совмещают в одном приборе, и переход от измерения емкости к измерению индуктивности и обратно осуществляется с помощью переключателя. Образцовый резистор R и неизвестную индуктивность L_x на рис. 13.20 можно поменять местами, но в этом случае выходной сигнал будет пропорционален $1/L_x$, а не L_x.

В катушках индуктивности с железными сердечниками используется материал с магнитной проницаемостью порядка нескольких сотен тысяч, поэтому они обладают высокой объемной эффективностью. Однако сердечник приводит также к увеличению потерь и менее предсказуемому поведению, если на пути магнитного потока не сделать воздушного зазора для повышения стабильности. Катушка индуктивности без сердечника значительно стабильнее, ее индуктивность слабо зависит от частоты или тока. Температурные изменения вызываются вариациями размеров катушки и сопротивления проволоки. Распределенная емкость является главной причиной зависимости индуктивности от частоты. Рабочую частоту измерений f_m следует поддерживать значительно ниже резонансной частоты f_r. При

этих условиях малое приращение δL индуктивности на низких частотах равно

$$\delta L/L = \omega^2 LC = (f_m/f_r)^2. \qquad (13.22)$$

Катушки без сердечников испытывают влияние соседних проводящих материалов. Это особенно сказывается на высокочастотных катушках, которые необходимо экранировать.

При измерениях больших индуктивностей следует соблюдать ряд предосторожностей. С учетом наличия высоких реактивных сопротивлений в схемах измерения должны проводиться в пространстве, свободном от радиопомех. Измерительные проводники следует экранировать и делать как можно короче. Если катушка индуктивности содержит сердечник с высокой магнитной проницаемостью, то нужна подробная информация о характеристиках его материала. Кроме того, большие индуктивности состоят из большого числа витков тонкой проволоки, а это ведет к значительным распределенной емкости и последователь-

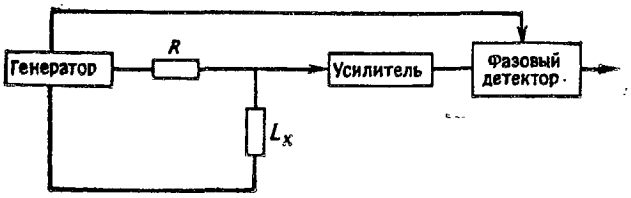


Рис. 13.20. Измерение индуктивности с помощью фазового детектора.

ному сопротивлению. Наличие емкости приводит к зависимости показаний от частоты. Высокое сопротивление дает уменьшение Q и увеличение разности между значениями, полученными при измерениях с последовательной или параллельной схемами включения. Высокие значения индуктивности приводят также к большим постоянным времени, а значит, и к заметным нестабильностям при изменениях сигнала или уровня постоянного подмагничивания в автоматическом режиме измерений.

Малые индуктивности имеют низкое полное сопротивление, в этом случае нужно использовать измерения методом четырехполюсника. Следует избегать, насколько это возможно, подводящих проводников и присоединять индуктивность непосредственно к измерительному прибору. Важно также соблюдать предосторожности и не размещать рядом с индуктивностью предметы, которые могут повлиять на ее значение, например приборные стойки и даже руки оператора.

13.6. Измерения с помощью куметра

13.6.1. Куметр. Принципиальная схема куметра показана на рис. 13.21. Он работает на основе резонанса в LC-контуре с учетом выражения (13.16). Куметр может измерять добротность Q цепи на рабочей частоте, а также индуктивность, емкость и действующее сопротивление.

Частота генератора, показанного на схеме рис. 13.21, может перестраиваться; обычно это осуществляется с помощью переключателей для выбора диапазонов и ручек плавной настройки. Выбранная частота обычно указывается на индикаторе прибора. Резистор R_i встроен в прибор и имеет малое сопротивление, около 0,02 Ом. Напряжение генератора прикладывается к этому резистору и измеряется с помощью датчика на термопарах. Вследствие малого значения сопротивления R_i оно не оказывает заметного влияния на измеряемую цепь.

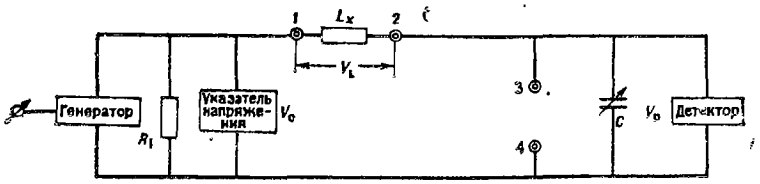


Рис. 13.21. Упрощенная схема куметра.

Конденсатор C также встроен в куметр и его емкость может меняться с помощью ручек плавной настройки и кнопок выбора диапазонов. На ручке обычно указываются пределы, чтобы отметить возможные отклонения в ту и другую сторону от выбранного значения частоты. Высокочастотный детектор с высоким полным сопротивлением включен параллельно с конденсатором и прокалиброван непосредственно в значениях Q. При этом измеренное значение Q равно произведению показаний детектора и измерителя V_0.

Измеряемый компонент можно включить последовательно или параллельно с C, для чего на корпусе прибора имеется несколько клемм. Серийные куметры снабжаются также набором калиброванных индуктивностей и емкостей для расширения диапазона измерений. Типичные куметры работают в диапазоне от 10 кГц до 100 МГц и могут измерять Q от 5 до 1000.

13.6.2. Измерение индуктивности. Чтобы измерить характеристики катушки индуктивности L_x, ее соединяют последовательно с настроечным конденсатором (рис. 13.21). Теперь система работает как последовательный резонансный контур, и при фиксированных значениях напряжения и частоты генера-

тора емкость C меняется до тех пор, пока показания детектора не достигнут максимума. Это положение соответствует резонансу, и значение Q равно

$$Q = V_D/V_0. \tag{13.23}$$

Следовательно, значение Q указывается детектором V_D с учетом показания индикатора V_0, которое входит в формулу (13.23) в виде сомножителя. При резонансе можно также найти значения индуктивности L_x и последовательного сопротивления R_x неизвестной катушки, зная частоту генератора в резонансе f_r, емкость C и добротность Q:

$$L_x = [(2\pi f_r^2)C]^{-1}, \tag{13.24}$$

$$R_x = (2\pi f_r CQ)^{-1}. \tag{13.25}$$

С помощью куметра можно также измерить паразитную емкость (емкость собственного резонанса) катушки по схеме рис. 13.21. Сначала устанавливают известное высокое значение C, например C_H, и частота генератора настраивается на резонанс, который фиксируется по максимуму показаний детектора. Значение частоты генератора f_r регистрируется. Затем частоту генератора повышают в два раза, т. е. до $2f_r$, и емкость снова перестраивается до достижения резонанса, например, при значении C_L. Значение емкости собственного резонанса C_S катушки теперь можно найти, решив систему двух уравнений резонанса

$$f_r = \{2\pi[L(C_H + C_S)]^{1/2}\}^{-1}, \tag{13.26}$$

$$2f_r = \{2\pi[L(C_L + C_S)]^{1/2}\}^{-1}, \tag{13.27}$$

что дает

$$C_S = (C_H - 4C_L)/3. \tag{13.28}$$

13.6.3. Измерение емкости. Куметр можно использовать для измерения тангенса угла диэлектрических потерь и действующей емкости конденсатора, основываясь, например, на параллельной эквивалентной схеме рис. 13.8, *б*. Вначале используется та же схема, что на рис. 13.21, в которой неизвестная индуктивность L_x, включенная между клеммами 1 и 2, заменяется одной из образцовых индуктивностей L, прилагаемых к прибору. Вновь устанавливается значение емкости C, близкое к максимальному, например C_H, и частота генератора настраивается на резонанс. Эта частота генератора f_r и добротность схемы Q_H фиксируются.

Теперь параллельно конденсатору C подключается к клеммам 3 и 4 неизвестный конденсатор. Частота генератора f_r остается прежней, но C регулируется до достижения резонанса при значении C_L. Полученное значение добротности Q_L фиксируется.

Теперь находим параллельную емкость C_{pal}, тангенс угла диэлектрических потерь D и шунтирующее сопротивление R_{pal} с помощью следующих соотношений:

$$C_{pal}=C_H-C_L, \tag{13.29}$$

$$D=C_H(Q_H-Q_L)/Q_HQ_L(C_H-C_L), \tag{13.30}$$

$$R_{pal}=Q_HQ_L/2\pi f_rC_H(Q_H-Q_L). \tag{13.31}$$

13.6.4. Измерение резистора. Куметр позволяет измерить высокочастотные компоненты резистора, основываясь на параллельной эквивалентной схеме, приведенной на рис. 13.22, которая является частным случаем общей эквивалентной схемы рис. 13.3. Вновь используется схема измерений рис. 13.21 с под-

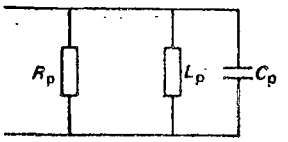


Рис. 13.22. Эквивалентная параллельная схема резистора, работающего на высоких частотах

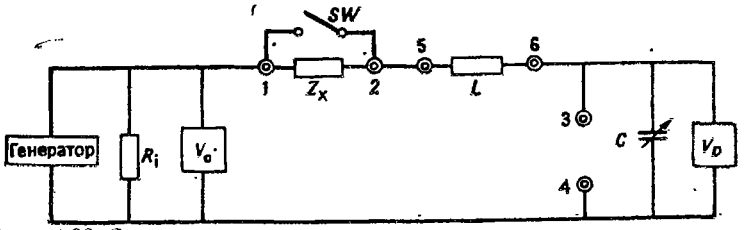


Рис. 13.23. Схема куметра для измерения малых полных сопротивленнй.

ключением образцовой индуктивности L вместо L_x. Вначале систему настраивают в резонанс и находят f_r, C_H и Q_H, как было описано в разд. 13.6.3. Затем подключают неизвестный резистор параллельно C и вновь добиваются резонанса при значениях C_L и Q_L. Теперь компоненты резистора можно найти с помощью выражений

$$R_p=Q_HQ_L/2\pi f_rC_L(Q_H-Q_L) \tag{13.32}$$

$$C_p=C_H-C_L, \tag{13.33}$$

$$L_p=[2\pi f_r(C_H-C_L)]^{-1}. \tag{13.34}$$

13.6.5. Измерение малых полных сопротивлений. Малое полное сопротивление, т. е. малые активное сопротивление и индуктивность или большую емкость, лучше всего измерять с помощью последовательной схемы, изображенной на рис. 13.23. Неизвестный импеданс включается последовательно с образцо-

вой индуктивностью L, называемой также рабочей индуктивностью. Неизвестный импеданс Z_x вначале закорачивают с помощью короткозамыкающей перемычки SW и добиваются резонанса перестройкой частоты и емкости. Значения C_H и Q_H фиксируются. Затем перемычку удаляют и без изменения частоты f_r вновь устанавливают резонанс перестройкой конденсатора. Неизвестные реактивное сопротивление X_x, активное сопротивление R_x и добротность Q_x можно найти из выражений

$$X_x = (C_H - C_L)/2\pi f_r C_H C_L, \qquad (13.35)$$

$$R_x = (C_H Q_H - C_L Q_L)/2\pi f_r C_H C_L Q_H Q_L, \qquad (13.36)$$

$$Q_x = (C_H - C_L) Q_H Q_L / (C_H Q_H - C_L Q_L). \qquad (13.37)$$

Если импеданс индуктивный, то C_H больше C_L и значение индуктивности L_x находится из выражения (13.38). Если импеданс емкостный, то C_H меньше C_L и неизвестную емкость C_x можно найти из выражения (13.39):

$$L_x = (C_H - C_L)/(2\pi f_r)^2 C_H C_L, \qquad (13.38)$$

$$C_x = C_H C_L/(C_L - C_H). \qquad (13.39)$$

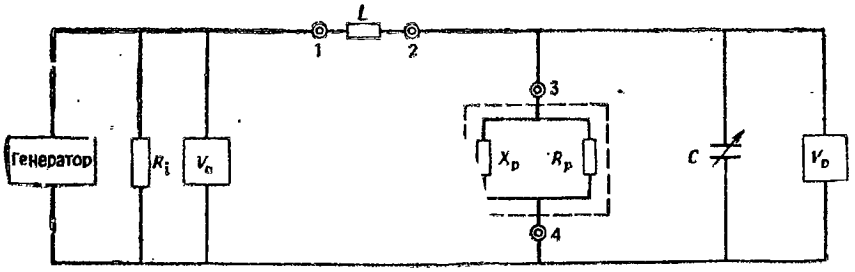


Рис. 13.24. Схема куметра для измерения высоких полных сопротивлений.

Если импеданс чисто активный, то перестройка емкости от ее начального значения C_H не потребуется и значение сопротивления находится из выражения (13.36), которое при $C_H = C_L$ приобретает вид

$$R_x = (Q_H - Q_L)/2\pi f_r C_H Q_H Q_L. \qquad (13.40)$$

13.6.6. Измерение высоких полных сопротивлений. Чтобы измерить высокое полное сопротивление, т. е. высокое активное сопротивление плюс индуктивность свыше примерно 100 мГн или емкость ниже примерно 400 пФ, следует использовать параллельную схему включения, показанную на рис. 13.24. Образцовая индуктивность L вначале включается последовательно с конденсатором C и система настраивается в резонанс. Значе-

ния f_r, C_H и Q_H фиксируются. Затем неизвестный импеданс Z_x, представленный на рис. 13.24 в виде параллельных компонентов X_p и R_p, включается параллельно конденсатору C, перестройкой которого вновь добиваются резонанса. Значения C_L и Q_L фиксируются. Следующие выражения позволяют рассчитать X_p, R_p и Q_p:

$$X_p=[2\pi f_r(C_H-C_L)]^{-1}, \tag{13.41}$$

$$R_p=Q_HQ_L/2\pi f_rC_H(Q_H-Q_L), \tag{13.42}$$

$$Q_p=(C_H-C_L)Q_HQ_L/C_H(Q_H-Q_L). \tag{13.43}$$

Если Z_x — индуктивный импеданс, то $X_p=2\pi f_rL_p$ и из выражения (13.41), которое приобретает вид (13.44), находится L_p. Если Z_x имеет емкостный характер, то $X_p=(2\pi f_rC_p)^{-1}$ и значение C_p определяется из выражения (13.45):

$$L_p=[(2\pi f_r)^2(C_H-C_L)]^{-1}, \tag{13.44}$$

$$C_p=C_H-C_L. \tag{13.45}$$

13.7. Измерение полного сопротивления

Полное сопротивление можно измерить с приемлемой точностью с помощью ваттметра, вольтметра и амперметра, включенных по схеме рис. 13.25. Если P — показание ваттметра, I — ток, V — напряжение, то полное сопротивление равно

$$Z_x=V/I. \tag{13.46}$$

Значения активного и реактивного сопротивлений, входящих в Z_x, находятся из выражений

$$R_{ac}=P/I^2, \tag{13.47}$$

$$X=(Z_x^2-R_{ac}^2)^{1/2}. \tag{13.48}$$

Для обеспечения высокой точности падения напряжения на амперметре и токовой катушке ваттметра должны быть малыми, а вольтметр должен иметь высокий импеданс по сравнению с измеряемым Z_x.

В современных измерителях *LCR* применяются различные методы, главным образом цифровые, для измерения полных сопротивлений. Одним прибором обычно можно измерять импеданс, D, Q и фазовый угол. Система может работать на нескольких частотах и при различных уровнях подмагничивания, чтобы обеспе-

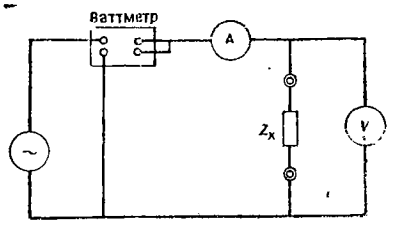


Рис. 13.25. Схема измерения полного сопротивления с помощью ваттметра, амперметра и вольтметра.

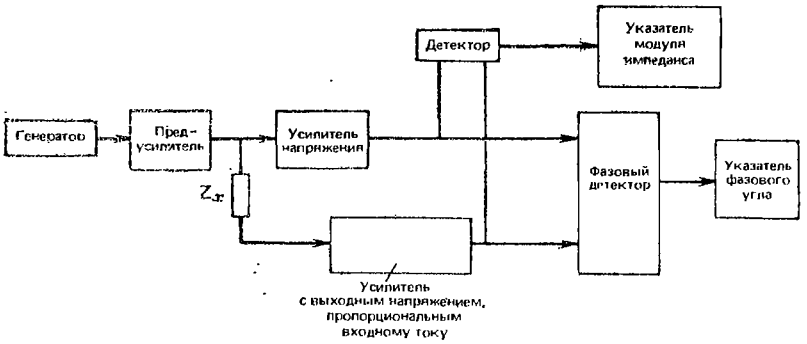


Рис. 13.26. Упрощенная блок-схема векторного измерителя полных сопротивлений

чить измерения импеданса в условиях, близких к рабочим.

Другой прибор, который позволяет измерить полное сопротивление цепи на многих частотах, — это векторный измеритель полных сопротивлений. Его блок-схема изображена на рис. 13.26. Частота генератора может меняться в широких пределах с помощью переключателя диапазонов и ручки плавной настройки, как в приборе, показанном на рис. 13.27. Усилитель прибора может работать в режимах источника постоянного напряжения или постоянного тока.

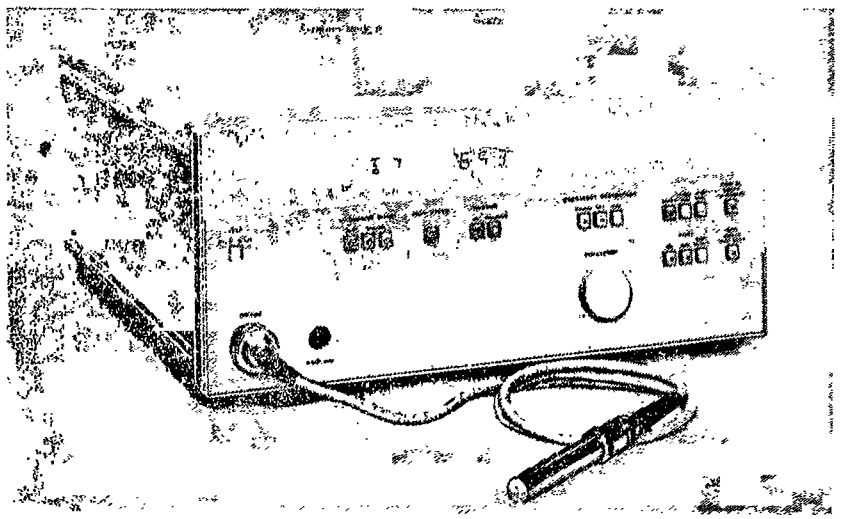


Рис. 13.27. Векторный измеритель (снимок предоставлен фирмой Hewlett Packard Inc.).

Режим постоянного напряжения выбирается для импедансов, превышающих 1 кОм, а режим постоянного тока — для более низких значений. Детектор измеряет напряжение и ток через неизвестный импеданс Z_x и рассчитывает его численное значение, которое выводится на индикатор модуля импеданса. Разность фаз между напряжением и током измеряется фазовым детектором и выводится на указатель фазового угла. Специальный усилитель преобразует входной ток в пропорциональное ему выходное напряжение. Прибор, показанный на рис. 13.27, может также работать в режиме качающейся частоты, в котором частота изменяется линейно в пределах некоторого участка частотного диапазона или по логарифмическому закону в пределах всего диапазона прибора.

13.8. Дискретные полупроводниковые приборы

Существует много различных типов дискретных полупроводниковых приборов, и каждый из них обладает рядом параметров, подлежащих измерению. В данном разделе мы рассмотрим лишь наиболее важные параметры диодов, транзисторов и тиристоров. Измерения производятся с помощью приборов общего назначения; для измерения характеристик полупроводниковых диодов широко используется характериограф, описанный в разд. 13.10.

13.8.1. Диоды. Параметры диода на постоянном токе — напряжение туннельного пробоя и вольт-амперную характеристику — можно измерить с помощью схемы, изображенной на рис. 13.28, *а*. Для измерения напряжения пробоя через диод пропускается в обратном направлении постоянный ток, равный максимально допустимому току утечки, и измеряется напряжение на диоде. Для этого необходимы амперметр, рассчитанный на малые токи, и вольтметр на большие напряжения. При построении вольт-амперной характеристики через диод пропускают ток в прямом направлении. В этом случае амперметр должен быть пригоден для измерения больших токов, а показания вольтметра обычно составляют 0,5 В.

На рис. 13.28, *б* показана схема измерения вольт-амперной характеристики диода в динамическом режиме с представлением ее на экране осциллографа. Схема позволяет получить полную характеристику в четырех квадрантах, поскольку напряжение на диоде подается на пластины горизонтального отклонения ЭЛТ, а ток управляет вертикальным отклонением.

Важным параметром переключения диода является время восстановления при переключении в обратное направление (рис. 13.29). Если внезапно изменить полярность напряжения,

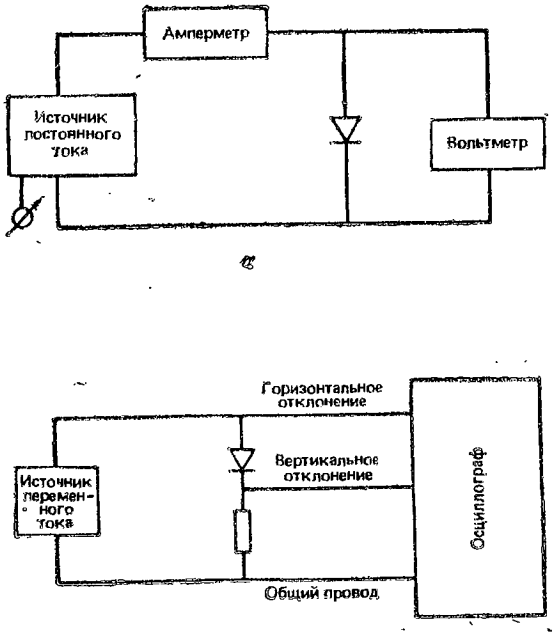


Рис. 13.28. Измерения параметров диода на постоянном токе: *а* — статический режим, *б* — динамический режим.

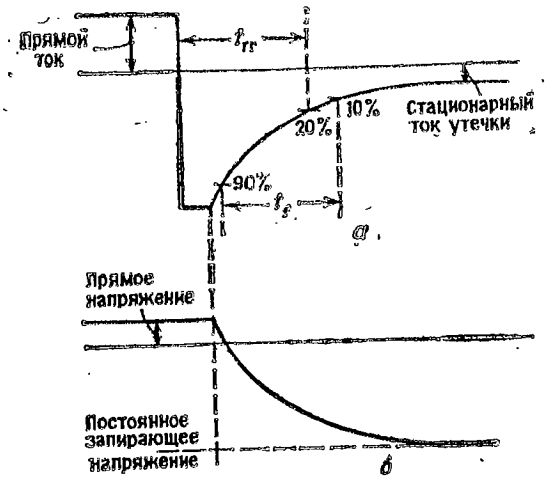


Рис. 13.29. Характеристика восстановления диода при переключении в обратное направление: *а* — ток, *б* — напряжение.

приложенного к диоду в прямом направлении, диод продолжает проводить в обратном направлении, причем ток постепенно спадает до стационарного тока утечки. Максимальный обратный ток может быть очень большим, обычно он ограничивается полным сопротивлением системы. На рис. 13.30 представлена блок-схема устройства для наблюдения кривых обратного тока и напряжения восстановления на экране двухлучевого осциллографа; по этим кривым можно измерить время восстановления.

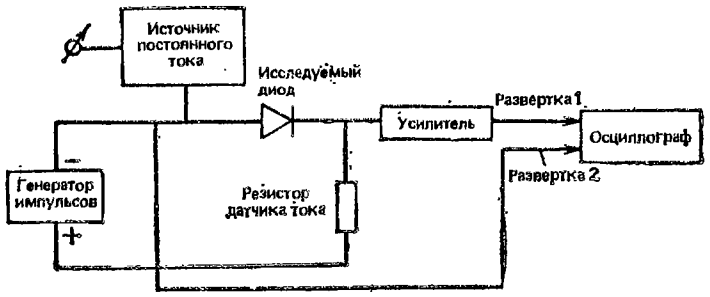


Рис. 13.30. Схема измерений времени восстановления диода при переключении в обратное направление.

Это время зависит от прямого тока проводимости и максимального обратного тока, поэтому они подлежат регулировке как параметры измерительного процесса.

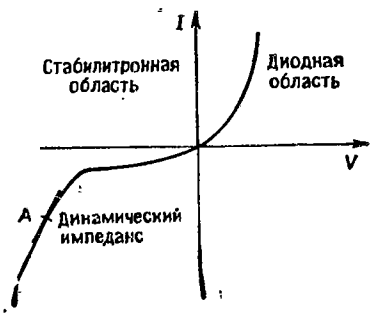


Рис. 13.31. Вольт-амперная характеристика стабилитрона.

Характеристики стабилитронов подобны характеристикам обычных диодов, за исключением того, что у них обратное напряжение пробоя ниже и не так резко меняется (рис. 13.31). Важными параметрами стабилитронов являются напряжение лавинного пробоя и динамический импеданс. Напряжение лавинного пробоя можно измерить при любом зенеровском токе, как и для обычного диода, с помощью одной из схем, представленных на рис. 13.28. Динамический импеданс измеряют с помощью схемы, изображенной на рис. 13.32. Сначала регулируют постоянный ток, чтобы сместить диод в область необходимого зенеровского тока. Затем на постоянный ток накладывается слабый переменный ток и измеряется переменное напряжение на стаби-

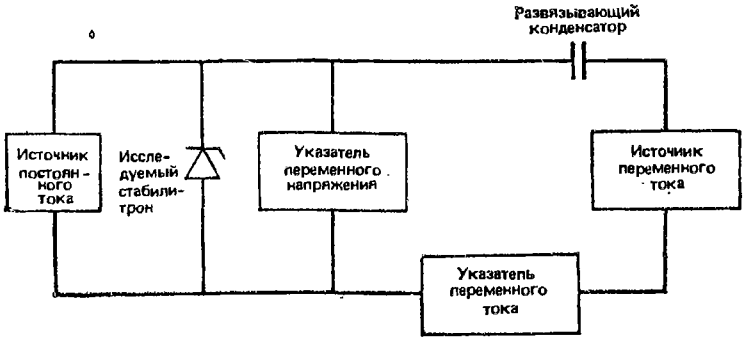


Рис. 13.32. Измерение динамического импеданса стабилитрона.

литроне. Динамический импеданс определяется как отношение переменных напряжения и тока.

13.8.2. Биполярные транзисторы. Биполярные транзисторы могут иметь структуру *pnp*- или *npn*-типа. В обоих случаях они содержат диоды (*pn*-переходы) между базой и коллектором и между базой и эмиттером. Характеристики этих диодов, например ток утечки и напряжение пробоя, можно измерить с помощью схем, описанных в разд. 13.8.1. Эти схемы вместе с другими методами, описанными в данном разделе, применяются во многих приборах для измерения параметров транзисторов.

Важным параметром транзистора является коэффициент усиления по постоянному току H_{fe} или β_{dc}. Его значение зависит от температуры, тока и напряжения коллектора. Его можно измерить с помощью схемы, изображенной на рис. 13.33. Базовый ток транзистора I_B регулируется до получения нужного значения тока коллектора I_c, затем усиление по постоянному току находится в виде отношения I_c/I_B.

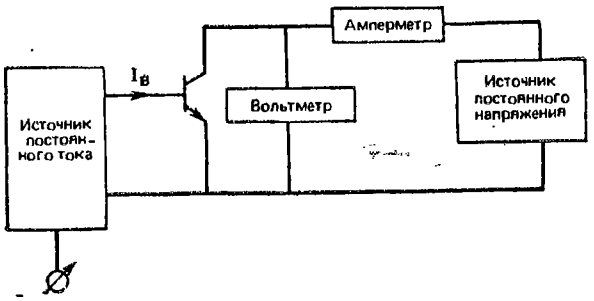


Рис. 13.33. Схема измерения коэффициента усиления биполярного транзистора по постоянному току.

На низких частотах усиление по постоянному току β_{dc} и усиление по переменному току G_{ac} почти равны. Однако, как видно на рис. 13.34, коэффициент усиления транзистора резко падает на высоких частотах. Частота, при которой усиление падает до единицы, определяет произведение коэффициента усиления на ширину полосы пропускания транзистора.

Коэффициент усиления транзистора по переменному току на частоте f равен

$$G_{ac} = \beta_{dc}/[1 + (f/f_в)^2]^{1/2}. \qquad (13.49)$$

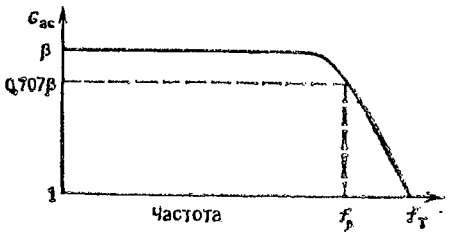


Рис. 13.34. Зависимость коэффициента усиления биполярного транзистора от частоты.

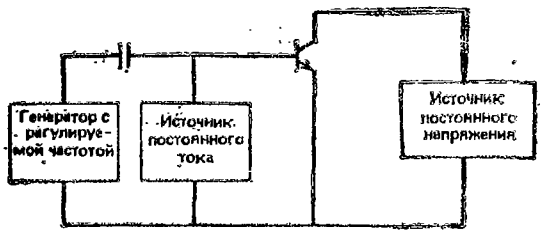


Рис. 13.35. Схема измерения произведения коэффициента усиления на ширину полосы пропускания биполярного транзистора.

На частоте f, которая много меньше $f_в$, усиление по переменному току равно усилению по постоянному току. На частоте $f_в$ усиление по переменному току падает до 0,707 от значения на постоянном токе. Частота $f_т$, на которой усиление по переменному току падает до единицы, определяется выражением (13.50), поскольку усиление по постоянному току обычно много больше единицы:

$$f_т = f_в\beta_{dc}. \qquad (13.50)^*$$

* В этом выражении $f_в$ — предельная частота усиления по току, при которой коэффициент усиления уменьшается в $\sqrt{2}$ раз по сравнению с его значением на низких частотах. *Прим. перев.*

Обычно частота f_T очень велика, но ее значение можно определить, измерив f_β с помощью схемы, представленной на рис. 13.35 и затем рассчитав f_T по формуле (13.50). Источник постоянного тока сначала устанавливается на нужное значение базового тока I_B, частота генератора выбирается низкой и измеряется ток коллектора I_C. Затем рассчитывается коэффициент усиления по постоянному току как отношение I_C/I_B. Далее при том же значении I_B частоту генератора увеличивают до тех пор, пока ток коллектора не упадет до 0,707 I_C. Частота в этой точке равна f_β, и теперь по формуле (13.50) можно найти произведение коэффициента усиления на ширину полосы пропускания.

Характеристики переключения транзистора определяются в основном четырьмя временными интервалами, указанными на рис. 13.36. Их можно измерить, наблюдая управляющий сигнал на базе и выходной сигнал на коллекторе с помощью двухлучевого осциллографа (рис. 13.37). При проведении этих измерений необходимо вводить поправки на времена нарастания генератора импульсов и осциллографа с помощью выражения (12.16).

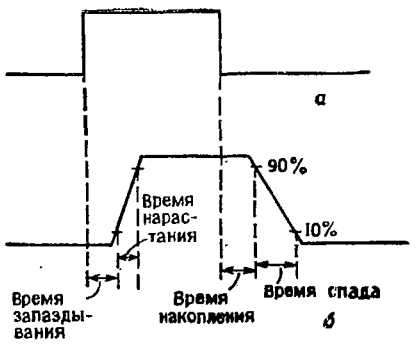


Рис. 13.36. Характеристики переключения транзистора: *а* — управляющий сигнал базы, *б* — выходной сигнал коллектора.

Существует ряд приборов для измерения параметров транзисторов прямо в схемах. Эти приборы для внутрисхемного контроля удобны для использования, поскольку не требуют изъятия транзистора из схемы перед проверкой, но их точность ограничена главным образом значениями компонентов, окружающих транзистор. На рис. 13.38 изображена принципиальная схема проверки транзистора *TR*1. Сначала измеряется напряжение V_1, затем включается короткозамыкающая перемычка между базой и эмиттером транзистора. Если прибор работоспособен, то напряжение V_1 должно при этом возрасти от низкого уровня до значения, близкого к напряжению источника тока.

13.8.3. Полевые транзисторы. Существует два типа полевых транзисторов: с управляющим *pn*-переходом и типа металл — оксид — полупроводник (МОП-транзисторы). Полевые транзисторы могут быть с каналом *p*-типа или *n*-типа по аналогии с биполярными *npn*- и *pnp*-транзисторами.

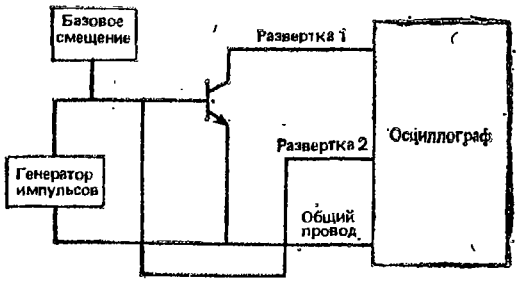


Рис. 13.37. Измерение времен переключения транзистора.

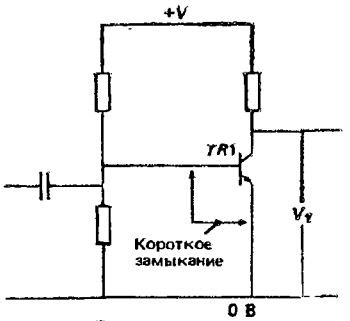


Рис. 13.38. Пример проверки транзистора в схеме.

Полевой транзистор с управляющим *pn*-переходом работает в режиме обеднения; это означает, что он проводит в отсутствие напряжения смещения на затворе. МОП-транзистор может работать в режимах обеднения, обогащения или обогащения — обеднения. Ток насыщения стока I_{DSS} — это ток, который протекает при нулевом напряжении исток — затвор. Он является функцией напряжения сток — исток V_{DS}, если V_{DS} ниже напряжения отсечки V_p. При V_{DS}, превышающем V_p, значение I_{DSS} почти не зависит от V_{DS} и изменяется пропорционально V_{GS}.

Многие параметры полевых транзисторов нуждаются в измерении. Мы упомянем здесь лишь некоторые из них в применении к транзисторам с управляющим *pn*-переходом, хотя те же схемы можно использовать и для МОП-транзисторов. Значение I_{DSS} для транзистора с управляющим *pn*-переходом можно измерить с помощью схемы рис. 13.39, *а*. Затвор и исток здесь соединены, так что $V_{GS}=0$. Значение V_{DD} таково, что V_{DS} превышает V_p и прибор показывает ток I_{DSS}.

Схема рис. 13.39, *б* применяется для измерения напряжения отсечки V_p. Абсолютная величина отрицательного напряжения V_{GG} постепенно увеличивается, пока I_D не упадет ниже определенного малого значения. При этом V_{GG} равно напряжению отсечки.

Другим важным параметром транзистора с управляющим *pn*-переходом является крутизна характеристики I_D/V_{GS}, т. е. изменение выходного тока I_D при изменении входного напряжения между затвором и истоком V_{GS}:

$$g_m = \Delta I_D / \Delta V_{GS}. \qquad (13.51)$$

Ту же схему рис. 13.39, *б* можно использовать для измерения g_m. Значения V_{GG} и R_D выбираются такими, что V_{DS} превышает V_p и через прибор протекает типичный ток I_D. Затем напряжение V_{GG} слегка изменяют и фиксируют соответствующее изменение I_D. Теперь, зная ΔV_{GS} и ΔI_D, находят крутизну по формуле (13.51).

Характеристики переключения полевого транзистора важны в импульсных схемах. Они измеряются с помощью генератора импульсов, сигнал которого подается на затвор, и двухлучевого осциллографа. При этом схемное решение и методика очень напоминают схему, приведенную на рис. 13.37.

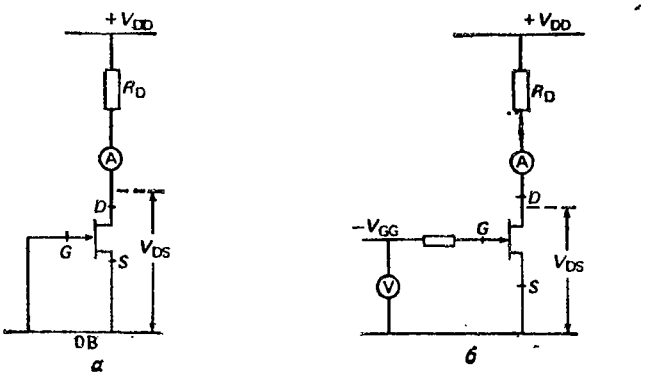


Рис. 13.39. Схемы измерения параметров полевого транзистора с управляющим *pn*-переходом: *а* — измерение I_{DSS}; *б* — измерение V_p.

13.8.4. Однопереходный транзистор. Однопереходный транзистор имеет только один *pn*-переход и используется преимущественно в схемах генераторов и триггеров. На рис. 13.40 приведена его статическая характеристика. При увеличении эмиттерного тока он достигает значения I_p, соответствующего напряжению включения (пиковому напряжению) V_p. Начиная с этой точки, прибор переходнт в область отрицательного сопротивления, и именно на этом участке характеристики работают генерирующие схемы. Далее ток достигает точки впадины I_V. За этой точкой однопереходный транзистор переходит в область насыщения.

Таблицы параметров приборов содержат значения пиковых напряжений и токов включения и впадины. В них приводятся также сопротивления эмиттер — база 1 и эмиттер — база 2, а также между базами. Сопротивление эмиттер — база 2 достаточно постоянно, а сопротивление эмиттер — база 1 зависит от

тока эмиттера. Еще одним важным параметром схем на однопереходных транзисторах является отношение входного сопротивления к межбазовому (внутренний коэффициент деления) η. Оно определяется выражением

$$V_p = \eta V_B + V_D. \qquad (13.52)$$

Здесь V_B — межбазовое напряжение питания, V_D — падение напряжения в прямом направлении на переходе эмиттер — база 1, которое составляет около 0,7 В. Значение η определяет точку возбуждения генераторных схем на однопереходных транзисторах. Оно лишь незначительно меняется с изменением V_B и температуры. Напряжение V_D обычно измеряется при пиковом токе эмиттера I_p, именно это значение V_D подразумевается в выражении (13.52).

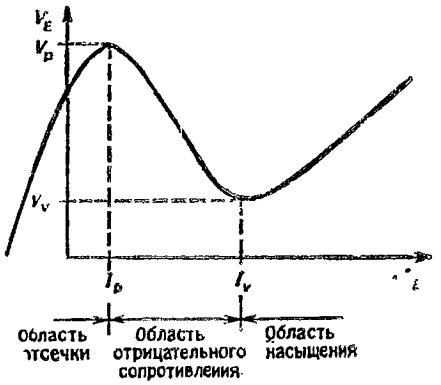


Рис. 13.40. Статическая эмиттерная характеристика однопереходного транзистора.

Статические эмиттерные характеристики однопереходных транзисторов можно измерять с помощью схемы, приведенной на рис. 13.41. При неработающем транзисторе постоянный ток постепенно повышают, следя за напряжением на конденсаторе C с помощью осциллографа. Сразу после достижения точки включения осциллограф зарегистрирует пилообразный сигнал, указывающий, что транзистор достиг области отрицательного сопротивления и генерирует. Теперь ток медленно снижается до прекращения генерации. Значение тока в этой точке равно I_p, а напряжение на транзисторе, которое можно измерить вольтметром с высоким импедансом, равно V_p. Затем ток от источника постоянного тока повышается так, чтобы рабочая точка сместилась далеко в область отрицательного сопротивления, пока не будет достигнута точка впадины. За этой точкой гене-

рация вновь прекращается и транзистор остается постоянно включенным. Ток теперь равен I_V, а напряжение на транзисторе V_V.

Схему рис. 13.41 можно также использовать для измерения времени нарастания транзистора. Этот параметр важен для применений в импульсных схемах. При транзисторе, смещенном в область отрицательного сопротивления, импульсы на резисторе R_1 регистрируются с помощью осциллографа и измеряется время нарастания.

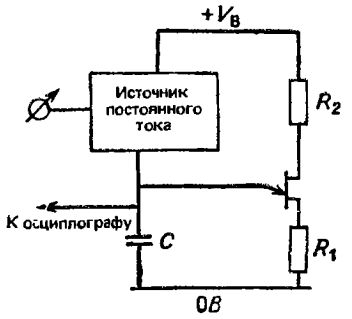


Рис. 13.41. Схема измерения статических эмиттерных характеристик однопереходного транзистора.

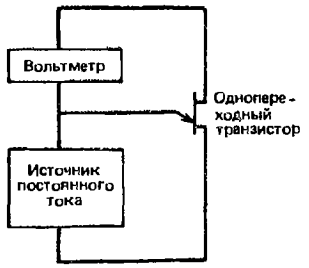


Рис. 13.42. Простая схема измерения V_D однопереходного транзистора.

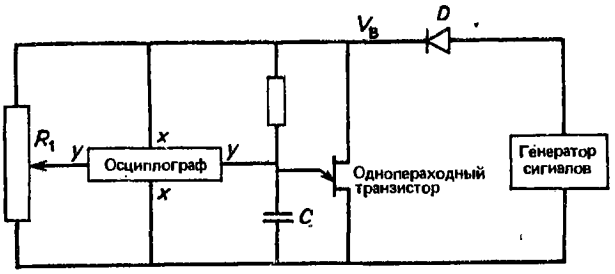


Рис. 13.43. Схема измерения η и V_D однопереходного транзистора.

Значение V_D можно измерить с помощью схемы, показанной на рис. 13.42. Эмиттерный ток устанавливается равным I_p с помощью источника тока, и напряжение эмиттер — база 2 измеряется с помощью вольтметра с высоким импедансом. Отношение входного сопротивления к межбазовому также можно найти, зафиксировав сопротивления эмиттер — база 1 (r_{B1}) и база 1 — база 2 (r_{BB}), с помощью выражения

$$\eta = r_{B1}/r_{BB}. \qquad (13.53)$$

Более совершенный метод измерения η и V_D показан на рис. 13.43. Генератор сигналов работает с низкой частотой около 10 Гц и обеспечивает межбазовое напряжение развертки. Значения R_2 и C выбраны такими, что транзистор генерирует на значительно более высокой частоте около 5 кГц. Межбазовое напряжение развертки подключено к пластинам горизонтального отклонения, т. е. к входу x осциллографа. Одна клемма входа y подключена для измерения эмиттерного напряжения, другая — к части (n) межбазового напряжения (V_B) через потенциометр R_1. Таким образом, осциллограф будет показывать график зависимости $V_D + (-n)V_B$ от V_B. Это напоминает выражение (13.52). Значение n регулируется потенциометром R_1 до тех пор, пока верхняя огибающая на экране не станет горизонтальной. В этой точке n равно η. Если R_1 представляет собой прецизионный многовитковый потенциометр, значение η можно определить с точностью лучше 0,05%. При этом же положении движка потенциометра смещение верхней огибающей от горизонтальной оси равно V_D и может быть считано с экрана осциллографа.

13.8.5. Тиристоры и симисторы. На рис. 13.44, *а* приведена вольт-амперная характеристика тиристора. В принципе прибор действует как выпрямитель. Он запирается обратным напряжением и остается запертым до тех пор, пока напряжение не становится достаточно большим, чтобы вызвать пробой. При приложении прямого напряжения тиристор вначале также остается запертым, но в результате пробоя он переключается в проводящий режим и остается в этом режиме при условии, что анодный ток превышает некоторое минимальное значение, называемое удерживающим током. Точкой пробоя в прямом направлении можно управлять с помощью тока управляющего электрода тиристора, который должен течь к выводу управляющего электрода.

Симистор (симметричный триодный тиристор) действует как двунаправленный тиристор. Он может проводить в квадрантах 1 и 3, как показано на рис. 13.44, *б*, что соответствует току, текущему к выводу управляющего электрода (положительный ток) или от него (отрицательный ток). Поэтому рабочие режимы симистора обычно обозначают как один плюс, один минус, три плюс и три минус. Хотя оставшаяся часть этого раздела посвящена измерению параметров тиристоров, многие положения в равной степени применимы и к симисторам.

Управляющий электрод тиристора действует как диод и имеет характеристики, показанные на рис. 13.45. Характеристики диода, образованного управляющим электродом и катодом, распределены между кривыми AB и EF, так что для любой линии

нагрузки рабочая точка может располагаться между точками 1 и 2. Она должна находиться за пределами прямоугольника, образованного минимальными напряжением и током включения, но в то же время быть ниже приемлемой кривой мощности рассеяния. Чем короче рабочий цикл управляющего электрода, тем выше допустимое управляющее напряжение, поэтому для обеспечения быстрого включения тиристоров часто используют мощные запускающие импульсы.

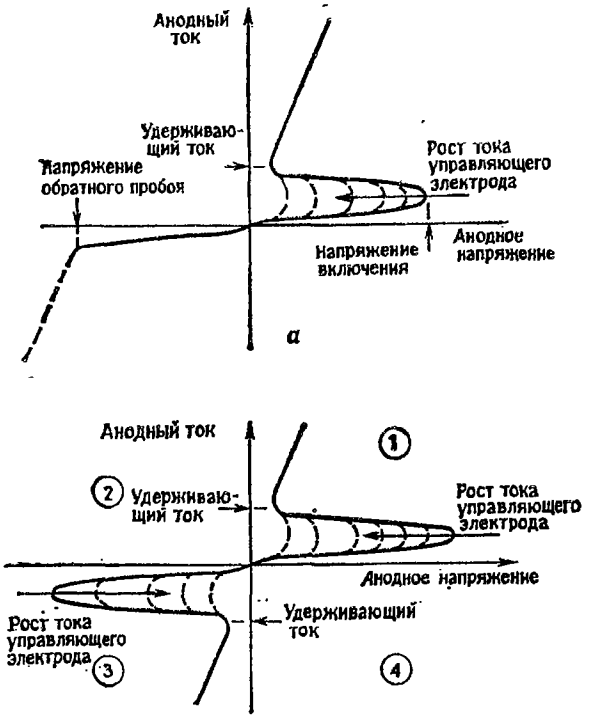


Рис. 13.44. Статические вольт-амперные характеристики тиристоров и симисторов: *а* — тиристор, *б* — симистор.

На рис. 13.46 представлена схема для измерения статических характеристик тиристора. Чтобы измерить запирающие свойства, источник питания управляющего электрода отключается, так что управляющий электрод оказывается короткозамкнутым на катод или соединенным с катодом через фиксированный резистор. Для пробоя в прямом направлении анодное напряжение повышается до напряжения включения тиристора. Об этом свидетельствует быстрое возрастание анодного тока,

которое ограничивается импедансом источника. Напряжение в этой точке и есть напряжение включения тиристора. Чтобы снять характеристики обратно смещенного тиристора, повышают обратное напряжение до определенного значения и фиксируют ток утечки.

С помощью схемы рис. 13.46 можно также измерить характеристики управляющего электрода. С этой целью устанавливают фиксированное значение анодного напряжения и посте-

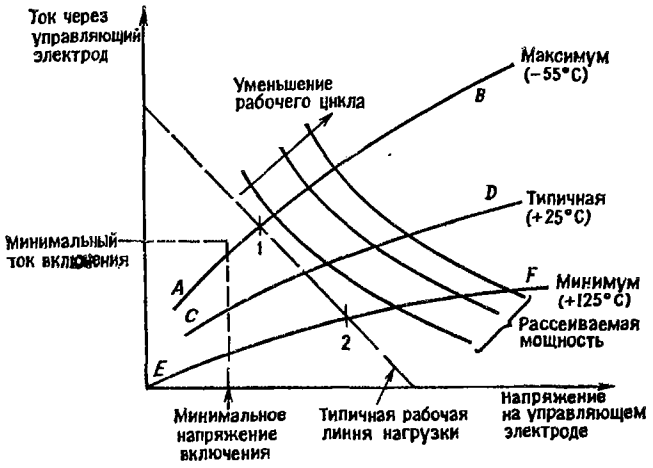


Рис. 13.45. Характеристики управляющего электрода тиристора.

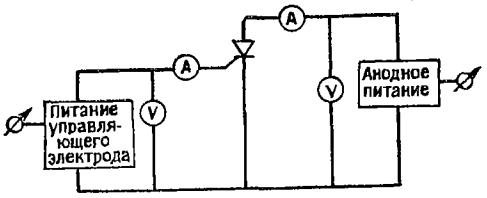


Рис. 13.46. Схема для измерения статической вольт-амперной характеристики и статической характеристики управляющего электрода тиристора.

пенно повышают ток и напряжение управляющего электрода до включения тиристора. Ток и напряжение управляющего электрода зависят от температуры и анодного напряжения. Можно применить импульсный запуск, при этом амплитуда и длительность импульса регулируются источником питания управляющего электрода. Удерживающий ток определяют, установив источник анодного питания в режим постоянного тока и запуская тиристор. Затем анодный ток уменьшают при выключенном питании управляющего электрода, пока тиристор не выключится,

Ток в этой точке называется удерживающим током. Еще одно значение тока, которое обычно выше удерживающего тока, — это ток фиксации тиристора, т. е. минимальный ток, который должен протекать через тиристор, чтобы обеспечить его фиксацию. Чтобы найти его, устанавливают источник анодного питания в режим малого постоянного тока и затем подают импульсный сигнал на управляющий электрод. Тиристор включается на время длительности импульса, затем выключается. Анодный ток постепенно повышают до тех пор, пока тиристор не станет фиксироваться даже после прекращения подачи импульсов на управляющий электрод. Ток в этой точке и называется током фиксации.

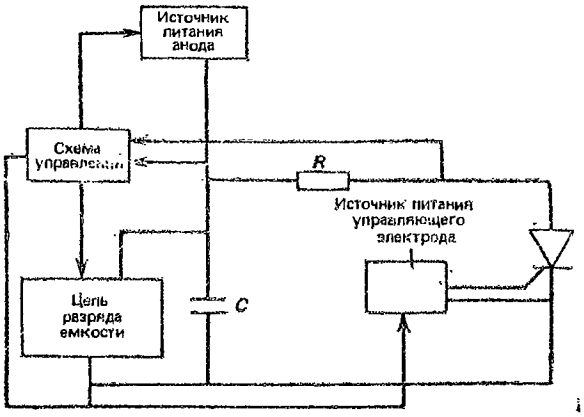


Рис. 13.47. Схема измерения динамических характеристик тиристора.

Схему, показанную на рис. 13.46, можно также использовать для измерения времени включения тиристора. Напряжения на управляющем электроде и аноде наблюдают с помощью двухлучевого осциллографа, при этом источник анодного питания устанавливается на фиксированное значение V_B. Время запаздывания t_d — это время снижения анодного напряжения до уровня 90% от запирающего напряжения, время установления t_r — время снижения напряжения от 90 до 10%, и время включения t_0 — это сумма t_d и t_r.

На рис. 13.47 приведена еще одна схема, пригодная для измерения времени включения и других динамических параметров тиристора. При измерении времени включения источник анодного напряжения устанавливается на фиксированном уровне. На управляющий электрод подаются запускающие импульсы по командам от схемы управления. Эта схема регистрирует также анодное напряжение и, следовательно, может определить время включения.

Еще одним важным параметром тиристоров и симисторов является их способность противостоять плавно нарастающему напряжению, не включаясь. Этот параметр обозначают как dV/dt. Обычно прибор может выдержать более высокие значения dV/dt, если он не находился непосредственно перед этим в проводящем состоянии. Параметр dV/dt тиристора можно измерить с помощью схемы, показанной на рис. 13.47. Источник анодного питания устанавливается в режим постоянного тока, что обеспечивает нарастающее анодное напряжение вследствие заряда конденсатора C. Цепь разряда конденсатора периодически включается, конденсатор разряжается через нее и в результате на тиристор подается пилообразное напряжение. Схема управления плавно увеличивает ток заряда конденсатора, обеспечивая постепенное нарастание dV/dt до момента включения тиристора. Зная C и зарядный ток I, можно рассчитать значение dV/dt тиристора по формуле

$$dV/dt = I/C. \qquad (13.54)$$

В ходе измерения dV/dt управляющий электрод тиристора короткозамкнут на катод или соединен с ним через резистор с определенным сопротивлением.

Время выключения тиристора — это время между моментом, когда анод проводящего тиристора становится отрицательным, и моментом, когда он вновь становится положительным без включения тиристора. Значение времени выключения зависит от конструкции тиристора, прямого тока перед выключением, обратного тока восстановления и приложенного dV/dt. На рис. 13.48 представлена схема для измерения времени вы-

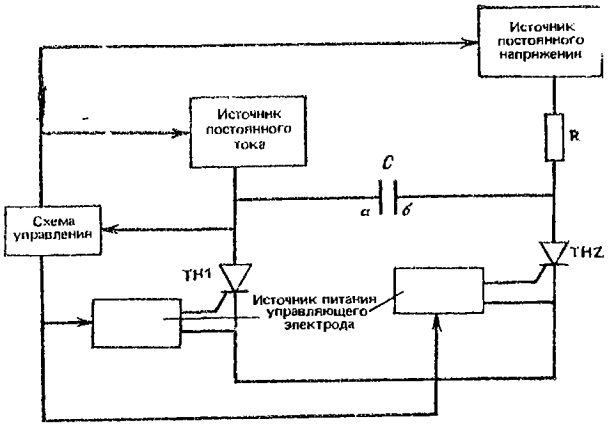


Рис. 13.48. Схема измерения dV/dt и времени выключения тиристора.

ключения тиристора *TH1*. Вначале *TH1* включен и ток через него регулируется с помощью источника постоянного тока. Конденсатор *C* заряжается через резистор *R* до напряжения V_R, определяемого источником постоянного напряжения, причем обкладка *b* положительная. Чтобы выключить тиристор *TH1*, запускают тиристор *TH2*. При этом напряжение V_R подается на *TH1*, как показано на рис. 13.49. Теперь конденсатор начинает заряжаться со скоростью, определяемой источником постоянного тока, при этом к тиристору *TH1* приложено *dV/dt*. На *TH1* будет подано отрицательное смещение в течение времени t_R, и если t_R больше времени выключения тиристора, он останется выключенным. После запуска *TH2* источник постоянного напряжения выключается, так что *TH2* также выключается после того, как конденсатор *C* зарядится до максимального напряжения источника постоянного тока V_B.

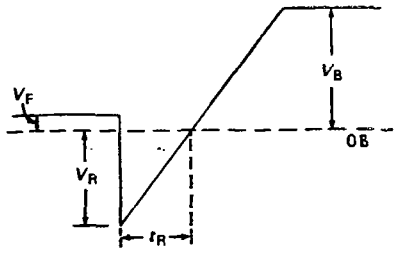


Рис. 13.49. Форма напряжения на тиристоре при измерении его времени выключения.

13.9. Интегральные схемы

13.9.1. Типы интегральных схем. Интегральные схемы (ИС) в целом можно разделить на цифровые и аналоговые, как показано на рис. 13.50. Цифровые ИС делятся на схемы с низкой и средней степенью интеграции, а также большие (БИС) и сверхбольшие (СБИС) интегральные схемы. Схемы с низкой и средней степенью интеграции содержат стандартные функциональные элементы, например логические элементы, счетчики, регистры сдвига. Они производятся на основе различных технологических методов, например: маломощные транзисторно-транзисторные логические (ТТЛ) схемы с диодами Шотки (маломощные ТТЛШ), комплементарные структуры металл — оксид — полупроводник (КМОП-структуры) и логические схемы с эмиттерными связями. Различные семейства ИС нуждаются в измерении одних и тех же параметров, например времени задержки на прохождение сигнала на логический элемент, логических уровней 0 и 1, тока источника питания. Однако значения параметров могут отличаться друг от друга в зависимости от технологии изготовления.

БИС и СБИС состоят из сложных приборов, таких, как запоминающие устройства (ЗУ), микропроцессоры, заказные и полузаказные схемы. При их производстве преимущественно используются такие технологические процессы, как изготовление

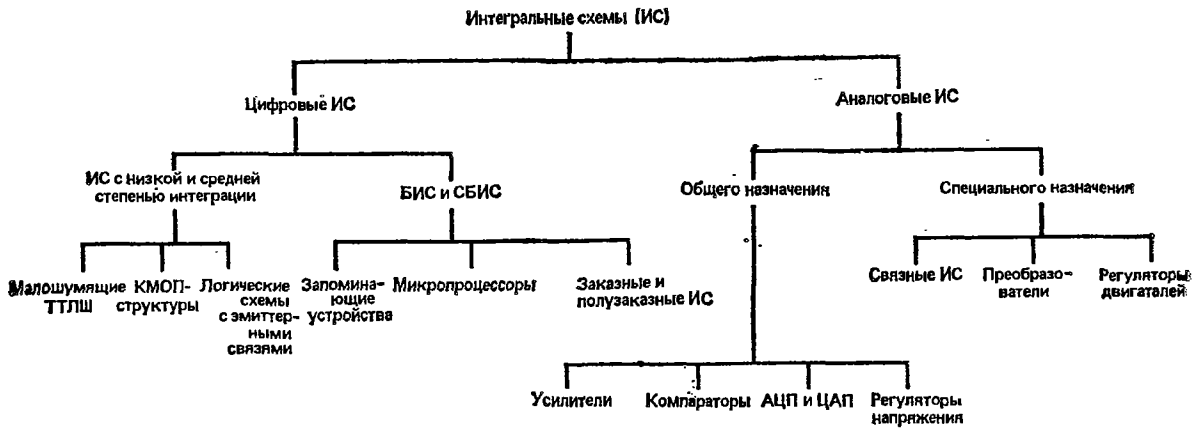


Рис. 13.50. Некоторые типы интегральных схем.

КМОП-структур или МОП-структур с каналом *n*-типа. Эти схемы сложнее для проверки, чем схемы с низкой и средней степенью интеграции, однако применяются более широко и масштабы их применения все возрастают. Проверка запоминающих устройств и микропроцессоров описана в разд. 13.9.4.

До сравнительно недавнего времени аналоговые интегральные схемы применялись главным образом в качестве операционных усилителей и приборы контроля аналоговых схем создавались преимущественно для таких усилителей. Ныне номенклатура аналоговых компонентов существенно расширилась, она включает компараторы, аналого-цифровые и цифро-аналоговые преобразователи, регуляторы напряжения. Но доминирующее положение на рынке аналоговых интегральных схем занимают приборы специального назначения с неопределенными характеристиками, например компоненты для линий электросвязи. Они рассмотрены в разд. 13.9.5.

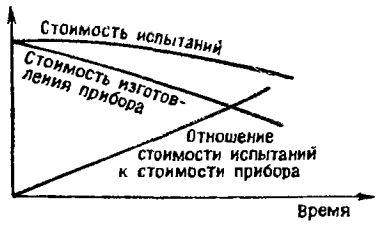


Рис. 13.51. Кривые, иллюстрирующие рост доли расходов на испытания в общей стоимости ИС.

13.9.2. Проверка интегральных схем. По мере увеличения производства приборов стоимость их изготовления снижается. Стоимость испытаний также снижается, но медленнее, так что отношение стоимости испытаний к стоимости прибора возрастает, как показано на рис. 13.51. Это свидетельствует о важности оптимизации процесса испытаний компонентов.

На рис. 13.52 представлены типичные кривые, отражающие развитие технологии изготовления интегральных схем. Решение физических проблем приводит к изготовлению прибора, определению области его применений и созданию испытательных систем. Обычно технология испытаний отстает от технологии изготовления. Однако существенно то, что по мере роста быстродействия и сложности ИС растет и сложность испытательных систем, поскольку успешное совершенствование ИС невозможно без контроля их характеристик.

Интегральные схемы подвергаются испытаниям трех типов: на постоянном токе, функциональным и динамическим. На постоянном токе измеряются основные параметры, такие, как ток утечки, потребляемая мощность, напряжение пробоя, уровни логических нуля и единицы. Функциональные испытания призваны подтвердить, что ИС выполняет свои функции. Следовательно, речь идет о логических испытаниях, которые проводят-

ся с помощью тестовых структур и таблиц истинности. Динамические испытания состоят в измерении временных интервалов, например времени выборки из памяти, хранения, нарастания и спада.

Испытания проводятся несколько раз в течение времени жизни ИС. Вначале они необходимы в процессе разработки и конструирования. Кристалл интегральной схемы зондируется после диффузии, а собранные приборы проверяются перед отправкой потребителю. Изготовитель оборудования обычно проводит тщательный входной контроль, а затем проверку компонентов смонтированных печатных плат.

Установки для испытания ИС должны обладать рядом характеристик. От них требуются высокая точность и надежность, а их параметры, например быстродействие, должны превосходить соответствующие параметры измеряемой схемы. Инструменты для контроля в процессе изготовления должны об-

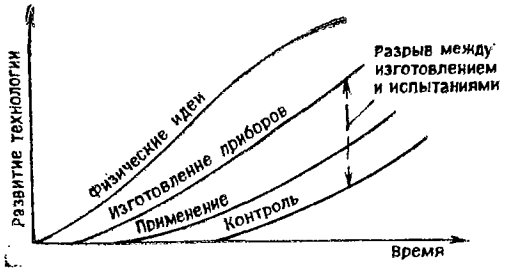


Рис. 13.52. Иллюстрация разрыва между изготовлением и испытанием прибора.

ладать высокой производительностью, автоматической калибровкой и простотой в использовании. Разработка программного обеспечения не должна быть слишком сложной; установка нуждается в наборе рабочих программ. Многие испытательные установки рассчитаны на подключение с помощью стандартных интерфейсов к периферийным контроллерам и манипуляторам.

Разнообразные типы установок для испытания ИС можно сгруппировать в четыре категории, как показано на рис. 13.53. Как следовало ожидать, стоимость измерительного прибора прямо связана с его многофункциональностью. Одно крыло «спектра» занимают очень гибкие испытательные установки с отличным программным обеспечением, которые используются преимущественно при конструировании. Их стоимость достигает миллиона фунтов стерлингов. Другое крыло представлено целевыми или специализированными установками, которые создаются для проверки ограниченного числа типов компонентов. Такие установки могут стоить меньше пятидесяти тысяч

фунтов и обычно применяются для входного контроля компонентов.

На рис. 13.54 приведена схема типичной цифровой установки для испытания ИС. Компонент устанавливается в головку испытательной установки, которая может содержать до 256 контактов. Каждый из них связан с быстродействующим возбудителем и детектором. Часто возбудители и детекторы размещаются в испытательной головке, т. е. как можно ближе к испытываемому прибору, чтобы избежать приема паразитных сигналов. Для измерения параметров необходимы несколько источников постоянного напряжения и постоянного тока с программным управлением.

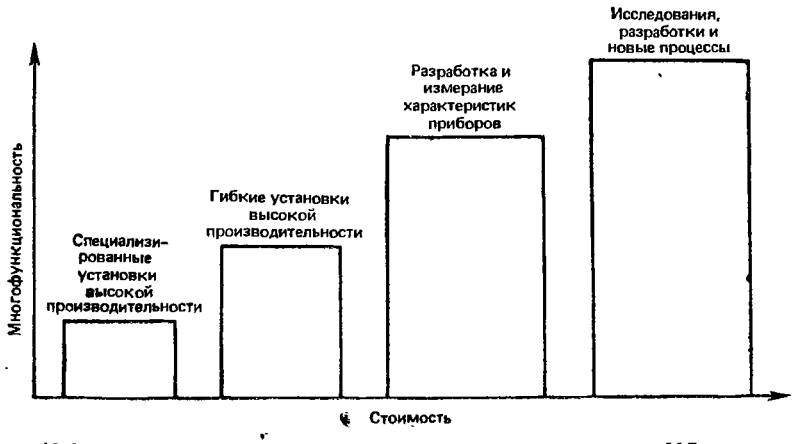


Рис. 13.53. Зависимость стоимости установок для испытания ИС от их многофункциональности.

Тестовые структуры, необходимые для контроля компонентов, могут генерироваться в испытательной установке с помощью счетчиков и генераторов случайных чисел. Сложные тестовые структуры, которые обычно имитируют повреждения, генерируются независимо и заранее вводятся в оперативную память. Для проверки сложной ИС необходимы от 50 000 до 60 000 тестовых структур.

Иногда используют накопление выходных сигналов, что позволяет выполнять несколько испытательных циклов без считывания результата после каждого цикла. Измерительная система способна записывать напряжение и ток с высокими точностью и разрешением в течение короткого интервала измерения.

Тактовый генератор состоит из таких блоков, как генераторы тактовых импульсов и адресные стробы (для проверки па-

мяти), которые необходимы для проверки синхронизации. Длительность и частота повторения импульсов программируются, причем при их установке необходима хорошая точность, лучше чем 0,5 нс, поскольку, например, неопределенность в 1 нс приведет к погрешности 20% при измерении интервала 5 нс.

Все крупные испытательные установки имеют пульт оператора и устройство для отладки программ. Преобразование и обработка данных осуществляются в центральном блоке управления таким образом, чтобы представить результаты измерений в форме, понятной пользователю. Многие испытательные установки могут содержать от двух до четырех параллельно работающих головок, что ускоряет контроль больших партий сложных приборов.

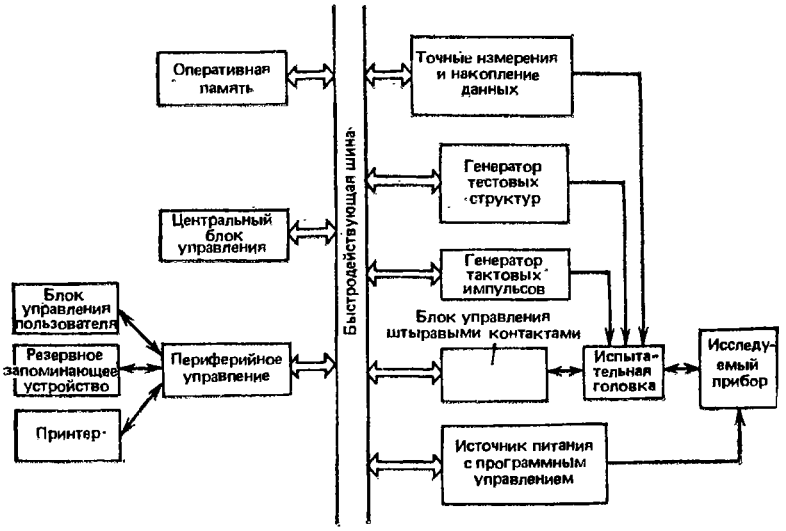


Рис. 13.54. Упрощенная блок-схема цифровой установки для испытания ИС.

Принцип проверки компонента с помощью тестовых структур заключается в приложении набора структур к его входным штыревым контактам, так что сигналы на выходах исправного и поврежденного компонентов получаются различными. Обычно не удается охватить все возможные комбинации, поскольку для этого потребовалось бы слишком много времени. Поэтому моделируют прибор без повреждений и с повреждениями, чтобы убедиться, в каких случаях исправный и поврежденный приборы дают различные результаты. Этот метод носит название имитации повреждений и показывает долю повреждений, обнаруживаемых с помощью того или иного набора тестовых структур.

В случае логического элемента И с двумя входами, показанного на рис. 13.55, если выход C соответствует константному логическому нулю, только одна тестовая структура, в которой A и B являются логическими единицами, может обнаружить это. Такой метод моделирования повреждений называют константным. Тестовые структуры могут генерироваться автоматически с помощью компьютерной программы, содержащей описание логики прибора, с учетом ожидаемой доли повреждений, обнаруживаемых путем имитации. Это особенно полезно для комбинационных логических схем. Сложные компоненты часто содержат собственные или встроенные тесты со своими программами для генерации тестовых векторов. Такой подход обеспечивает более высокое быстродействие, чем в случае ввода всех необходимых тестовых структур через внешние штыревые контакты.

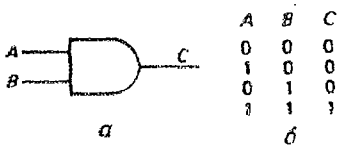


Рис. 13.55. Пример имитации повреждения: *а* — логический элемент И с двумя входами, *б* — таблица истинности

13.9.3. Важность программного обеспечения. По мере усложнения ИС возрастает стоимость проверки прибора по отношению к его полной стоимости, а также стоимость программного обеспечения по отношению к стоимости аппаратуры. Эти отношения показаны на рис. 13.56. Таким образом, для сложной СБИС стоимость проверки может достигать 40% от полной стоимости схемы, а стоимость системы проверки на 80% обусловлена разработкой программного обеспечения.

Программное обеспечение выполняет в системе проверки три основные функции. Во-первых, оно используется для генерации функциональных тестовых структур. Во-вторых, программы анализа данных позволяют преобразовать массивы регистрируемых данных в результаты, понятные оператору. Существует много стандартных пакетов программ для анализа данных, например диаграммы SHMOO, гистограммы, битовые массивы, моделирование структур и регистрация данных. Наконец, программное обеспечение необходимо также для основного контроллера, если испытательная система объединена с другими системами.

На рис. 13.57 изображена структура программного обеспечения типичной тестовой программы. Для описания тестовой программы обычно применяют язык высокого уровня, например

Паскаль, чтобы облегчить разработку программы. Операционная система содержит вспомогательные функции, например интерфейс пользователя, программу-редактор, контроль погрешностей и моделирующую программу. Обычно крупные испытательные установки включают устройства для автономного программирования, так что программы можно записывать, пока установка осуществляет проверку. Затем программы проверяются на наличие ошибок, моделируются и загружаются в целевую ЭВМ, базирующуюся на описании тестовой системы, в качестве тестовой программы.

13.9.4. Контроль ЗУ и микропроцессоров. Интегральные схемы (ИС) малой и средней степени интеграции можно контро-

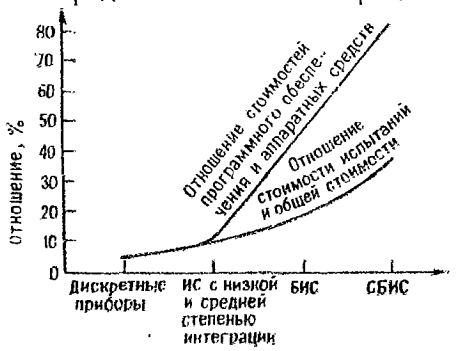


Рис. 13.56. Отношения стоимостей при разных степенях интеграции.

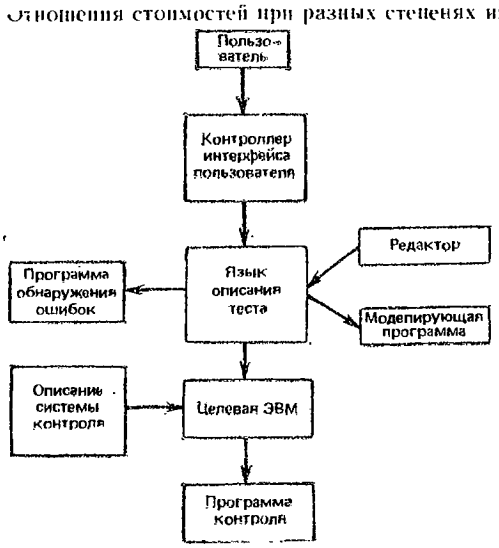


Рис. 13.57. Структура программного обеспечения типичной испытательной установки.

лировать с помощью таблиц истинности, т. е. путем подачи на входы ИС воздействий согласно таблице истинности и контроля выходных сигналов. Для сложных устройств этот метод не подходит, поскольку часто для них не существуют легкозадаваемые таблицы истинности.

Один из методов контроля микропроцессоров (МП) заключается в проверке работы МП в конкретной микропроцессорной системе. Этот метод не ведет к большим расходам, но прикладное программное обеспечение системы не может учесть все ячейки внутренней памяти или все линии ввода-вывода, поэтому в дальнейшем в особых ситуациях могут появиться некоторые проблемы. Кроме того, без возможности изменять уровни



Рис. 13.58. Проверка микропроцессора методом сравнения: *а* — режим переключения, *б* — режим сравнения.

напряжения и временные параметры входных воздействий не удается контролировать микропроцессоры, которые находятся на границах рабочего режима и могут отказать позднее, в процессе эксплуатации, когда начнется постепенный уход их параметров.

На рис. 13.58 показаны два варианта метода сравнения, применяемого при контроле сложных схем, таких, как микропроцессоры. При использовании режима переключения система контроля работает вначале с эталонным, а затем с контролируемым МП. В обоих случаях результат работы системы контроля должен быть один и тот же. При втором варианте на оба микропроцессора одновременно подаются тестовые последова-

тельности от системы контроля и различия в результатах проверки определяются с помощью компаратора. Программы для проведения этих тестов могут быть написаны на основе ожидаемых характеристик МП, или же для формирования системы команд и данных может использоваться генератор псевдослучайной последовательности.

При контроле ИС необходимо проверять все входящие в них схемы: например, динамические дешифраторы запоминающего устройства (ЗУ) статического типа. ЗУ с произвольной выборкой полностью работоспособно, только если ячейка ЗУ динамического типа сохраняет заряд в течение требуемого времени; схема адресации может выбрать требуемую ячейку; ячейки

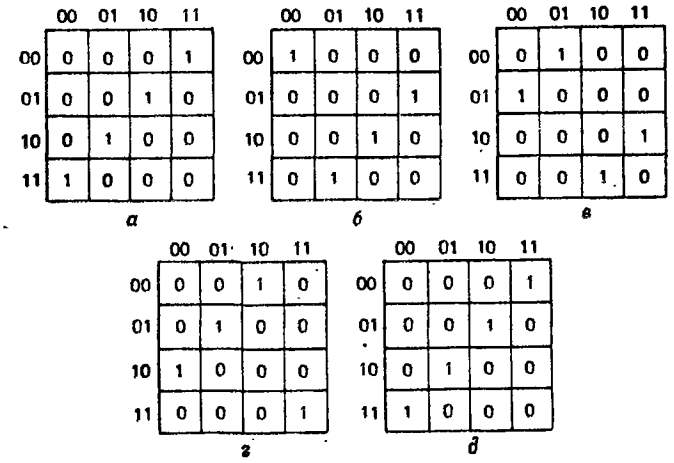


Рис. 13.59. Тестовая последовательность «сдвигаемая диагональ» для матрицы ЗУ форматом 4×4.

могут запоминать как состояние логического нуля, так и состояние логической единицы без воздействия на соседние ячейки; усилители считывания ЗУ работают правильно; уровни напряжения логического нуля и логической единицы лежат в пределах заданных допусков.

Для ЗУ характерны ошибки, связанные с записываемыми данными, поэтому модели константных отказов для их проверки непригодны. Они требуют специальных тестовых последовательностей, подаваемых на строки и столбцы ЗУ, и многочисленных операций считывания с них. Существует большое количество тестовых последовательностей и комбинаций для контроля ЗУ различной емкости и структуры, и только небольшая их часть описывается в этом разделе. Контроль методом сдвигаемой диагонали, показанный на рис. 13.59, в основном

предназначен для проверки времени восстановления усилителей считывания ЗУ. Первоначальная комбинация состоит из диагонали логических единиц на фоне логических нулей (рис. 13.59, *а*). ЗУ считывается по столбцу, так что усилители считывания воспринимают одну единицу на фоне длинного ряда нулей. Затем осуществляется перезапись ЗУ сдвинутой диагональю (рис. 13.59, *б*). Последовательность сдвига продолжается до тех пор, пока диагональ не примет своего первоначального положения (рис. 13.59, *а*—*д*). Эта тестовая комбинация затем повторяется с диагональю логических нулей на фоне логических единиц.

Другой тестовой последовательностью, которая проверяет правильность функционирования дешифраторов, являются «шагающие» единицы и нули. Первоначально во все ячейки ЗУ записываются логические нули. Затем нуль из первой ячейки считывается, и в нее записывается единица. Этот процесс про-

	00	01	10	11
00	0	1	0	1
01	1	0	1	0
10	0	1	0	1
11	1	0	1	0

а

	00	10	01	11
00	0	0	1	1
10	0	0	1	1
01	1	1	0	0
11	1	1	0	0

б

Рис. 13.60. Тестовые последовательности «шахматная доска».

должается с соседними ячейками до тех пор, пока во все ячейки ЗУ не будут записаны логические единицы. Затем процесс идет в обратном порядке: последовательно считываются логические единицы и в ячейку записывается логический нуль. Это повторяется до тех пор, пока процесс не дойдет до первой ячейки. Наконец, вся тестовая последовательность целиком повторяется с инвертированными данными.

Еще один тест, называемый «бегущими единицами и нулями», контролирует способность каждой ячейки запоминать логический нуль или логическую единицу, не оказывая влияния на другие ячейки. Этот тест контролирует также скорость восстановления усилителей считывания и адресный дешифратор. Однако, поскольку вся адресация последовательная, он не выявляет увеличение времени доступа. В этом тесте в каждую ячейку ЗУ сначала записывается логический нуль. Затем в первую ячейку записывается логическая единица и проверяется содержимое всех других ячеек. Затем первая ячейка возвращается в положение логического нуля, а логическая единица записы-

вается во вторую ячейку. Вновь проверяется содержимое всех ячеек. Таким образом последовательно обходятся все ячейки памяти. Затем весь тест повторяется, но сначала во все ячейки записываются логические единицы, а логический нуль перемещается от ячейки к ячейке.

В некоторых случаях в качестве исходной может применяться тестовая последовательность «шахматная доска». Однако следует отметить, что тестовая последовательность зависит от топологии ИС. Например, если в ИС адресные столбцы 00 и 01 следуют друг за другом, как и строки 00 и 10, загрузка в ЗУ структуры, показанной на рис. 13.60, *а*, даст структуру, показанную на рис. 13.60, *б*. Таким образом, инженер технического контроля должен знать конструкцию ИС.

Тестовая последовательность «шахматная доска» полезна для проверки времени восстановления ячеек динамической памяти. Тестовая последовательность записывается в ЗУ, а затем, после заданной временной задержки, содержимое ячейки считывается и проверяется по столбцам. Это автоматически обеспечивает также регенерацию ячеек. Затем тест повторяется с обращенной последовательностью «шахматной доски».

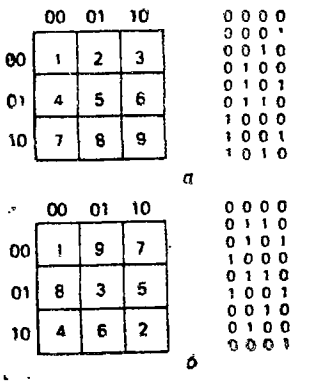


Рис. 13.61. Примеры различных последовательностей адресации: *а* — последовательная, *б* — непоследовательная.

Время, необходимое для контроля ЗУ, быстро возрастает с увеличением объема памяти. Например, для контроля ЗУ объемом 16 кбит с помощью тестовой последовательности «сдвигаемая диагональ» требуется около 2 с. Продолжительность этого теста для контроля памяти объемом 256 кбит возрастает до 3 мин, а при объеме памяти 1 Мбит — до 10 мин. Продолжительность контроля зависит также от типа тестовых последовательностей. Например, для ЗУ на квадратной матричной ИС объемом B бит время контроля, измеренное числом циклов, составляет $2B^2$ при тестовой последовательности «сдвигаемая диагональ», $8B$ при тестовой последовательности «шагающие единица и нуль» и $2B(B+2)$ при тестовой последовательности «бегущие единицы и нули».

Важным является также задание последовательности ячеек памяти во время контроля. Если адресоваться к ячейкам в порядке, показанном на рис. 13.61, *а*, то при каждом шаге происходит незначительное изменение в битах, поэтому тест не загру-

жает декодер. Задание последовательности, показанной на рис. 13.61, *б*, приводит к более значительным изменениям при каждом шаге. Кроме того, осуществляется обращение к ячейкам, расположенным далеко друг от друга, особенно при большом объеме памяти.

13.9.5. Контроль аналоговых ИС. Первые аналоговые ИС состояли в основном из операционных усилителей, и тестеры в первую очередь использовались для измерения их характеристик, таких, как петлевой коэффициент усиления и скорость нарастания выходного сигнала. Современные аналоговые ИС очень разнообразны и включают аналого-цифровые и цифро-аналоговые преобразователи, усилители, управляемые напряжением, системы фазовой автоподстройки частоты, измерительные преобразователи, стабилизаторы напряжения, регуляторы скорости двигателей и связные ИС. Многие из этих схем являются аналого-цифровыми.

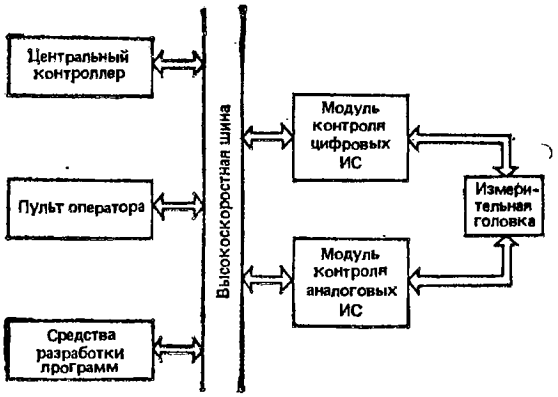


Рис. 13.62. Блок-схема контроля аналоговых и цифровых ИС.

Аналоговые сигналы могут быть преобразованы в числа путем дискретизации их по времени и последующего представления полученной выборки цифровыми значениями. Для анализа цифровых данных используется быстрое преобразование Фурье. Разработаны специализированные системы для контроля серий аналоговых схем, например связных ИС. Имеются также системы, которые позволяют контролировать аналоговые и цифровые ИС общего назначения (рис. 13.62).

13.10. Характериографы

Автоматическое оборудование для контроля ИС, рассмотренное в предыдущих разделах, находит широкое применение. Однако оно либо не обладает достаточной гибкостью, либо, если и об-

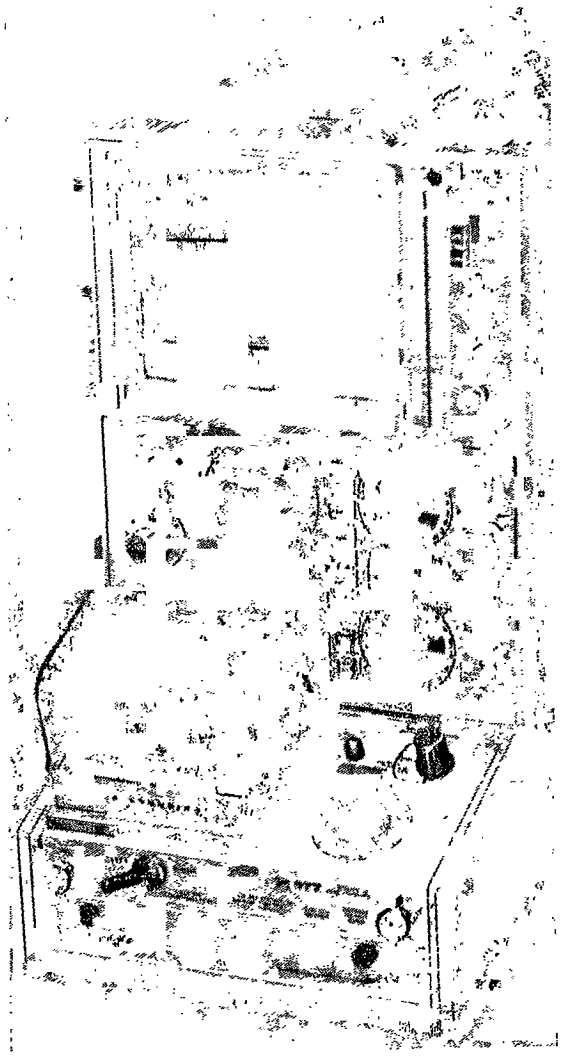


Рис. 13.63. Внешний вид характериографа Tektronix Type 577 (снимок предоставлен фирмой Tektronix Inc.).

ладает ею, то требует разработки соответствующих программ. Для быстрого контроля или контроля нескольких приборов более удобен характериограф. Поскольку он воспроизводит на экране характеристику прибора в целом, он может также показать некоторые детали, которые при использовании оборудования для автоматического контроля были бы пропущены.

Характериографы используются в первую очередь для измерения характеристик дискретных полупроводниковых приборов и широкой номенклатуры линейных ИС, таких, как операционные усилители, компараторы и стабилизаторы напряжения, и непригодны для контроля функционирования цифровых ИС. В данном разделе использование характериографа проиллюстрировано на примере дискретных полупроводниковых приборов.

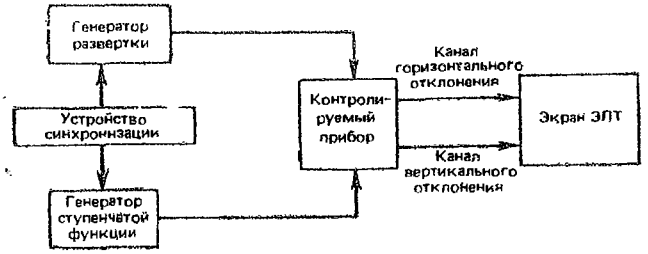


Рис. 13.64. Упрощенная блок-схема характериографа.

На рис. 13.63 представлен внешний вид типичного характериографа. Он состоит из дисплея на ЭЛТ, на котором воспроизводятся характеристики приборов, а также различных сменных модулей со специальными источниками питания, датчиками и усилителями-формирователями, служащих для измерения характеристик приборов различных типов.

Упрощенная структурная схема характериографа дана на рис. 13.64. Генераторы развертки и ступенчатой функции работают в режимах источника постоянного тока или напряжения; с них подаются сигналы на контролируемый прибор, а выходные сигналы последнего поступают на схемы горизонтального и вертикального отклонения ЭЛТ.

На рис. 13.63 показан вид экрана характериографа, когда он подсоединен к *npn*-транзистору для измерения его характеристик. Генератор развертки работает в режиме напряжения и подает сигнал на коллектор транзистора. Напряжение коллектор — эмиттер V_{CE} подается на вход горизонтального отклонения. Генератор ступенчатой функции работает в режиме источника постоянного тока и подает сигнал на базу *npn*-транзистора, в результате чего на экране ЭЛТ воспроизводится серия ха-

рактеристик I_{B_1}, I_{B_2}, I_{B_3} и т. д. Таким образом измеряется ток коллектора (I_C) транзистора и подается на вход вертикального отклонения ЭЛТ. Генераторы развертки и ступенчатой функции синхронизируются так, чтобы напряжение коллектора изменялось от нуля до своего максимального значения для каждого значения тока базы. Это дает серию кривых, показанных на рис. 13.65.

Из этих кривых можно вывести несколько параметров транзистора. Коэффициент усиления по току в схеме с общим эмиттером β представляет собой отношение приращений токов коллектора и базы ($\Delta I_C/\Delta I_B$) и может быть найден по кривым рис. 13.65 для любого значения напряжения эмиттер — коллектор V_1, базового или коллекторного тока.

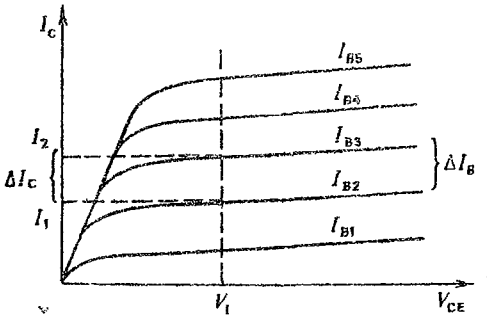


Рис. 13.65. Характеристики коллекторного тока *npn*-транзистора на экране характериографа.

На рис. 13.66 показаны характеристики транзистора для случая, когда напряжение развертки возрастает до точки пробоя, что сопровождается резким увеличением коллекторного тока. Это явление носит название пробоя. По кривым можно определить напряжение пробоя. Во время подобных измерений характериограф ограничивает ток пробоя до безопасного значения, но измерения следует проводить возможно быстрее, чтобы избежать перегрузки прибора.

Чтобы провести измерения полевого транзистора и получить характеристики, изображенные на рис. 13.67, генераторы развертки и ступенчатого напряжения должны работать в режиме напряжения. Крутизну преобразования или коэффициент усиления полевого транзистора определяют как отношение $\Delta I_D/\Delta V_G$ и выражают в мо. Из характеристик, изображенных на рис. 13.67, можно также найти напряжение отсечки полевого транзистора, но точность его определения ограничивается размером ступени, который задается ступенчатым генератором характериографа. Например, предположим, что ступенчатый гене-

ратор установлен на 0,1 В и обеспечивает семейство кривых, изображенных на рис. 13.67, при $V_G=0$, —0,1, —0,2, —0,3 и —0,4 В. Теперь увеличим шаг до следующего возможного значения, например 0,2 В, и предположим, что на экране получаются только кривые при $V_G=0$, —0,2 и —0,4 В. Кривые при $V_G=$ =—0,6 и —0,8 В накладываются друг на друга при очень малом значении I_D, соответствующем отсечке. Следовательно, напряжение отсечки лежит между 0,4 и 0,6 В. Точное значение напряжения отсечки можно найти, подав внешнее напряжение смещения на затвор полевого транзистора и регулируя его таким образом, чтобы наблюдать отсечку на характеристике.

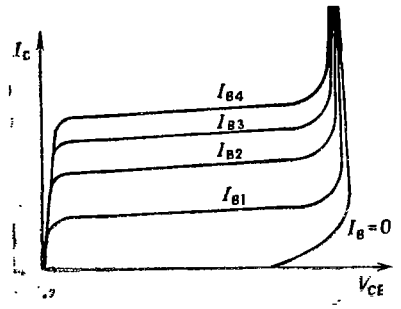


Рис. 13.66. Характеристики пробоя *npn*-транзистора на экране характериографа.

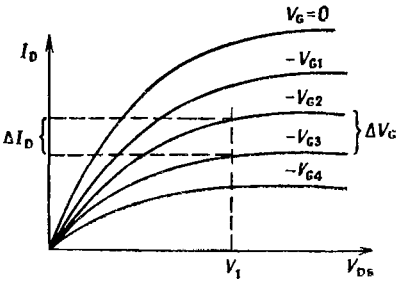


Рис. 13.67. Характеристики тока стока полевого транзистора.

Для приборов с двумя выводами, например диодов или стабилитронов, используется только генератор развертки в режиме напряжения. Напряжение развертки прикладывается к прибору (в прямом или обратном направлении) и подается на вход горизонтального отклонения ЭЛТ, а ток через прибор питает вход вертикального отклонения. В этом случае получается не семейство кривых, а одна характеристика, из которой можно определить такие параметры, как падение напряжения, напряжение обратного пробоя и напряжение туннельного пробоя.

Глава 14

ИСПЫТАНИЕ АКУСТИЧЕСКИХ И ТЕЛЕВИЗИОННЫХ СИСТЕМ

14.1. Введение

В данной главе мы рассмотрим характеристики и методы измерений аудио- и видеосистем, применяемых в радиовещании, высококачественной записи и воспроизведении звука и телевидении. Сюда входят усилители и анализ искажений в них, радио- и телевизионные приемники и оборудование с высоким качеством звучания. Измерения передающих линий звуковых и видеочастот описаны в главе 15.

14.2. Усилители звуковых частот

Усилители можно в общих чертах разделить на резонансные (высокочастотные) и апериодические, к которым относятся усилители звуковой частоты и видеоусилители. Усилители звуковой частоты находят применение в акустических системах. Широкополосные или видеоусилители перекрывают полосу частот, которая продолжается далеко за пределы диапазона звуковых частот, вплоть до нескольких мегагерц. Например, телевизионный видеоусилитель должен обладать однородной характеристикой в диапазоне частот от постоянного тока до свыше 4 МГц.

Вероятно, наиболее очевидным параметром усилителя, нуждающимся в измерении, является *коэффициент усиления по напряжению*. Его можно измерить с помощью схемы, представленной на рис. 14.1. Амплитуда выходного сигнала генератора ре-

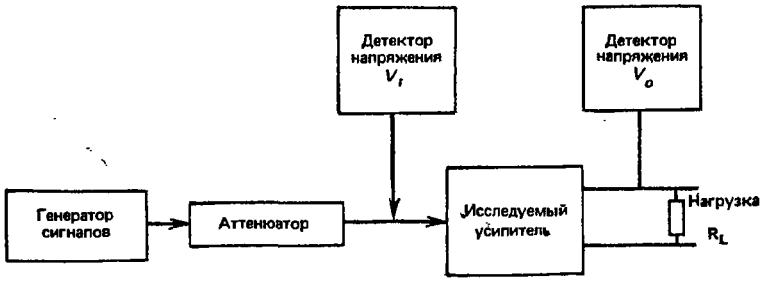


Рис. 14.1. Измерение коэффициента усиления, мощности, чувствительности и амплитудно-частотной характеристики усилителя.

гулируется аттенюатором и подается на вход исследуемого усилителя. Затем измеряют входное V_i и выходное V_o напряжения, отношение которых V_o/V_i дает коэффициент усиления по напряжению. Усиление меняется с частотой, это изменение имеет вид, представленный на рис. 14.2, где A и B — точки спадов частотной характеристики.

Коэффициент усиления по мощности усилителя равен отношению выходной мощности P_o к входной P_i. Выходную мощность находят измерением выходного напряжения V_o на нагрузочном сопротивлении R_L, она равна V_o^2/R_L. Входная мощность определяется путем измерения входного полного сопротивления усилителя R_i и входного напряжения V_i, она равна V_i^2/R_i. Выходная мощность P_o должна соответствовать максимальному неискаженному выходному сигналу, поэтому при ее определении напряжение V_o подают на осциллограф и увеличивают его до тех пор, пока форма сигнала не начнет искажаться. Для проверки усилителя музыкальных сигналов предпочтительнее использовать генератор импульсов, а не синусоидального сигнала, поскольку музыка и речь содержат короткие амплитудные всплески.

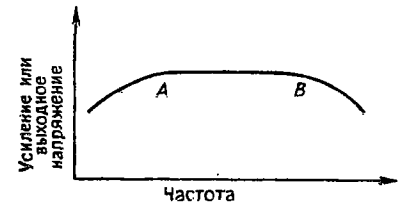


Рис. 14.2. Типичная кривая усиления (амплитудно-частотная характеристика) усилителя мощности.

Ширина полосы пропускания на уровне половинной мощности усилителя измеряется при его работе на полную номинальную мощность путем определения искажений (например, x %) на частоте 1 кГц, как на рис. 14.3. Затем выходная мощность снижается на 3 дБ и частота входного сигнала уменьшается до значения f_L, при котором искажения вновь составят x % (точка A на рис. 14.2). Затем частота увеличивается до значения f_H и находится вторая точка, в которой искажения составляют x %. Номинальный диапазон воспроизводимых частот равен разности двух найденных частот $f_H - f_L$.

Входная чувствительность усилителя — это отношение выходной мощности к входному напряжению (P_o/V_i), она иногда употребляется вместо коэффициента усиления по мощности. Усилители также чувствительны к нагрузке, нагрузочная характеристика имеет форму, показанную на рис. 14.4. Выходная мощность зависит от импеданса нагрузки и достигает максимума, когда импеданс нагрузки согласуется с выходным импедансом усилителя. Нагрузочная характеристика измеряется с помощью схемы, приведенной на рис. 14.1, в которой R_l — безындуктив-

ный перестраиваемый резистор. Измерения повторяются на разных частотах в пределах частотного диапазона усилителя.

Типичная *амплитудно-частотная характеристика* усилителя имеет вид, представленный на рис. 14.2. Она измеряется при постоянном напряжении на входе исследуемого усилителя (постоянство напряжения поддерживается аттенюатором в схеме на рис. 14.1) и изменении частоты генератора сигналов; при этом измеряют выходное напряжение усилителя. Хорошая акустическая система должна иметь плоскую амплитудно-частотную характеристику примерно от 20 Гц до 20 кГц.

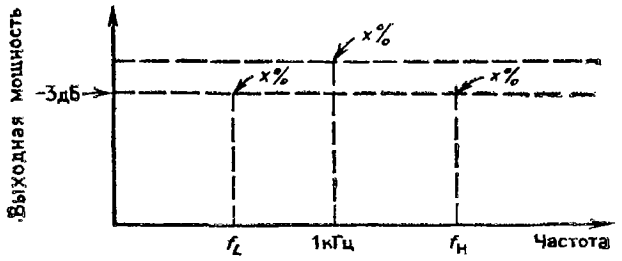


Рис. 14.3. Иллюстрация операций, необходимых для измерения ширины полосы частот на уровне половинной мощности.

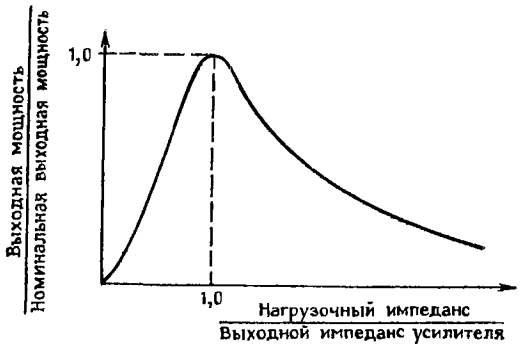


Рис. 14.4. Типичная нагрузочная характеристика усилителя мощности.

Динамический выходной импеданс усилителя измеряют с помощью схемы, приведенной на рис. 14.1, как и амплитудно-частотную характеристику. Импеданс нагрузки R_L в этом случае меняют до тех пор, пока мощность не достигнет максимума. Значение R_L в этой точке представляет собой динамический импеданс усилителя на данной частоте. Измерения необходимо повторить на различных частотах.

Динамический входной импеданс усилителя измеряют с помощью схемы, приведенной на рис. 14.5. Генератор сигналов

настраивают на удобный уровень и устанавливают переключатель SW сначала в положение 1, а затем в положение 2, регулируя при этом значение R_i таким образом, чтобы показания детектора напряжения были одинаковыми в обоих положениях. Полученное R_i равно динамическому входному импедансу исследуемого усилителя.

Смысл *коэффициента ослабления синфазного сигнала* КОСС (Common Mode Rejection Ratio—CMRR) усилителя поясняется схемой, приведенной на рис. 14.6. Если V_d — напряжение на входе дифференциального усилителя, V_c — синфазное напряже-

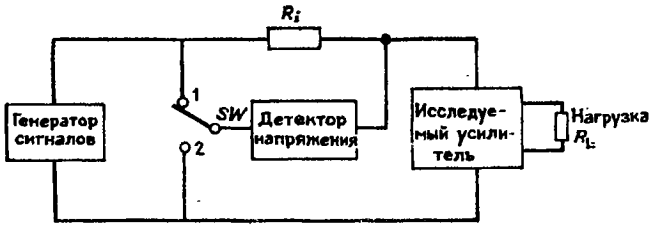


Рис. 14.5. Измерение динамического входного импеданса усилителя.

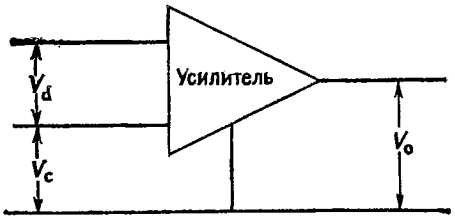


Рис. 14.6. К определению коэффициента ослабления синфазного сигнала (КОСС).

ние, G_d — дифференциальный коэффициент усиления, G_c — коэффициент усиления синфазного сигнала, то можно получить следующие соотношения:

$$V_o = G_d V_d + G_c V_c, \qquad (14.1)$$

$$G_d = V_o / V_d, \qquad (14.2)$$

$$G_c = V_o / V_c, \qquad (14.3)$$

$$\text{КОСС} = G_d / G_c = V_c / V_d \quad \text{при} \quad V_o = \text{const}. \qquad (14.4)$$

Коэффициент ослабления синфазного сигнала измеряют, подав на вход дифференциального усилителя напряжение V_d и отрегулировав его до подходящего значения V_o. Затем оба дифференциальных входа закорачивают и подают такое напряжение V_c, которое дает на выходе то же значение V_o. Затем определяют КОСС по формуле (14.4).

Максимальную скорость нарастания выходного напряжения усилителя измеряют в схеме неинвертирующего повторителя с единичным коэффициентом усиления, так как в этом случае получаются наихудшие результаты. Сигнал прикладывают в обоих направлениях таким образом, чтобы происходило насыщение усилителя (рис. 14.7), при этом максимальная скорость нарастания выходного напряжения находится как отношение $\Delta V_o/\Delta t$.

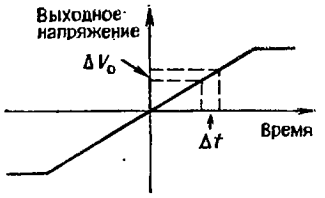


Рис. 14.7. Определение скорости нарастания выходного напряжения.

Большинство усилителей работает с обратной связью, как показано на рис. 14.8. Здесь Z_S — импеданс источника, Z_L — импеданс нагрузки и Z_f — импеданс обратной связи. В зависимости от измеряемого коэффициента усиления внешние импедансы выбираются так, чтобы они были много больше или много меньше входного Z_i и выходного Z_o импедансов усилителя. Например, если измеряется коэффициент усиления по напряжению V_L/V_S, импеданс Z_S должен быть много меньше Z_i, а Z_L — много больше Z_o. Если измеряют коэффициент усиления по току I_L/I_S, условия изменяются на противоположные. При измерении активной проводимости (I_L/V_S) оба импеданса Z_S и Z_L должны быть много меньше Z_i и Z_o соответственно.

14.2.1. Схемный анализатор. Напряжения являются комплексными величинами, обладающими амплитудой и фазой, поэтому при входном напряжении $V_i \cos \varphi_i$ и выходном $V_o \cos \varphi_o$ коэффициент усиления равен

$$G = \frac{|V_o|}{|V_i|} \exp[j(\varphi_o - \varphi_i)]. \qquad (14.5)$$

Этот коэффициент усиления можно измерить, зарегистрировав напряжения и разность фаз с помощью схемы, приведенной на рис. 14.9, которая представляет собой простейший вид схемного анализатора. Точность этой схемы невелика, поскольку она зависит от точности и частотных характеристик вольтметров и измерителя фазы. Более совершенным является схемный анализатор, блок-схема которого показана на рис. 14.10. В один канал включается исследуемый усилитель, в другой — короткозамыкающая перемычка. Частота источника сигнала, подаваемого на смесители, $f_i + f_m$, регулируется вместе с частотой источника основного сигнала f_i, так что выходные частоты смесителей и полосовых фильтров f_m фиксированы, обеспечивая работу

прибора на постоянной частоте. Для хорошей точности оба канала должны быть идентичны. Малые постоянные отклонения можно измерить и компенсировать, заменив исследуемый усилитель второй короткозамыкающей перемычкой и прокалибровать прибор.

Источник сигнала схемного анализатора обычно работает в режиме качающейся частоты. Это обеспечивает получение графиков зависимости коэффициента усиления и фазового угла

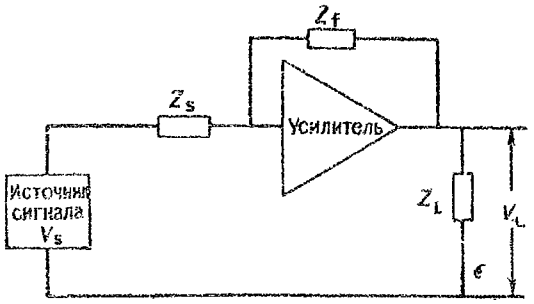


Рис. 14.8. Обратная связь в схемах усилителей.

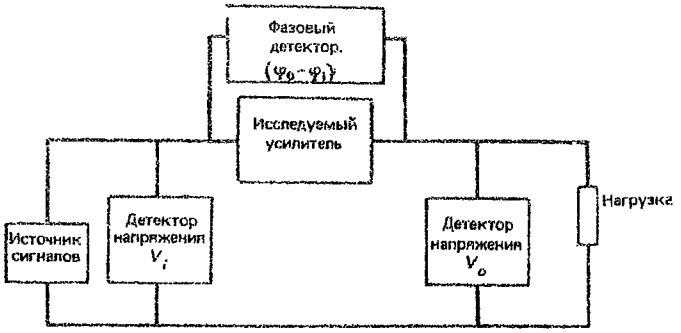


Рис. 14.9. Блок-схема измерения коэффициента усиления и фазового сдвига усилителя.

от частоты (диаграмма Боде), которые отображаются на экране ЭЛТ, встроенной в анализатор. Другим полезным графиком является диаграмма Николса, которая изображает зависимости логарифма коэффициента усиления от фазового сдвига на различных частотах; эта диаграмма удобна для описания усилителей с замкнутой петлей обратной связи.

С помощью схемного анализатора можно измерить многие другие параметры, например входной или выходной импедансы усилителя. На рис. 14.11 показана схема для измерения вход-

ного импеданса. Основной генератор сигнала в этом случае представляет собой два источника постоянного тока. Анализатор измеряет комплексные напряжения на образцовом резисторе R_s и на входном импедансе исследуемого усилителя. Если R_s и I_i постоянны, нет нужды регистрировать V_i, а напряжение V_o можно прокалибровать, заменяя исследуемый усилитель известными образцовыми резисторами, так что детектор будет показывать значение входного импеданса усилителя.

14.2.2. Векторный вольтметр. Векторный вольтметр можно использовать вместо схемного анализатора для измерения сигналов в двух точках схемы и разности фаз между ними. Такие вольтметры полезны для измерения усилителей, фильтров и цепей на ОВЧ в отличие от схемных анализаторов, которые обычно применяются на СВЧ.

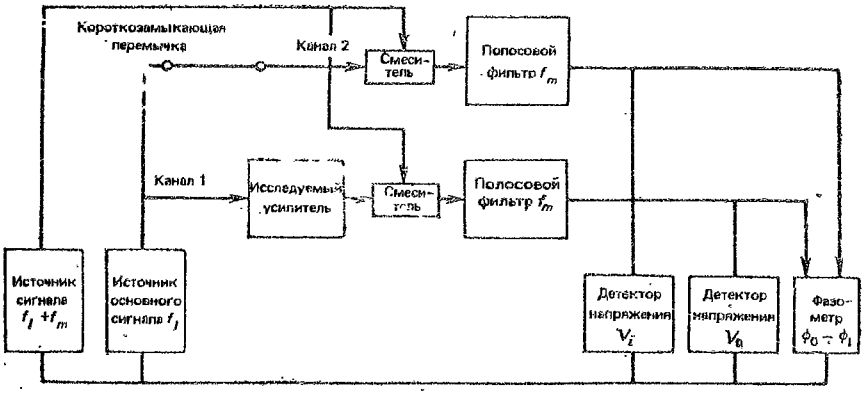


Рис. 14.10. Блок-схема измерения коэффициента усиления и фазового сдвига усилителя с помощью двухканального схемного анализатора.

На два входа векторного вольтметра (рис. 14.12) подаются высокочастотные сигналы (1 МГц—1 ГГц). Они стробируются с низкой частотой (например, 20 кГц) и поступают на резонансные усилители, которые обладают избирательностью по отношению к частоте выборки (стробирования). Таким образом оба высокочастотных сигнала преобразуются в сигналы промежуточной частоты, основные гармоники которых имеют те же амплитудные и фазовые соотношения, что и основные гармоники двух исходных высокочастотных сигналов. Эти соотношения можно затем измерить с помощью детектора напряжения и фазометра.

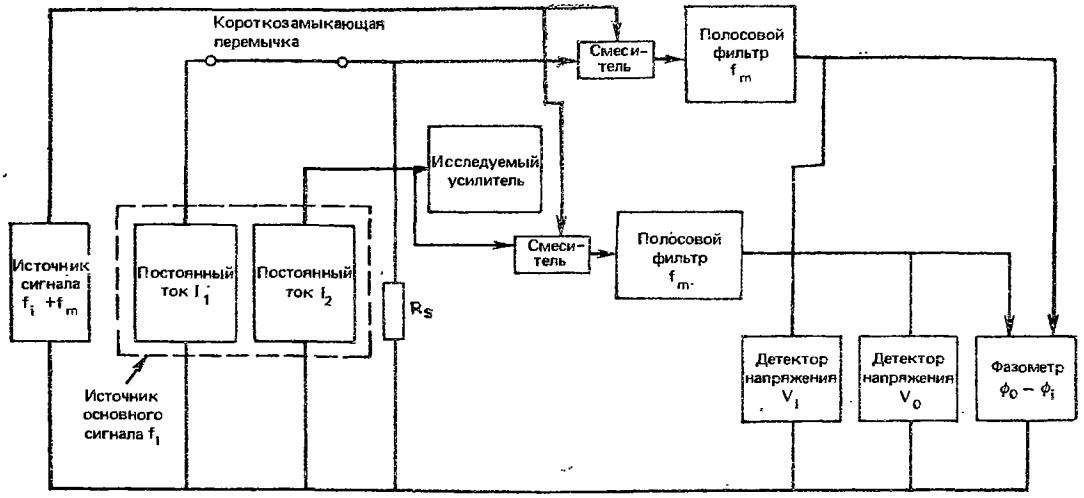


Рис. 14.11. Блок-схема измерения входного импеданса усилителя с помощью двухканального схемного анализатора.

14.3. Искажения

14.3.1. Типы искажений. Человеческое ухо очень тонко реагирует на искажения в акустических системах. Хотя искажения вызываются многими приборами, во всех примерах, рассмотренных в этом разделе, фигурируют усилители. Существуют различные типы искажений.

1) Амплитудно-частотные искажения, которые возникают, если усилитель не обеспечивает одинакового усиления на всех частотах, поступающих на его вход.

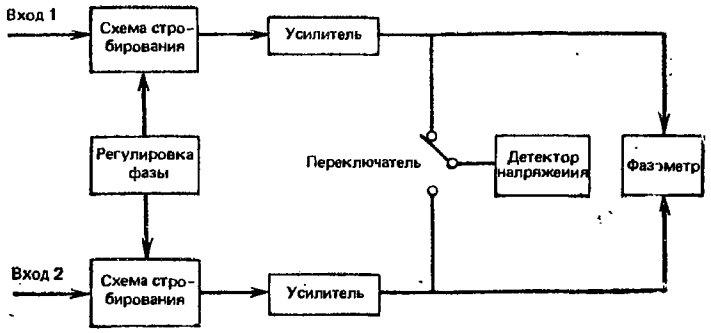


Рис. 14.12. Упрощенная блок-схема векторного вольтметра.

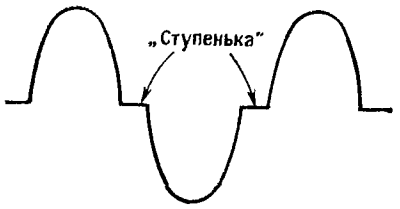


Рис. 14.13. Искажения типа «ступенькн».

2) Фазовые искажения, которые возникают, когда сигнал на выходе усилителя оказывается смещенным по фазе по отношению к входному сигналу. Если смещение одинаково на всех частотах, искажения не будут заметны, но на практике смещение на одних частотах больше, чем на других.

3) Гармонические (нелинейные) искажения, которые обусловлены тем, что усилитель генерирует гармоники основной частоты входного сигнала. Гармоники всегда приводят к амплитудным искажениям, например когда усилитель перевозбужден и ограничивает входной сигнал.

4) Интермодуляционные искажения, которые являются следствием взаимодействия или гетеродинирования между двумя

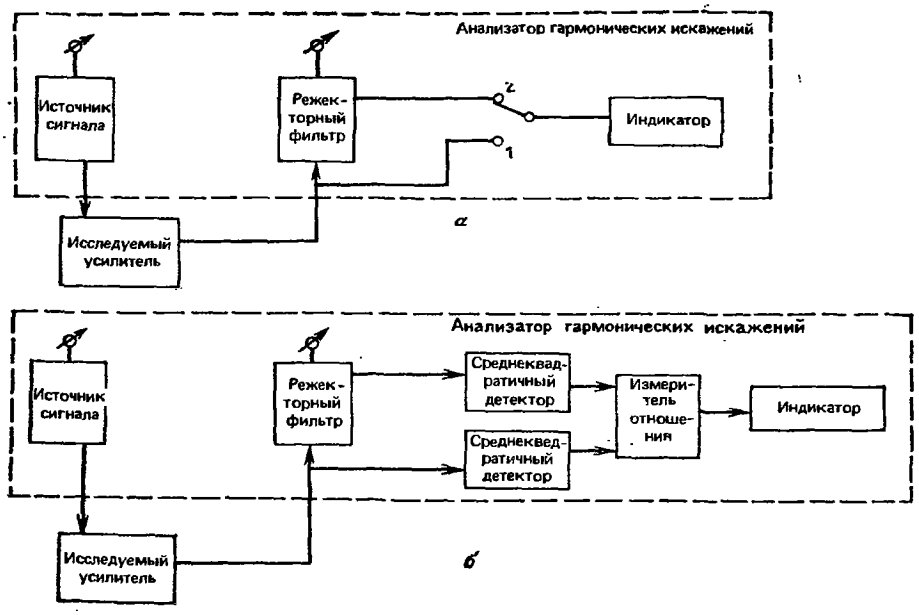


Рис. 14.14. Упрощенная блок-схема анализатора гармонических искажений с подавлением основной частоты: *а* — с ручной регулировкой, *б* — с измерением отношения.

частотами. При этом возникают суммарная и разностная частоты двух исходных частот.

5) Искажения типа «ступеньки», которые возникают в двухтактных усилителях из-за неверной установки уровней смещения, см. рис. 14.13.

В следующих разделах мы рассмотрим измерение коэффициента гармоник и интермодуляционных искажений, в том числе в переходном режиме.

14.3.2. Коэффициент гармоник (коэффициент нелинейных искажений). В нелинейной системе возбуждаются гармоники входной синусоидальной волны. Гармоники представляют собой синусоидальные волны с частотами, кратными основной частоте входного сигнала. Коэффициент гармоник (THD — Total Harmonik Distortion) является мерой содержания гармоник в волне и определяется выражением

$$\mathrm{THD}_M = \frac{[\Sigma(\text{Гармоники})^2]^{1/2}}{\text{Основная волна}}. \qquad (14.6)$$

Измерительная система регистрирует в дополнение к гармоникам шумы, поэтому вместо одной волны основной частоты измеряется сложный волновой процесс, состоящий из гармоник, шумов и основной волны. Таким образом, измеренное значение коэффициента гармоник равно

$$\mathrm{THD}_M = \frac{\{\Sigma[(\text{Гармоники})^2+(\text{Шумы})^2]\}^{1/2}}{\{\Sigma[(\text{Основная волна})^2+(\text{Гармоники})^2+(\text{Шумы})^2]\}^{1/2}}. \qquad (14.7)$$

Приближенное выражение (14.7) приводит к погрешностям менее 0,5% при значениях THD ниже 10%.

На рис. 14.14 представлена блок-схема анализатора гармонических (нелинейных) искажений, который применяется для измерения коэффициента гармоник. Источник сигнала обладает очень малыми искажениями; это можно проверить, присоединив его напрямую к анализатору и измерив искажения. Сигнал от источника подается в исследуемый усилитель. Он генерирует гармоники наряду с усилением исходного сигнала основной частоты. Основная частота отфильтровывается узкополосным режекторным фильтром (фильтром-пробкой).

В системе с ручным управлением, показанной на рис. 14.14, *а*, переключатель сначала устанавливается в положение 1 и измеряется суммарный сигнал E_T, содержащий основную частоту и гармоники. Затем переключатель переводят в положение 2 и измеряют только гармоники E_H. Коэффициент гармоник THD находят по формуле (14.7), которая приобретает вид

$$\mathrm{THD} = (E_H/E_T)\cdot 100. \qquad (14.8)$$

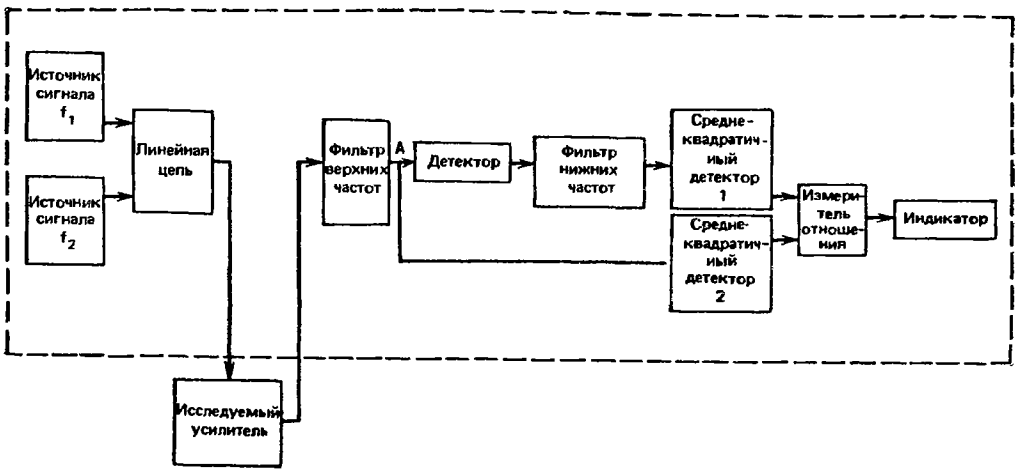


Рис. 14.15. Упрощенная блок-схема измерителя интермодуляционных искажений.

Прибор можно прокалибровать, установив переключатель в положение 1 и отрегулировав усилитель так, чтобы получить отклонение индикатора на всю шкалу. После переключения в положение 2 показание индикатора будет пропорционально THD. На рис. 14.14, *б* показана другая схема, которая регистрирует значения E_T и E_H одновременно, вычисляет их отношение, т. е. THD, и показывает его значение на табло индикатора. Для обеспечения высокой точности режекторный фильтр должен обладать прекрасными задерживающими и пропускающими свойствами на соответствующих частотах. Он должен ослаблять сигнал основной частоты на 100 дБ или более, а гармоники — менее чем на 1 дБ. Фильтр также должен быть точно настроен на основную частоту источника сигнала. Этого трудно добиться вручную, поэтому в большинстве анализаторов искажений настройка фильтра осуществляется автоматически. Распространенным типом режекторного фильтра является мост Вина. Он уравновешивается только на одной частоте (см. разд. 7.7), и на этой частоте выходное напряжение на нуль-индикаторе моста минимально.

14.3.3. Интермодуляционные искажения. Если сигналы высокой f_1 и низкой f_2 частот смешать в линейной цепи, выходной сигнал будет содержать только две частоты. При смешивании в нелинейной цепи, например в усилителе с искажениями, возникает модуляция. Выходной сигнал содержит теперь исходные частоты f_1 и f_2, а также сумму и разность этих частот f_1+f_2 и f_1-f_2 и, кроме того, ряд гармоник и суммы и разности их частот.

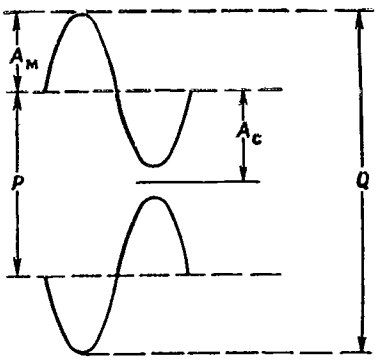


Рис. 14.16. Форма выходного сигнала измерителя интермодуляционных искажений.

На рис. 14.15 приведена блок-схема прибора для измерения интермодуляционных искажений. Общество инженеров кино и телевидения (Society of Motion Picture and Television Engineers) определило частоты двух источников сигналов f_1 и f_2 равными 7 кГц и 60 Гц при отношении их амплитуд 1 : 4. Низкая частота имеет значительно бо́льшую амплитуду, поскольку в этой части диапазона ожидается слабая нелинейность. В Европе значения f_1 и f_2 определены стандартом DIN 45403 и равны 8 кГц и 250 Гц при том же отношении амплитуд 1 : 4.

Выходной сигнал исследуемого усилителя поступает в фильтр верхних частот, так что сигнал в точке A состоит из высокочастотной несущей, промодулированной низкой частотой, как на рис. 14.16. Этот сигнал можно наблюдать на экране осциллографа. Интермодуляционные искажения (ИМИ) рассчитываются следующим образом:

$$\frac{\text{Амплитуда модуляции } (A_M)}{\text{Амплитуда несущей } (A_c)} \cdot 100 = \tag{14.9}$$

$$= \frac{Q - P}{P} \cdot 100. \tag{14.10}$$

Анализатор, показанный на рис. 14.15, может непосредственно вычислить значение ИМИ по формуле (14.9) и представить

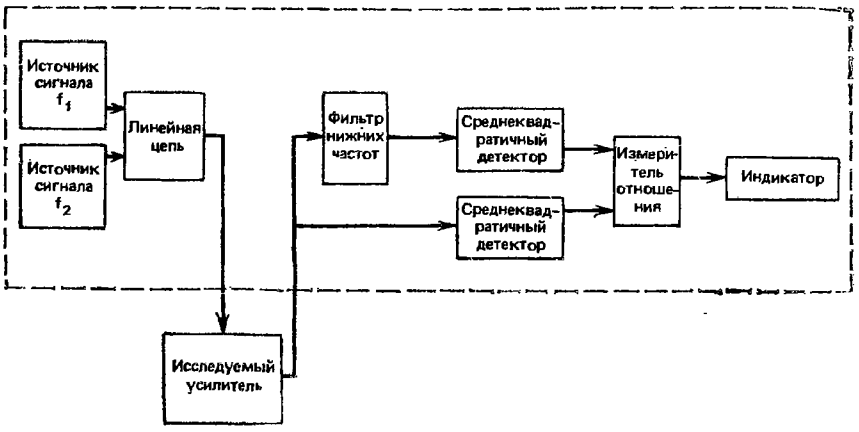


Рис. 14.17. Упрощенная блок-схема анализатора искажений на разностной частоте.

его на табло индикатора. Среднее квадратическое значение сигнала в точке A измеряется среднеквадратичным детектором 2. Сигнал в точке A также демодулируется с помощью детектора, и его высокочастотная составляющая отфильтровывается с помощью фильтра нижних частот, так что остаются только низкочастотные искажения. Они измеряются среднеквадратичным детектором 1, затем определяется отношение выходных сигналов детекторов 1 и 2 и отображается индикатором.

Особым случаем интермодуляционных искажений являются искажения на разностной частоте. На рис. 14.17 приведена блок-схема анализатора искажений на разностной частоте. После исследуемого усилителя включен фильтр нижних частот, так что прибор чувствителен только к низкой (разностной) частоте.

14.3.4. Переходные искажения. Эти искажения возникают потому, что усилитель не может быстро реагировать на изменения входного сигнала. Эти искажения можно измерить, приложив на вход усилителя прямоугольный сигнал с наложенным на него высокочастотным синусоидальным сигналом (рис. 14.18, *а*) и наблюдая выходной сигнал на осциллографе. Если имеют место переходные искажения, то в выходном сигнале будет отсутствовать начальная часть высокочастотного сигнала (рис. 14.18, *б*) и можно измерить значение T.

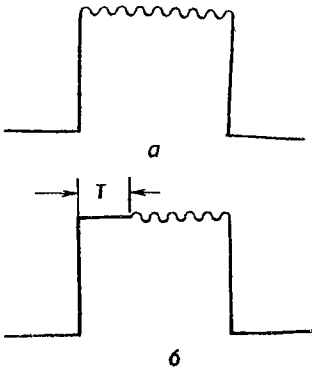


Рис. 14.18. Формы сигналов для измерения переходных интермодуляционных искажений: *а* — входной сигнал, *б* — выходной сигнал.

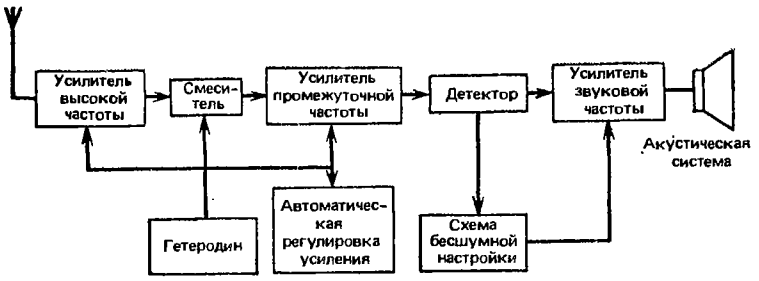


Рис. 14.19. Упрощенная блок-схема супергетеродинного приемника.

14.4. Радиоприемники

14.4.1. Схема радиоприемника. Хотя существует много различных схем радиоприемников, супергетеродинная схема, представленная на рис. 14.19, многие годы была стандартной. Сигнал высокой частоты f_r улавливается антенной и поступает на усилитель высокой частоты. Усилитель можно перестраивать, чтобы вести прием только в очень узкой полосе частот. Выходной сиг-

нал усилителя гетеродинируется в смесителе с помощью гетеродина, частота которого f_o также перестраивается.

Выходной сигнал смесителя состоит из двух исходных частот f_r и f_o, их суммы f_r+f_o и разности f_r-f_o. Усилитель промежуточной частоты, который содержит несколько каскадов, обычно настраивается на фиксированную частоту, равную f_r-f_o. Благодаря этому усилитель промежуточной частоты можно сконструировать с высоким усилением, без самовозбуждения.

Детектор демодулирует сигнал, выделяя из него звуковые частоты, которые затем усиливаются в усилителе звуковой частоты и подаются на акустическую систему. Схема бесшумной настройки осуществляет слежение за звуковым сигналом и, если сигнала нет, выключает усилитель звуковой частоты, чтобы предотвратить проникновение шума в акустическую систему.

Для описания характеристик радиоприемников используется много различных параметров. Ниже описаны лишь некоторые, наиболее распространенные из них, а также методы их измерения.

14.4.2. Чувствительность. Чувствительность можно определить и измерить различными способами в зависимости от типа приемника. Однако все методы сводятся к подаче сигнала от генератора на приемник и детектированию выходного сигнала. Хотя можно измерить мощность выходного сигнала, принято фиксировать сигнал вместе с шумом и искажениями и определять отношение полного выходного сигнала к выходному сигналу с шумом и искажениями. Существуют измерители этого отношения, которые сочетают в себе возможности измерения мощности и искажений.

При проведении измерений чувствительности следует особо заботиться о подключении генератора сигналов к приемнику. Импедансы генератора и приемника должны быть согласованы, а к приемникам, предназначенным для работы с внешними антеннами, генератор сигналов должен подключаться через эквивалент антенны.

При определении чувствительности применяется много различных систем единиц. Укажем некоторые из них: напряжение на согласованной нагрузке; напряжение холостого хода, выраженное в децибелах по отношению к уровню 1 мкВ; напряжение на согласованной нагрузке в децибелах по отношению к уровню 1 мкВ. Хотя напряжение холостого хода рекомендовано международным стандартом, при проведении измерений важно знать, в каких единицах прокалиброван прибор. Некоторые приборы можно калибровать по выбору в разных единицах.

Понятие чувствительности можно сформулировать различными способами: можно говорить о чувствительности при наличии

шума, акустической чувствительности, чувствительности при заданном отношении сигнал/шум, полезной чувствительности.

Чувствительность при наличии шума — это входной высокочастотный сигнал, который необходим, чтобы обеспечить на выходе заданное отношение сигнала к шуму. Для радиовещательных АМ- или ЧМ-приемников измерения проводятся с сигналом, имеющим глубину амплитудной модуляции 30% или частотную модуляцию с девиацией частоты на 22,5 кГц. Отношение сигнала к шуму на выходе составляет 20 дБ. Для узкополосных АМ- или ЧМ-приемников применяется девиация частоты, составляющая 60% от номинального значения, а отношение сигнала к шуму равно 10 дБ. При проведении измерений устанавливается требуемый уровень модуляции сигнала, затем амплитуда высокочастотного сигнала регулируется до тех пор, пока не будет обеспечено заданное отношение сигнала к шуму, которое измеряется при включенной модуляции.

Акустическая чувствительность применяется только к АМ-приемникам. Эта чувствительность определяется как мощность высокочастотного входного сигнала, необходимая для обеспечения заданной звуковой мощности на выходе, обычно 50 мВт. Для проверки приемника глубина амплитудной модуляции генератора высокочастотного сигнала устанавливается на уровне 30% при частоте модуляции 1 кГц, затем уровень высокочастотного сигнала регулируется до получения выходной мощности 50 мВт при максимальном усилении.

Чувствительность при заданном отношении сигнал/шум. Когда на вход приемника не поступает сигнал, выходная мощность почти полностью состоит из шума. Когда на вход подается немодулированный сигнал, в АМ-приемнике происходит снижение коэффициента усиления, поскольку схема автоматической регулировки усиления поддерживает постоянный уровень детектируемого сигнала при изменении уровня принимаемого сигнала. Это уменьшает шум на выходе. У ЧМ-приемника шум на выходе также уменьшается, так как входной сигнал захватывает ограничивающие каскады приемника. В конце концов как при амплитудной, так и при частотной модуляции наступает насыщение, после чего дальнейшее увеличение немодулированного входного сигнала приводит лишь к очень незначительному снижению шума на выходе.

Чувствительность при заданном отношении сигнал/шум — это входной сигнал, при котором выходной сигнал уменьшается на 20 дБ по отношению к случаю нулевого входного сигнала. Она измеряется путем регистрации вначале выходной мощности приемника в отсутствие входного сигнала, а затем немодулированный входной сигнал увеличивается до тех пор, пока выходная мощность не упадет на 20 дБ.

Полезная чувствительность. Это понятие часто используется для определения чувствительности узкополосных приемников. Полезная чувствительность — это высокочастотный входной сигнал, при котором отношение полного выходного сигнала к выходному сигналу с шумами и искажениями равно 12 дБ. Для ее измерения генератор сигналов модулируется по амплитуде на глубину 30% или по частоте на 60% от номинальной девиации частоты, как удобнее. Затем уровень входного сигнала регулируется до получения отношения, равного 12 дБ (что эквивалентно искажениям на 25%). Можно также пользоваться взвешенным отношением полного выходного сигнала к выходному сигналу, обусловленному помехами и искажениями. Оно определяется с помощью схем с весовой обработкой сигналов, например схемы Международного консультативного комитета по телеграфии и телефонии МККТТ Р53, которая обеспечивает отношение, равное 20 дБ (при взвешенных искажениях 10%).

14.4.3. Отношение сигнала к шуму. Измерение чувствительности показывает, способен ли приемник детектировать слабые сигналы. С другой стороны, отношение сигнала к шуму является мерой качества выходного сигнала при высоких его уровнях. Измерение выполняется путем подачи на приемник сигнала 1 мВ с глубиной амплитудной модуляции 30% или с девиацией частоты, составляющей 60% от номинального ее уровня. Затем определяется отношение звуковых сигналов на выходе при включенной и выключенной модуляции.

Можно также измерить взвешенное отношение сигнала к шуму с помощью вышеупомянутой схемы Р53 для узкополосных приемников или схемы Международного консультативного комитета по радиосвязи МККР для радиовещательных приемников.

14.4.4. Избирательность. Испытание на избирательность позволяет определить способность приемника отстроиться от помех в канале, соседнем с тем, на который настроен приемник. Чтобы измерить избирательность по отношению к соседнему каналу, применяют два генератора сигналов, которые связаны друг с другом и вместе питают вход приемника. Один из генераторов настроен на частоту заданного канала приемника, его сигнал промодулирован частотой 1 кГц, так что обеспечивается 30-процентная глубина амплитудной модуляции или частотная модуляция с девиацией частоты, составляющей 60% от номинального значения. Второй генератор промодулирован частотой 400 Гц при тех же условиях модуляции, что и в первом канале. Он настроен на частоту канала, который примыкает (сверху или снизу) к каналу настройки первого генератора.

При выполнении испытаний вначале выходная мощность обоих генераторов устанавливается на нулевой уровень. Затем сигнал первого генератора повышается до достижения отношения полного сигнала к помехам и искажениям на выходе приемника, равного 12 дБ (искажения 25%), при установке приемника на уровень 50% от номинальной мощности. Затем увеличивается сигнал второго генератора до тех пор, пока указанное отношение не упадет до 6 дБ (искажения 50%). Отношение выходных сигналов двух генераторов выражается в децибелах. Измерения выполняются как для вышележащего, так и для нижележащего канала, и более низкое значение выбирается в качестве избирательности приемника по соседнему каналу.

14.4.5. Блокировка. Это — изменение режима работы приемника, детектирующего слабый сигнал, под влиянием сильного сигнала. Если f_r и f_o — частоты высокочастотного сигнала и гетеродина приемника, а f_{if} — частота, на которую настроен усилитель промежуточной частоты, тогда каскад УПЧ будет принимать сигналы с частотой f_o+f_{if} в дополнение к (f_r-f_o), что приведет к блокировке.

Чтобы определить уровень блокировки, к входу приемника подключают два генератора сигналов. Один из них настроен на заданную частоту и модулирован по частоте на 60% от номинальной девиации. Выходной уровень этого генератора устанавливается таким, чтобы на выходе приемника отношение полного сигнала к сигналу с помехами и искажениями составляло 12 дБ при нулевом сигнале от второго генератора. Теперь сигнал второго генератора, который не модулируется, повышается до уровня, при котором указанное отношение падает до 6 дБ. Уровень на входе приемника при этих условиях называется уровнем блокировки. Частота второго генератора меняется, обычно в диапазоне 2—10 МГц от заданной частоты, чтобы установить низкий уровень блокировки.

14.4.6. Ширина полосы. Ширину полосы можно найти, регистрируя выходной сигнал приемника обычно на экране осциллографа, в то время как частота входного сигнала качается в некотором диапазоне. Ширину полосы можно также найти приближенно следующим образом. Входной сигнал от генератора подвергается амплитудной модуляции на глубину 30% или частотной девиации на 60% от номинальной девиации. Его уровень регулируется, пока отношение сигнала к шуму на выходе не станет равным 10 дБ. Затем уровень входного сигнала повышается на 6 дБ и его частота перестраивается с целью найти два значения, при которых отношение сигнала к шуму вновь

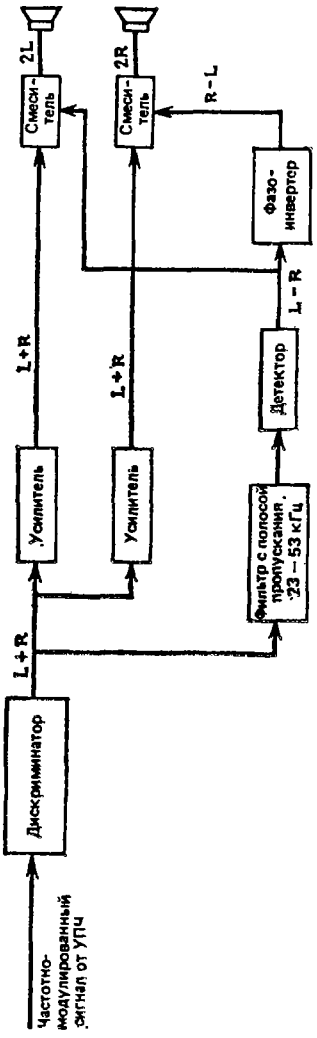


Рис. 14.20. Блок-схема типичного стереоприемника.

равно 10 дБ. Разность между найденными значениями частоты примерно равна ширине полосы приемника.

Другой мерой ширины полосы является ширина полосы модуляции, которая применяется главным образом к узкополосным ЧМ-приемникам. Чтобы измерить этот параметр, генератор сигналов модулируется на 60% от номинальной девиации и уровень на входе УПЧ регулируется до получения отношения полного сигнала к сигналу с помехами и искажениями, равного 12 дБ, на выходе приемника. Затем уровень генератора сигналов повышается на 6 дБ, а его частотная модуляция также расширяется до тех пор, пока указанное отношение не станет равным 12 дБ. Девиация генератора сигналов при этом равна ширине полосы модуляции.

14.4.7. Нелинейные искажения. Чтобы измерить нелинейные искажения приемника, его входной сигнал устанавливается на уровне 1 мВ с глубиной амплитудной модуляции 30% или девиацией частотно-модулированного сигнала на 60% от номинального значения. Затем регулятор громкости устанавливается в положение, соответствующее уровню от 10 до 50% полной номинальной мощности, и искажения приемника измеряются с помощью анализатора искажений (разд. 14.3).

14.5. Переходное затухание между каналами стереодекодера

Основной задачей измерения высококачественных стереосистем и стереоприемников является определение переходного затухания между левым и правым стереоканалами. На рис. 14.20 приведена блок-схема типичной стереосистемы. Выходной сигнал ЧМ-дискриминатора пропускается через фильтр с полосой пропускания 23—53 кГц, разностный сигнал $(L—R)$ содержит частоты в пределах этой полосы. Этот сигнал демодулируется детектором, после чего поступает в один из смесителей. Здесь он смешивается с сигналом $(L+R)$, что дает сигнал $2L$ для питания левого (на схеме верхнего) динамика.

Сигнал $(L—R)$ после детектора поступает также в фазоинвертор, где преобразуется в $(R—L)$, а затем смешивается с $(L+R)$ во втором смесителе. Результирующий сигнал $2R$ питает правый (нижний) динамик. Это обеспечивает переходное затухание (развязку) между левым и правым динамиками.

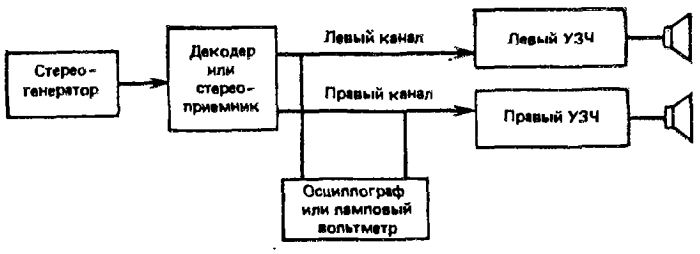


Рис. 14.21. Схема измерений переходного затухания стереоканалов.

Для хорошей развязки важно иметь хорошее подавление в смесителях. Это требует фильтра с резкой отсечкой по частоте и отсутствия сдвига фазы сигнала $(L—R)$ боковой полосы. Необходимо также точно регулировать уровни сигналов, чтобы обеспечить процесс полного вычитания. В идеальном устройстве, если приложен только сигнал R, выходной сигнал должен присутствовать лишь в правом канале; если же приложен только сигнал L, выходной сигнал должен наблюдаться лишь в левом канале. На практике каждый канал вносит некоторый вклад в выходной сигнал другого канала, хотя он обычно на 20—30 дБ ниже уровня основного сигнала.

На рис. 14.21 изображена схема измерения переходного затухания между стереоканалами. В исследуемую систему подается сигнал от стереогенератора, причем поочередно включаются сигналы L и R. Выходные напряжения левого и правого каналов измеряются с помощью калиброванного осциллографа или лам-

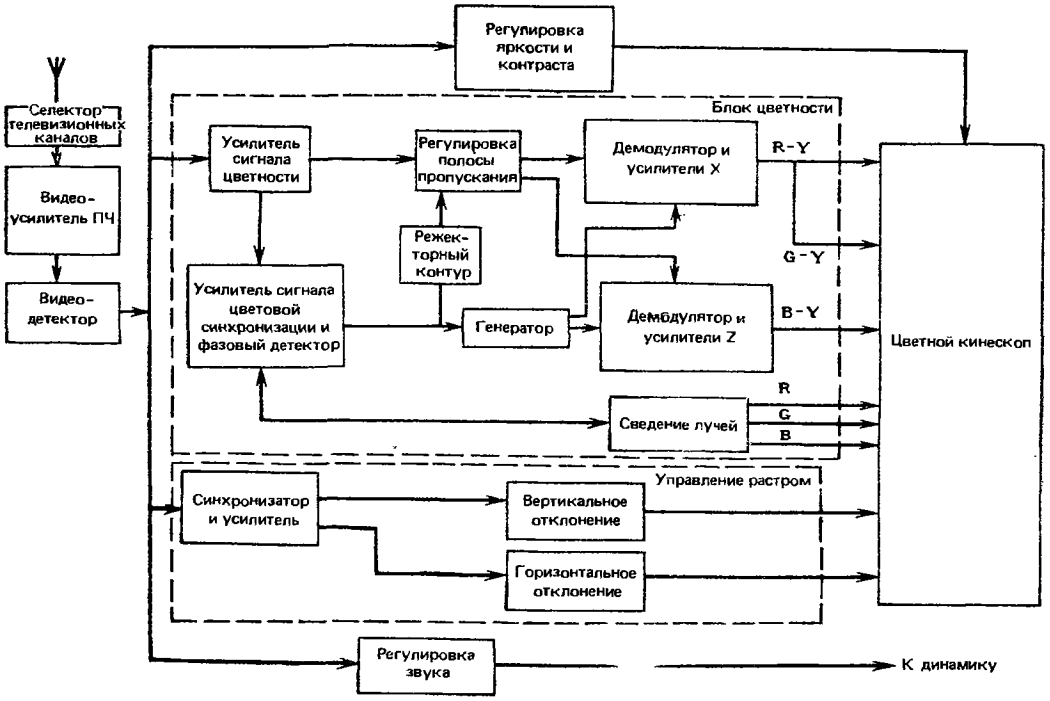


Рис. 14.22. Упрощенная блок-схема цветного телевизора.

пового вольтметра с шкалой, проградуированной в децибелах. Прибор подключается поочередно к каждому каналу и по разности двух показаний определяется переходное затухание в децибелах.

Есть два типа измерений переходного затухания. В первом из них измеряется характеристика самого декодера и с этой целью подается сложный звуковой сигнал от генератора. Второй метод относится ко всей стереосистеме в целом. В этом случае высокочастотная несущая модулируется по частоте сложным испытательным сигналом звуковой частоты и подается на вход антенны стереоприемника. Развязка стереоканалов системы в целом обычно меньше, чем у самого декодера.

14.6. Телевизионные камеры

Телевизионный приемник благодаря тому, что он содержит электронно-лучевую трубку, способен отражать на ней свои собственные характеристики. Хотя ремонт телевизоров часто производится без применения приборов, в этом разделе мы рассмотрим генератор испытательных сигналов, который широко используется для измерения характеристик телевизоров.

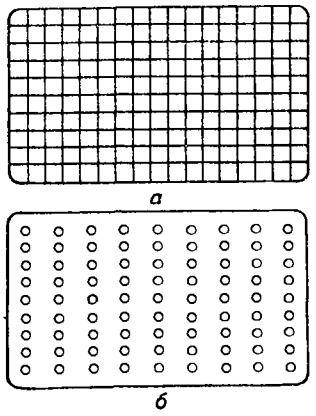


Рис. 14.23. Примеры испытательных таблиц, создаваемых генератором испытательных сигналов: *а* — прямоугольная сетка, *б* — белые точки.

На рис. 14.22 приведена упрощенная блок-схема цветного телевизора. Сигнал улавливается антенной, селектор телевизионных каналов выделяет заданный канал. После усиления сигнал демодулируется и затем распределяется по другим частям приемника. Блок управления яркостью и контрастом корректирует черно-белое изображение, а также управляет яркостью цветного изображения. Секция управления цветом обрабатывает цветовую информацию перед подачей на экран цветного кинескопа. Секция управления растром обеспечивает горизонтальное и вертикальное отклонения в трубке, а также вырабатывает ускоряющее напряжение для возбуждения люминофора. Здесь также осуществляется синхронизация отклонения луча в трубке с видеосигналом. Наконец акустическая система усиливает и демодулирует фазово-модулированный звуковой сигнал и обеспечивает подачу мощности на динамики.

Генераторы испытательных сигналов могут генерировать разнообразные испытательные таблицы, которые подаются на телевизионный приемник и отображаются на его экране. На рис. 14.23 показаны испытательные таблицы в виде прямоугольной сетки и белых точек. Они также называются таблицами сведения лучей, поскольку используются для проверки сведения лучей трубки. Испытательная таблица в виде белых точек применяется преимущественно для проверки динамического сведения лучей; сведение лучей обеспечивается, если все точки маленькие и белые. В отсутствие сведения точки становятся многоцветными.

Секция управления цветом телевизора проверяется главным образом с помощью подачи цветных полос от генератора испытательных сигналов. Специальные генераторы, которые вырабатывают эти полосы, называются генераторами цветных полос. Они работают на принципе генерации двух сигналов, которые

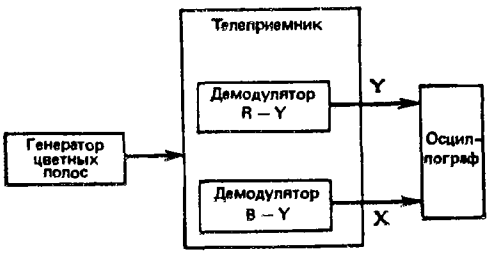


Рис. 14.24. Схема испытания телевизора.

сдвинуты по фазе на соответствующий угол для каждого цвета. Затем происходит селекция, позволяющая получить полосы разных цветов. На схеме рис. 14.24 генератор цветных полос подключен к испытываемому телевизионному приемнику, а на рис. 14.25 и 14.26 показаны две цветовые эталонные таблицы.

Испытательная таблица типа управляемых цветных полос состоит из последовательных вспышек, которые отличаются по фазе на 30°. Недостающий основной цвет, очевидно, легко обнаружить, наблюдая эту таблицу на телевизионном экране. Отсутствие одного из цветов, вероятно, может объясняться дефектом в дифференциальном усилителе этого цвета. Если все цвета присутствуют, но в разных пропорциях, неисправность обычно обнаруживается в одном из демодуляторов (рис. 14.24). Например, если в изображении преобладает голубой цвет, причина кроется в демодуляторе *X*, т. е. ослаблена генерация красного и зеленого цвета. Цветной оттенок на черно-белом изображении также указывает на то, что дополнительный цвет ослаблен или отсутствует. Например, красный и голубой оттенки указывают,

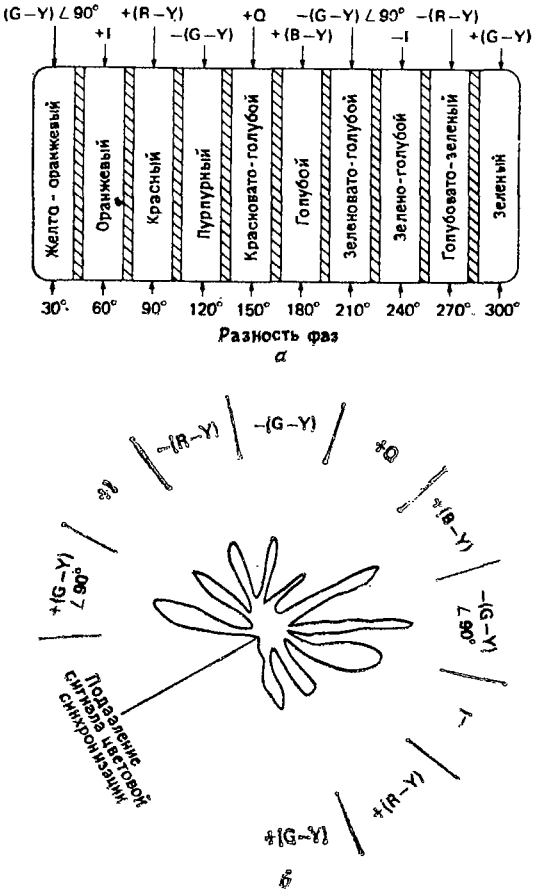


Рис. 14.25. Испытательная таблица из управляемых цветных полос: *а* — цветные полосы, *б* — векторная диаграмма.

что следует подозревать усилитель зеленый — желтый, выдающий слабый сигнал зеленого цвета.

Цветовая испытательная таблица НТСЦ* состоит из семи цветов с изменяющимися интенсивностью и фазой (14.26, *а*, *б*). Форма и амплитуда сигналов, прошедших через приемник, содержат значительную информацию о характеристиках схемы. Для проверки работы демодулятора цветности можно также использовать векторную диаграмму. Это дает в стандарте НТСЦ

* НТСЦ — Национальный комитет телевизионных систем США (NTSC). — *Прим. перев.*

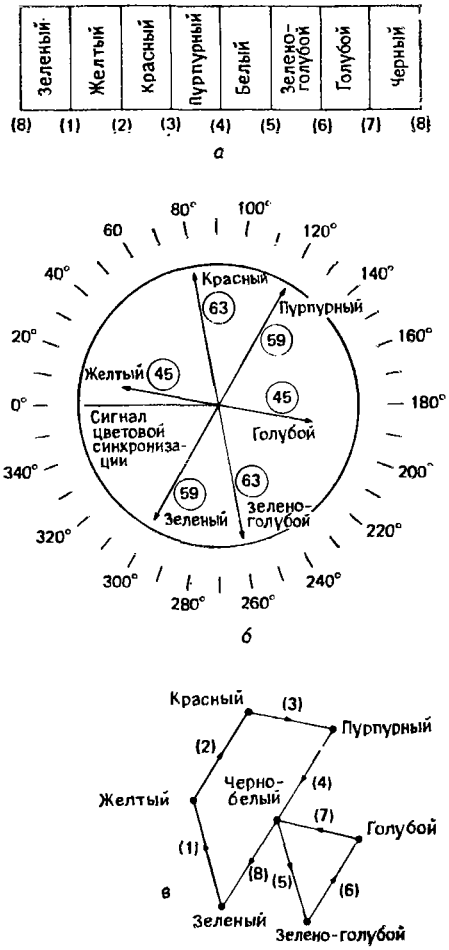


Рис. 14.26. Структура испытательной таблицы НТСЦ: *а* — цветные полосы, *б* — фазы цветности, *в* — векторная диаграмма.

структуру цветного сигнала, изображенную на рис. 14.26, *в*, в которой пятно перемещается по экрану в последовательности, указанной номерами на рисунке. Векторная диаграмма для испытательной таблицы типа управляемых цветных полос теоретически должна быть симметричной, но на практике она искажается, как показано на рис. 14.26, *б*, что обусловлено характеристиками приемника.

Глава 15

ИСПЫТАНИЕ ПЕРЕДАЮЩИХ СИСТЕМ

15.1. Введение

В предыдущей главе мы рассмотрели характеристики и методы проверки радио- и телевизионных приемников. Данная глава посвящена трем компонентам, которые применяются в передаче сигналов: это антенны, линии передачи и передатчики

15.2. Антенны

15.2.1. Принцип работы антенны. Антенна излучает электромагнитные волны, когда к ней приложено возбуждающее колебание. Эффективность ее излучения наибольшая, когда частота возбуждающего колебания совпадает с резонансной частотой. Антенны предназначаются для работы в различных диапазонах частот, например высоких, очень высоких, ультравысоких и сверхвысоких частот. В этом разделе основное внимание будет уделено дипольным и несимметричным антеннам ВЧ и ОВЧ диапазонов.

Полуволновой симметричный вибратор (рис. 15.1, *а*) устанавливается горизонтально по отношению к земной поверхности. Он излучает электромагнитное поле, электрическая и магнитная составляющие которого направлены под прямым углом друг к другу, причем электрическое поле параллельно земной поверхности. Четвертьволновой несимметричный вибратор (рис. 15.1, *б*) устанавливается вертикально, и создаваемое им электрическое поле перпендикулярно земной поверхности. Напряженность поля, улавливаемая приемником, максимальна, когда передающая и приемная антенны имеют одинаковые поляризации.

Длина антенны обычно выбирается в зависимости от длины волны передаваемого или принимаемого сигнала. Как правило, длина антенны равна половине или четверти длины волны на центральной рабочей частоте. Однако из-за емкостных и концевых эффектов электрическая длина антенны больше, чем ее физическая длина. Если f — резонансная частота антенны, то электрическая длина в метрах полуволнового и четвертьволнового вибраторов равна соответственно

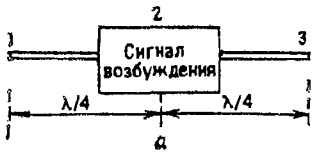
$$E_L = 150/f, \tag{15.1}$$

$$E_L = 75/f. \tag{15.2}$$

Если антенна близка к поверхности Земли или какого-либо проводящего объекта, что обычно имеет место при установке антенны, ее электрическая длина немного меньше, чем это следует из выражений (15.1) и (15.2).

Физическая длина P_L антенны связана с ее электрической длиной выражением (15.3), где константа $K=0{,}94$ для резонансных частот $f>30$ МГц и $K=0{,}96$ для $f<3$ МГц:

$$P_L = KE_L. \qquad (15.3)$$



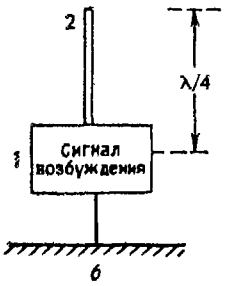
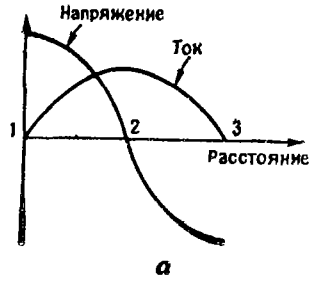


Рис. 15.1. Два типа ВЧ и ОВЧ антенн: *а* — полуволновой симметричный вибратор. *б* — четвертьволновой несимметричный вибратор.



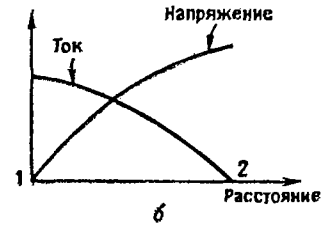


Рис. 15.2. Распределения тока и напряжения в типичной антенне: *а* — полуволновой симметричный вибратор, *б* — четвертьволновой несимметричный вибратор.

15.2.2. Импеданс антенны. Импеданс антенны меняется вдоль ее длины. Это проиллюстрировано на рис. 15.2, на котором показано распределение тока и напряжения для полуволнового симметричного и четвертьволнового несимметричного вибраторов. Точка максимального тока и минимального напряжения соответствует наименьшему импедансу и называется точкой возбуждения. Импеданс в этой точке, называемый входным импедансом Z_F, равен

$$Z_F = R_R \pm jX_F. \qquad (15.4)$$

Здесь R_R — сопротивление излучения антенны, а X_F — реактивная составляющая входного импеданса. В резонансе X_F должно быть равно нулю, в то время как на частотах выше резонансной импеданс имеет индуктивный характер, а на частотах ниже резонансной — емкостный характер. На практике реактивная составляющая импеданса меняется от нуля до ± 100 Ом.

Импеданс антенны зависит и от других факторов, например от близости ее к поверхности Земли или к проводящим поверхностям. В идеальном случае полуволновой симметричный вибратор имеет сопротивление излучения 73 Ом, а четвертьволновой несимметричный вибратор — 53 Ом. На практике эти сопротивления меняются от 5 до 120 Ом для полуволновой, и от 5 до 80 Ом для четвертьволновой антенны.

Сопротивление антенны можно измерить с помощью измерительного моста. Обычно для этого используется мост Уитстона (гл. 7). Измерения сопротивления излучения более важны. Они не учитывают сопротивление антенны постоянному току, которое мало, за исключением длинных проволочных антенн, применяемых на низких частотах.

На рис. 15.3 проиллюстрирован метод измерения сопротивления излучения антенны. Генератор сигналов настраивается на частоту, на которой должно быть измерено сопротивление антенны, и переключатель SW устанавливается в положение 1. Антенна настраивается на выбранную частоту с помощью переменной индуктивности L до тех пор, пока показания амперметра не достигнут максимального значения I_M. Затем переключатель переводится в положение 2, и емкость C регулируется до получения максимального показания амперметра. Затем регулируется сопротивление R до тех пор, пока амперметр вновь не покажет I_M. Значение R в этом положении равно сопротивлению излучения антенны R_R на выбранной частоте. Излучаемая антенной мощность P_R равна

$$P_R = I_M^2 R_R. \qquad (15.5)$$

Другой путь определения соотношения между излучаемой мощностью и сопротивлением излучения состоит в предположении, что антенна окружена сферой, радиус которой существенно превышает размер антенны и длину излучаемых волн. Таким образом, волны будут распространяться почти нормально к поверхности сферы, и если проинтегрировать переносимую ими мощность по всей поверхности сферы, то мы получим полную излучаемую мощность P_R. В этом случае сопротивление излучения R_R равно

$$R_R = P_R/I^2, \qquad (15.6)$$

где I — входной ток антенны.

R_R также равно сопротивлению антенны, измеренному на входных зажимах, если потери отсутствуют

Принято измерять импеданс антенны во всем рабочем диапазоне частот, чтобы учесть его при конструировании цепей связи.

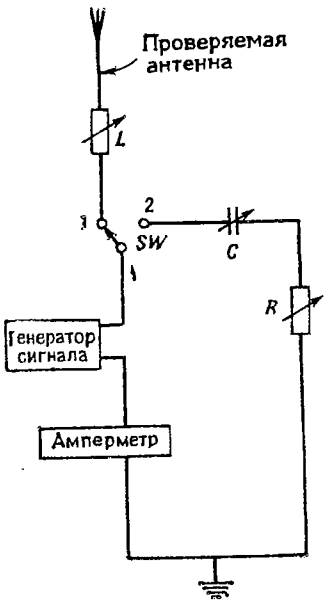


Рис. 15.3. Схема измерения сопротивления излучения антенны.

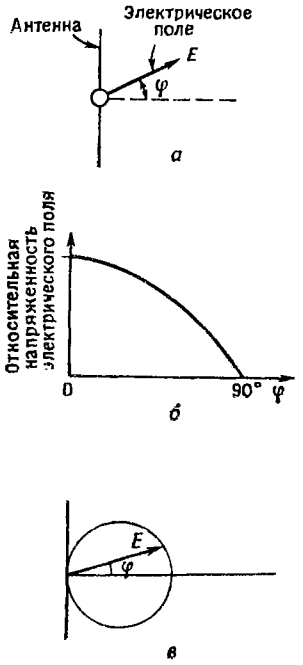


Рис. 15.4. Пример диаграммы направленности излучения антенны: *а* — ориентация антенны, *б* — диаграмма в декартовых координатах, *в* — диаграмма в полярных координатах.

15.2.3. Диаграмма направленности антенны. Антенны обычно конструируют так, чтобы они передавали и принимали сигналы только с нескольких выбранных направлений. Это свойство называется направленностью и играет важную роль для повышения коэффициента усиления и кпд антенны (см. разд. 15.2.4). Диаграмму направленности антенны можно построить в декартовых или полярных координатах, как на рис. 15.4, где показана лишь часть диаграммы, поскольку другая часть симметрична изображенной.

Диаграмму направленности передающей антенны можно снимать, поворачивая ее и измеряя напряженность поля в фиксированной точке на частоте передачи. Для этого можно воспользоваться измерителем напряженности поля, схема которого показана на рис. 15.5. Эти измерения дают диаграмму направленности в полярных координатах, пример такой диаграммы приведен на рис. 15.6. Полярная диаграмма показывает направление, в котором концентрируется энергия антенны, причем это справедливо как для передающих, так и для приемных антенн. Приемная антенна более чувствительна к сигналам, которые приходят в направлении, соответствующем максимуму диаграммы направленности, и наименее чувствительна к сигналам в направлении, соответствующем нулю диаграммы в полярной системе координат



Рис. 15.5. Упрощенная блок-схема измерителя напряженности поля.

15.2.4. Коэффициент усиления антенны. Если антенна излучает одинаковую мощность во всех направлениях, она называется изотропной. Высокий коэффициент усиления можно получить, сконцентрировав энергию антенны в одном направлении для вертикального четвертьволнового вибратора или в двух направлениях для горизонтального диполя. Полная излучаемая энергия не меняется, но она сосредоточивается в заданном направлении. В этом случае коэффициент направленного действия антенны G_D определяется выражением

$$G_D = \frac{\text{Максимальный поток на выходе антенны}}{\text{Поток на выходе изотропной антенны при той же излучаемой мощности}}. \qquad (15.7)$$

Коэффициент направленного действия G_D является мерой увеличения потока мощности за счет сжатия диаграммы направленности антенны. Коэффициент усиления антенны G_P равен

$$G_p = \frac{\text{Максимальный поток на выходе антенны}}{\text{Поток на выходе изотропной антенны при той же входной мощности}} \qquad (15.8)$$

Кпд излучения антенны η_R определяется выражением

$$\eta_R = \frac{\text{Мощность, излучаемая антенной}}{\text{Мощность на выходе антенны}} = \frac{G_p}{G_D}. \qquad (15.9)$$

Антенна может иметь высокий коэффициент направленного действия (G_D), но малый коэффициент усиления (G_p), если потери в ней велики. Это приводит и к малому кпд излучения η_R.

Понятие коэффициента усиления антенны обычно применяют к приемным антеннам. Напряжение на зажимах антенны сравнивают с напряжением на зажимах тонкого проволочного диполя тех же размеров, работающего на той же частоте и на том же расстоянии от передатчика. Обычно коэффициент усиления

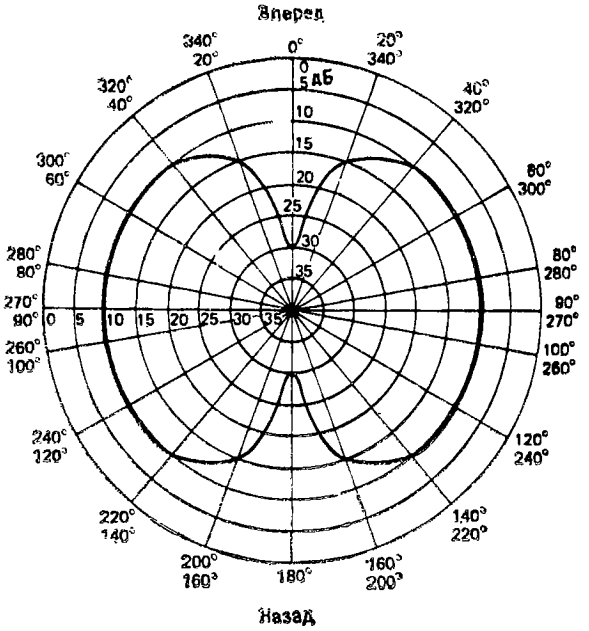


Рис. 15.6. Диаграмма направленности антенны в полярных координатах.

выражают в децибелах по отношению к эталонному диполю. На рис. 15.7 показана типичная зависимость коэффициента усиления антенны от частоты.

Для измерения сигналов, принятых исследуемой антенной и стандартным диполем, можно использовать волномер. Однако важно, чтобы эталонная и исследуемая антенны измерялись в идентичных условиях, так как изменение положения всего на несколько сантиметров может повлиять на диаграмму направленности антенны.

15.2.5. Резонансная частота антенны. Для измерения резонансной частоты антенны пригодны несколько методов. В одном из них к антенне подсоединяется частотно-модулированный ге-

нератор развертки. Выход генератора развертки подсоединен также к пластинам горизонтального отклонения осциллографа, а выход антенны — к пластинам вертикального отклонения. Сигнал на экране осциллографа будет относительно постоянным на частотах, далеких от резонанса, но на резонансной частоте будет наблюдаться спад до нуля или провал. Значение этой частоты фиксируется обычно с помощью генератора меток.

Другой метод измерения резонансной частоты антенны основан на использовании поглощающего частотомера на ламповом генераторе. Прибор подключается к антенне через настроечную или приемную катушки и настраивается на провал. При этом фиксируется резонансная частота. Отсчет следует производить при рабочем положении антенны. Возможно также рассогласо-



Рис. 15.7. Зависимость коэффициента усиления антенны от частоты по отношению к эталонному диполю.



Рис. 15.8. Измерение резонансной частоты антенны с помощью последовательного амперметра.

вание между антенной и устройством подключения. Это может привести к возникновению двух реактивных сопротивлений и в результате их взаимодействия — к добавочным резонансам, а значит, к ошибкам. При измерении резонансной частоты ламповый генератор поглощающего частотомера сначала настраивают на низкую частоту, а затем постепенно повышают ее до появления провала. Этот первый провал соответствует основной резонансной частоте антенны. Последующие провалы, которые появляются при дальнейшем увеличении частоты, являются гармониками, в точности кратными основной частоте.

На рис. 15.8 проиллюстрировано измерение резонансной частоты антенны методом последовательного амперметра. Генератор сигналов перестраивается до получения максимального отклонения амперметра, которое соответствует точке максималь-

ной передачи энергии от генератора к антенне, так как они работают на одной и той же частоте. Значение резонансной частоты определяется по положению ручек настройки генератора сигналов. Хотя метод последовательного амперметра относительно прост, он сталкивается с двумя трудностями: 1) диапазон рабочих частот амперметра ограничен, 2) амперметр потребляет мощность.

На рис. 15.9 приведена схема измерения резонансной частоты с помощью волномера. Этот прибор похож на измеритель напряженности поля (рис. 15.5), но его резонансный контур может настраиваться извне, так что прибор скорее напоминает пиковый детектор. Чтобы измерить резонансную частоту антенны, настраивают резонансный контур до получения максимального показания прибора и отсчитывают резонансную частоту по положению ручек настройки. Для настройки передающей антенны вначале настраивают волномер на рабочую частоту передатчика. Затем регулируют настроечный элемент передающей антенны (индуктивность или емкость) до достижения максимального показания волномера.

15.3. Линии передачи

Линии передачи имеют много применений, в том числе они широко применяются для питания антенн. Обычно невозможно поместить генератор или радиопередатчик точно на входе антенны, как на рис. 15.1. Приходится помещать передатчик на расстоянии, которое может составлять от нескольких метров до нескольких километров, и подавать мощность к антенне с помощью линии передачи.

Линии передачи могут состоять из параллельных проводников, хотя чаще используются коаксиальные кабели. В этом разделе описаны некоторые характеристики линий передачи и методы их измерения, а затем рассмотрены способы обнаружения повреждений в кабелях.

15.3.1. Характеристики линий передачи. Здесь мы введем три параметра линий передачи: коэффициент замедления, волновое сопротивление и коэффициент стоячей волны.

Коэффициент замедления. Радиоволны в свободном пространстве распространяются со скоростью света $3 \cdot 10^8$ м/с. В линии передачи их скорость уменьшается в F раз, где F — коэффициент замедления линии передачи. Значение F меняется в зависимости от конструкции линии. Типичные значения составляют: 0,75 для двухпроводной линии с пластмассовой изоляцией; 0,67 для коаксиальной линии с твердой пластмассовой изоляцией; 0,85 для коаксиальной линии с воздушной изоляцией; 0,97 для открытой воздушной двухпроводной линии.

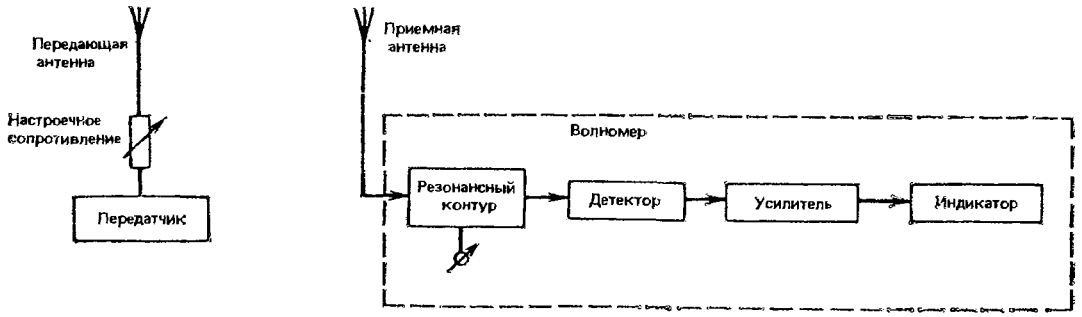


Рис. 15.9. Измерение резонансной частоты антенны с помощью волномера.

Коэффициент замедления изменяет электрическую длину, входящую в выражения (15.1) и (15.2), до следующих значений:

$$E_L = 150\,F/f, \tag{15.10}$$

$$E_L = 75\,F/f. \tag{15.11}$$

Здесь F — коэффициент замедления, f — рабочая частота в мегагерцах, E_L — электрическая длина в метрах.

Волновое сопротивление линии передачи — это сопротивление нагрузки, которое обеспечивает максимальную передачу мощности от источника к нагрузке. Если сопротивление нагрузки отличается от волнового сопротивления линии, то часть мощности отражается назад к источнику.

Волновое сопротивление является мерой распределенных индуктивности и емкости в линии передачи. Если L_d — индуктивность единицы длины, а C_d — емкость единицы длины, то волновое сопротивление Z_c линии равно

$$Z_c = (L_d/C_d)^{1/2}. \tag{15.12}$$

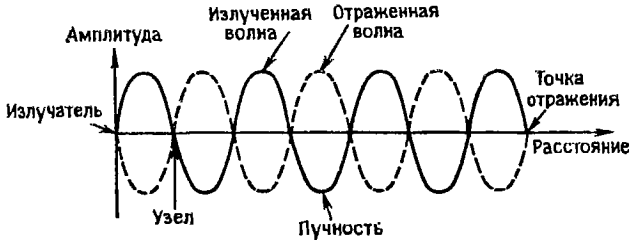


Рис. 15.10. Стоячая волна.

На практике значения волнового сопротивления меняются от 100 до 1000 Ом для параллельных проводов и от 10 до 150 Ом для коаксиальных кабелей.

Коэффициент стоячей волны. Если на выходе линии передачи подключен импеданс, отличающийся от ее волнового сопротивления, часть падающей на нагрузку сигнальной волны отразится обратно. Эта отраженная волна складывается с падающей, и результирующая амплитуда в любой точке является алгебраической суммой амплитуд двух волн (рис. 15.10). Узлы и пучности не движутся относительно линии передачи, т. е. стационарны. Такие волны называются стоячими.

Важным параметром линии передачи, подсоединенной к антенне, является коэффициент стоячей волны. Его определение проиллюстрировано на рис. 15.11, где показана стоячая волна в линии. Если линия на конце разомкнута или короткозамкну-

та (т. е. сопротивление нагрузки равно бесконечности или нулю соответственно), то падающая волна полностью отражается обратно к источнику и $V_1=0$. В разомкнутой линии пучности располагаются вдоль линии через полволны, начиная от разомкнутого конца в обратном направлении. В короткозамкнутой линии узлы располагаются вдоль линии через полволны, начиная от точки короткого замыкания в обратном направлении. Таким образом, хотя разомкнутая и короткозамкнутая линии дают идентичные картины стоячих волн, эти волны сдвинуты относительно друг друга, если судить по положениям узлов и пучностей.

В большинстве систем часть падающей волны поглощается нагрузкой; например, когда нагрузкой является антенна, часть энергии этой волны излучается в окружающее пространство. Следовательно, отраженная волна имеет меньшую амплитуду, чем падающая, и картина стоячей волны имеет вид, представленный на рис. 15.11. Коэффициент стоячей волны (КСВ) определяется отношением ее максимальной и минимальной амплитуд. Можно использовать отношения как напряжений, так и токов; соответствующие коэффициенты обозначаются как КСВН и КСВТ и равны

$$\text{КСВН}=V_2/V_1, \tag{15.13}$$

$$\text{КСВТ}=I_2/I_1. \tag{15.14}$$

Коэффициент стоячей волны можно также выразить с помощью формул (15.15)—(15.18), в которые входят волновые сопротивления, мощность или падающее и отраженное напряжения

$$\text{КСВ}=Z_c/Z_L \quad \text{при} \quad Z_c>Z_L, \tag{15.15}$$

$$\text{КСВ}=Z_L/Z_c \quad \text{при} \quad Z_L>Z_c, \tag{15.16}$$

где Z_c — волновое сопротивление линии передачи, а Z_L — характеристическое сопротивление нагрузки;

$$\text{КСВ}=\frac{1+(P_R/P_F)^{1/2}}{1-(P_R/P_F)^{1/2}}, \tag{15.17}$$

где P_F — мощность, падающая от источника на нагрузку, P_R — мощность, отраженная от нагрузки;

$$\text{КСВ}=\frac{1+V_R/V_F}{1-V_R/V_F}, \tag{15.18}$$

где V_F — напряжение падающей волны и V_R — напряжение отраженной волны.

Когда сопротивление нагрузки равно волновому сопротивлению линии передачи, падающая волна полностью поглощается в нагрузке и отраженная и стоячая волны отсутствуют. В этом

случае на рис. 15.11 V_1 равно V_2 и система является идеальной, ее коэффициент стоячей волны равен 1.

15.3.2. Измерения линий передачи. Коэффициент стоячей волны (КСВ) — это один из основных параметров линии, так как он позволяет проверить согласование между передатчиком, линией передачи и антенной. КСВ зависит от частоты, поскольку маловероятно, чтобы сопротивления источника, линии и нагрузки менялись с частотой одинаковым образом; поэтому КСВ всегда приходится измерять на нескольких частотах.

Для нахождения КСВ можно использовать любое из выражений (15.13)—(15.18); существуют приборы для измерения КСВ, основанные на этих уравнениях. В большинстве недорогих систем измеряемым параметром служат напряжение или ток. Эти приборы дают правильные показания лишь в тех случаях, когда нагрузка не слишком реактивна, т. е. измеряемый КСВ мал. Прибор включается в линию в точке присоединения нагрузки или на расстоянии половины длины волны от этой точки. Это обычно означает, что линия передачи должна иметь длину, равную полному значению ее электрической длины в соответствии с выражениями (15.10) или (15.11).

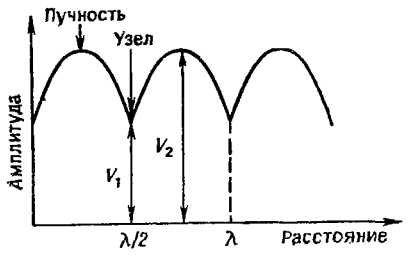


Рис. 15.11. Определение коэффициента стоячей волны (КСВ$=V_2/V_1$).

Измерители КСВ, основанные на измерениях мощности, дают результаты, которые не зависят от длины линии. В этом случае применяют ваттметр для измерения активной высокочастотной мощности. Ваттметр подключается через направленный ответвитель и измеряет независимо мощности падающей и отраженной волн; КСВ рассчитывается по формуле (15.17).

Сопротивление излучения антенны можно измерять с помощью моста сопротивлений, одновременно вычисляя КСВ из выражений (15.15) или (15.16). На рис. 15.12 показана схема моста Уитстона, в котором три плеча образованы резисторами R_A, R_B и R_X, а сопротивление излучения антенны образует четвертое плечо. Питание моста осуществляется от маломощного высокочастотного генератора сигналов. Сопротивление R_X выбирается в зависимости от типа антенны, т. е. от того, является система 50-омной или 75-омной. При измерениях переключатель SW вначале устанавливается в положение 1 и значение R_Y регулируется до отклонения индикатора на всю шкалу. Выпол-

ниив калибровку прибора, SW переключают в положение 2 и считывают значение КСВ непосредственно с индикатора.

Другая схема измерителя КСВ изображена на рис. 15.13. Приемное устройство состоит из трех проводников: средний про-

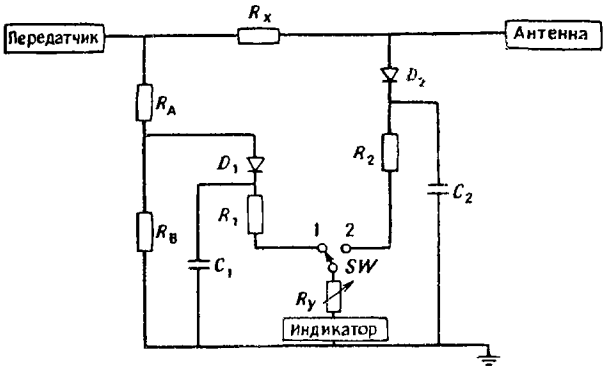


Рис. 15.12. Схема измерителя КСВ на основе моста Уитстона.

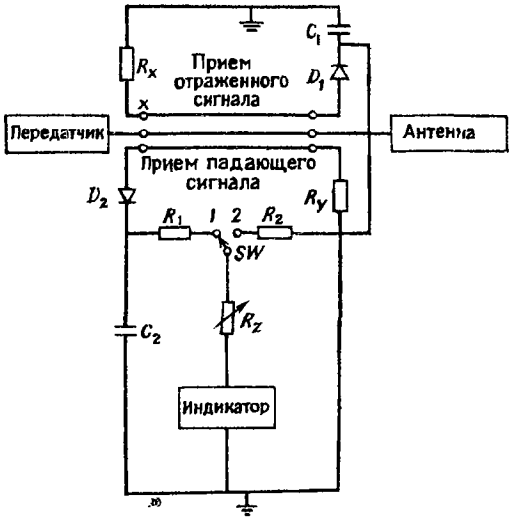


Рис. 15.13. Схема измерителя КСВ на основе измерения напряжений падающей и отраженной волн.

водник является сердечником линии передачи, а два внешних проводника удалены от него на равные расстояния. Обычно это приемное устройство выполняется на печатной плате. Сопротивления R_X и R_Y выбираются равными волновому сопротивлению линии, т. е. 50 или 75 Ом. В рабочем режиме любой высокочас-

тотный сигнал, поступающий на приемные проводники, выпрямляется диодами D_1 или D_2, сглаживается конденсаторами C_1 или C_2 и затем подается на индикатор в виде сигнала постоянного тока. Падающий сигнал от передатчика к антенне улавливается приемным проводником падающего сигнала, но поглощается в резисторе R_X, так что падающее напряжение отсутствует на приемной линии отраженного сигнала за точкой X. Однако этот сигнал сохраняется в приемном проводнике падающего сигнала и поступает на индикатор. Аналогичным образом отраженный сигнал улавливается приемным проводником отраженного сигнала, но поглощается в резисторе R_Y приемной линии падающего сигнала.

При проведении измерений переключатель SW устанавливается в положение 1 и потенциометр R_Z регулируется таким образом, чтобы получить отсчет в заданной при калибровке точке. Затем SW переключается в положение 2 и значение КСВ считывается с индикатора.

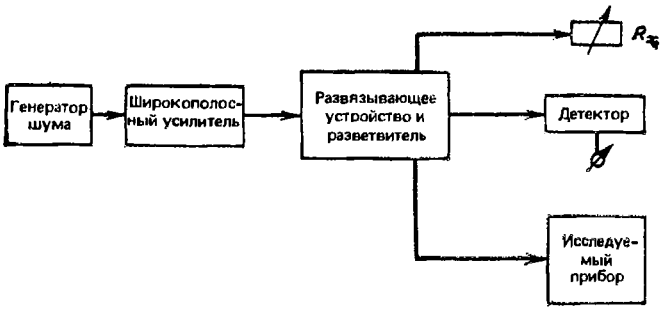


Рис. 15.14. Упрощенная блок-схема моста для измерения полных сопротивлений с питанием от источника шума.

Хорошая антенна имеет коэффициент стоячей волны от 1 до 1,2. Плохие антенны имеют КСВ более 1,5, а большинство измерителей КСВ ограничиваются значениями, равными 3.

Приборы обычно бывают многоцелевыми, например, сочетают измерения КСВ, напряженности поля и выходной мощности. На рис. 15.14 показана блок-схема моста сопротивлений с шумовым источником. Этот недорогой прибор предназначен для измерения ряда параметров антенн и линий передачи. Генератор шума создает псевдогауссов шум с широким спектром. Он усиливается, проходит через развязывающее устройство и разветвляется на три выхода. Детектор указывает уровень принятого сигнала и регистрирует высокий уровень шума на всех частотах, не совпадающих с резонансной частотой исследуемого прибора (обычно это антенна или линия передачи).

Электрическая длина линии передачи отличается от ее физической длины на коэффициент замедления F. С помощью моста с генератором шума можно найти истинную физическую длину линии, соответствующую электрической длине $\lambda/2$. Вначале длина линии передачи выбирается несколько больше, чем это следует из выражений (15.10) или (15.11); устанавливается малое значение R_x, один конец исследуемого кабеля присоединяется к гнезду прибора, а другой закорачивается. Детектор настраивается на частоту, при которой длина кабеля составляет половину длины волны, затем частота медленно уменьшается, пока показание детектора не станет равным нулю. Теперь кабель постепенно отрезается небольшими кусочками. После удаления каждого кусочка конец кабеля вновь закорачивается, и измерение повторяется до тех пор, пока не будет достигнуто нулевое показание на нужной частоте.

15.3.3. Обнаружение повреждений кабеля. Существует несколько методов обнаружения повреждений в кабелях, например

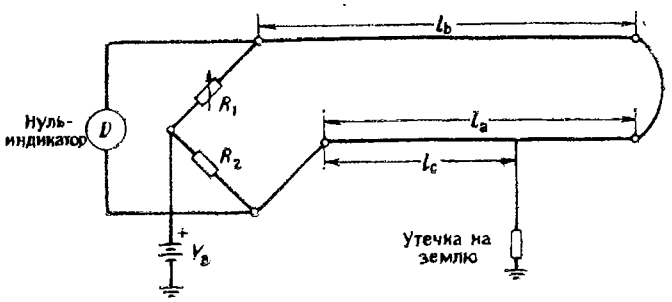


Рис. 15.15. Схема обнаружения повреждений в кабелях с помощью мостовой схемы для определения места замыкания на землю.

в телефонных линиях или линиях электропередачи. Обычно повреждение заключается в коротком замыкании между проводником и землей. Большинство приборов основывается на применении моста Уитстона. Здесь мы рассмотрим два метода определения повреждений — с помощью схемы для определения места замыкания на землю и с помощью моста Варлея.

На рис. 15.15 приведена мостовая схема определения места замыкания на землю. Предположим, что поврежденный проводник имеет длину l_a и что повреждение возникло на расстоянии l_c от одного из концов. Этот проводник и соседний исправный проводник включены в схему моста, как показано на рисунке, а их дальние концы короткозамкнуты. Предположим, что исправный проводник имеет длину l_b, хотя в многожильном кабеле длины l_a и l_b равны. Если R_x — полное сопротивление петли, со-

стоящей из (l_a+l_b); а R_y — сопротивление поврежденного проводника на зажимах моста (создаваемое l_c), то при равновесии моста сопротивление R_y определяется выражением

$$R_y=R_2R_x/(R_1+R_2). \qquad (15.19)$$

Для проводников однородного поперечного сечения сопротивление пропорционально длине, так что выражение (15.19) можно переписать в виде

$$l_c=R_2(l_a+l_b)/(R_1+R_2). \qquad (15.20)$$

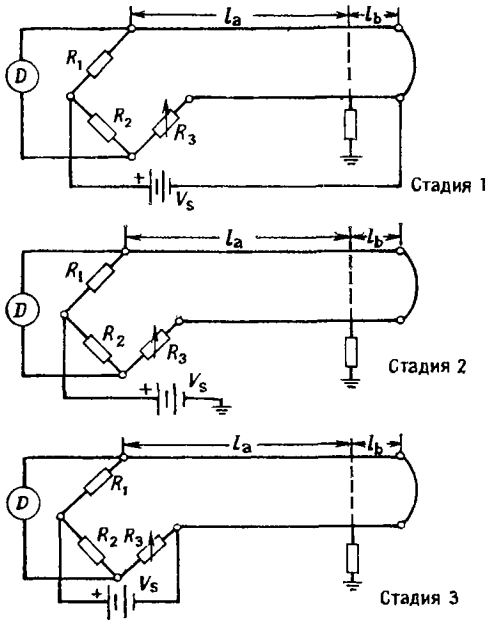


Рис. 15.16. Схема обнаружения повреждений в кабелях с помощью моста Варлея.

Если $l_a=l_b=l$, получаем

$$l_c=2R_2l/(R_1+R_2). \qquad (15.21)$$

Рассмотренный метод позволяет точно обнаруживать места замыканий на землю с малым сопротивлением. Если замыкание на землю имеет высокое сопротивление, низковольтная батарея V_B непригодна и требуется источник высокого напряжения.

На рис. 15.16 представлены три стадии измерения с помощью моста Варлея. Он представляет собой модификацию метода определения замыкания на землю, в которой применен мост

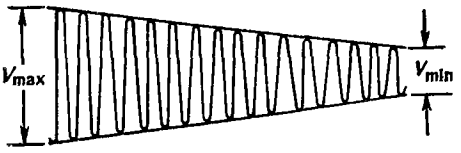


Рис. 15.18. Зависимость амплитуды огибающей АМ-сигнала от амплитуды модулирующего сигнала.

широкого динамического диапазона, достигающего 70 дБ, анализатор спектра с логарифмическим масштабом изображений позволяет измерять глубину модуляции до 0,06%.

15.4.3. Измерения с помощью анализатора спектра. Если монохроматический высокочастотный сигнал на несущей частоте f_c промодулировать по амплитуде сигналом частоты f_m, результирующий модулированный сигнал будет содержать три высокие частоты: исходную несущую f_c, верхнюю боковую частоту (f_c+f_m) и нижнюю боковую частоту (f_c-f_m). Анализатор спектра позволяет разбить модулированный сигнал на его три частотные составляющие и отобразить их на экране (рис. 15.19, *а*). Теперь можно измерить амплитуды V_1 и V_2 и определить глубину амплитудной модуляции в процентах:

$$A_M = (2V_2/V_1) \cdot 100\%. \qquad (15.26)$$

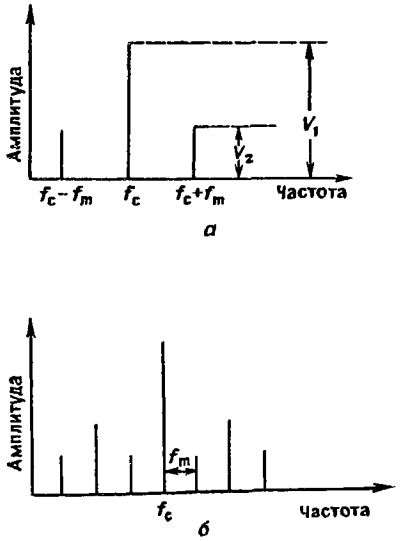


Рис. 15.19. Изображения сигналов на экране анализатора спектра: *а* — амплитудно-модулированного, *б* — частотно-модулированного.

Таблица 15.1

Соотношение между числом пар боковых составляющих и индексом модуляции частотно-модулированного сигнала

Число пар боковых частот	2	3	4	6	7	8	11	12	15	18	23
Индекс модуляции I_M	0,5	1	2	3	4	5	7	8	11	14	18

Здесь предполагается, что модуляция линейна, т. е. сигналы на боковых частотах имеют одинаковые амплитуды и отстоят от несущей на равные интервалы по частоте.

Если наблюдать на экране анализатора спектра ЧМ-сигнал, получается изображение, как на рис. 15.19, *б*. Амплитуды составляющих в боковых полосах могут меняться, хотя число боковых составляющих прямо связано с индексом модуляции I_M и приведено в табл. 15.1. Разнесение между боковыми составляющими равно частоте модулирующего сигнала. Чтобы найти максимальную девиацию частоты, определяют на экране анализатора спектра значение f_m. Индекс модуляции I_M находится подсчетом числа пар боковых составляющих, а затем по табл. 15.1. Теперь вычисляется значение f_D:

$$f_D = I_M f_m. \qquad (15.27)$$

15.4.4. Измерения с помощью измерителя мощности. Глубину модуляции сигнала можно определить с помощью измерителя мощности. Однако необходимо использовать прибор, основанный на измерении истинной мощности, например, тепловыми методами, поскольку приборы, основанные на других методах, приведут к ошибкам. Чтобы определить глубину модуляции, измеряют мощность сигнала в отсутствие модуляции P_0 и при заданной глубине модуляции P_M. Глубина модуляции находится по формуле

$$\text{Глубина модуляции} = [2(P_M - 1)/P_0]^{1/2} \cdot 100\%. \qquad (15.28)$$

Точность определения с помощью измерителя мощности ограничивается разрешением прибора. Данный метод обычно не применяется при измерении глубины модуляции менее 50%. Недостатком является также необходимость включения и выключения модуляции измеряемого сигнала.

15.4.5. Измерители глубины модуляции (модулометры). Наиболее распространенным средством измерения глубины модуляции передаваемого сигнала служит измеритель глубины мо-

дуляции. Существует множество типов таких приборов, от дешевых с ограниченным диапазоном измеряемых частот модуляции, до дорогих с микропроцессорным управлением. Последние могут работать в широком диапазоне частот модуляции и измерять не только глубину модуляции, но и другие параметры, например отношение сигнала к шуму и искажения.

Подключение. Измеритель глубины модуляции можно подключать непосредственно только к маломощным передатчикам с уровнями мощности ниже 1 Вт. При более высокой мощности входные цепи прибора могут быть повреждены, поэтому применяют аттенюаторы, как правило встроенные в прибор. При мощности сигнала более 10 Вт аттенюаторы дороги; в этом случае связывают измеритель глубины модуляции с передатчиком через антенны, как на рис. 15.20, *а*. Однако возникает риск по-

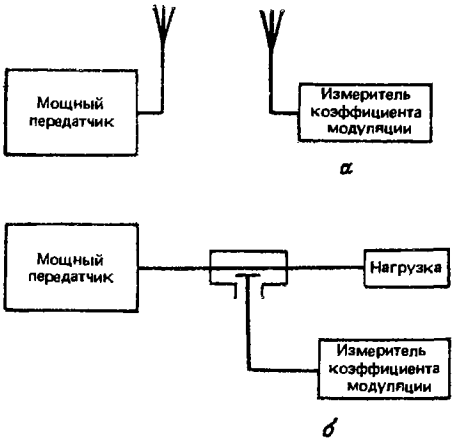


Рис. 15.20. Подключение измерителя коэффициента модуляции к мощному передатчику: *а* — связь через антенну, *б* — емкостная связь.

мех от других близкорасположенных передатчиков, хотя измерители глубины модуляции делают малочувствительными, чтобы уменьшить влияние помех. Помехи сильнее сказываются на приборах с автоматической настройкой, поскольку вручную удается точнее настроиться на нужный передатчик. К сожалению, измерители глубины модуляции имеют широкополосный вход, поэтому помехи от соседних каналов все же сказываются на их работе.

Для подключения измерителя к мощной системе можно использовать емкостную связь, как на рис. 15.20, *б*. Такой метод пригоден для передатчиков мощностью до 1 кВт и обеспечивает развязку между передатчиком и прибором на уровне 50 дБ на частоте 20 МГц.

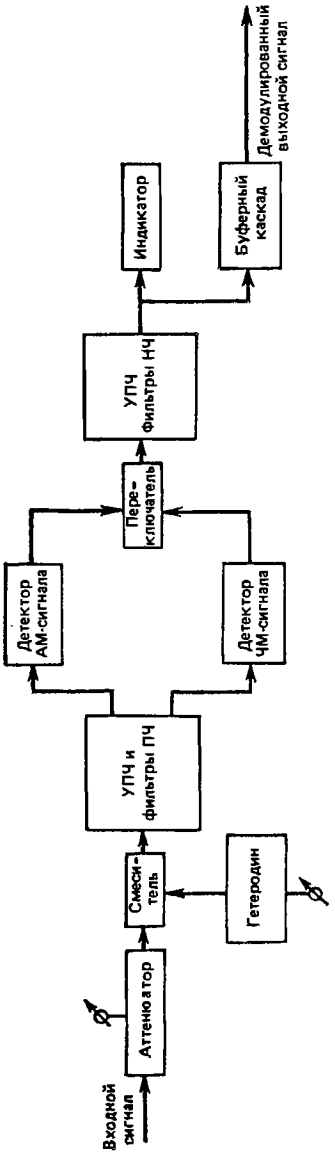


Рис. 15.21. Блок-схема измерителя коэффициента модуляции.

Устройство. На рис. 15.21 приведена упрощенная блок-схема измерителя глубины модуляции. Измеряемый сигнал поступает в регулируемый аттенюатор. Это предохраняет входные цепи прибора от сигналов высокого уровня мощности и позволяет сконструировать смеситель с хорошей линейностью и низким уровнем шума, поскольку не требуется работа смесителя при изменении уровня сигнала в широких пределах, т. е. не нужен широкий динамический диапазон.

В каскаде смешения входной сигнал смешивается с сигналом гетеродина. Важным требованием к гетеродину измерителя глубины модуляции является низкий уровень шума, поскольку шум на выходе смесителя будет приводить к погрешностям. Сигнал промежуточной частоты со смесителя усиливается. При измерении широкополосных сигналов, например сигналов стереорадиовещания, фильтры промежуточной частоты не применяют. Для АМ-сигналов принято устанавливать после каскада усиления фильтры, которые ограничивают полосу частот до 10 кГц. При измерениях некоторых систем, например передвижных радиопередатчиков, применяют фильтры с еще более узкой полосой пропускания.

По выбору оператора сигнал промежуточной частоты демодулируется амплитудным или частотным детектором.

Фазовая модуляция обычно получается из частотной путем интегрирования сигнала. На выходе детектора получается сигнал с амплитудой, пропорциональной глубине модуляции. Этот низкочастотный сигнал усиливается и через буферный каскад подается на другие приборы. Сигнал также измеряется (обычно регистрируется его максимальное значение), и индикатор показывает глубину модуляции. После каскада усиления низкой частоты могут включаться низкочастотные фильтры, чтобы сузить полосу низких частот, например, для уменьшения шумов.

Автоматическая настройка. Измеритель глубины модуляции можно настраивать вручную, меняя частоту гетеродина, как указано на рис. 15.21, до получения нужного значения промежуточной частоты. Для этого оператор должен знать приблизительное значение частоты входного сигнала. Этот метод настройки очень медленный.

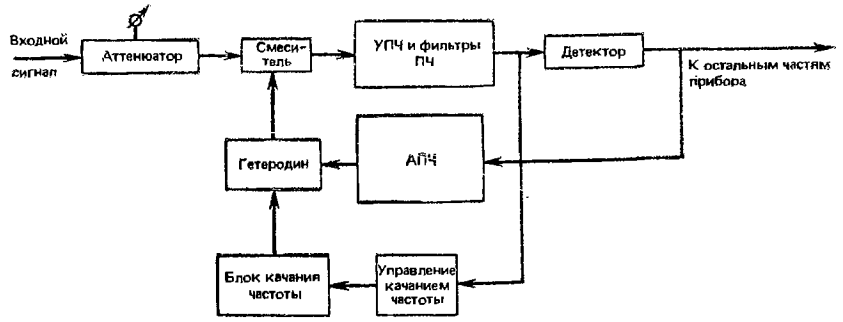


Рис. 15.22. Часть схемы измерителя коэффициента модуляции, обеспечивающая автоматическую настройку.

В современных измерителях глубины модуляции применяются системы автоматической настройки. Это позволяет уменьшить время настройки до одной-двух секунд, что существенно меньше времени ручной настройки. В дорогих приборах в качестве гетеродина используется синтезатор частот, а его частота управляется микропроцессором. Этот прибор можно настраивать и вручную на любую заданную частоту, вводя ее значение с панели управления. В режиме автоматической настройки микропроцессор регулирует частоту гетеродина, до тех пор пока не появится сигнал в каскаде промежуточной частоты. Основываясь на этих данных, микропроцессор вычисляет частоту входного сигнала и устанавливает гетеродин на оптимальную частоту.

В недорогих приборах используется метод качания частоты, проиллюстрированный на рис. 15.22. Схема управления перестраивает частоту гетеродина до тех пор, пока на выходе смесителя не будет зарегистрирован сигнал достаточного уровня.

При этом качание частоты прекращается, т. е. частота гетеродина приобретает фиксированное значение. Затем включается схема автоматической подстройки частоты, которая осуществляет тонкую настройку частоты гетеродина, обеспечивая оптимальный сигнал на выходе смесителя.

Расширение диапазона частот. На рис. 15.23 проиллюстрирован метод расширения диапазона частот измерителя глубины модуляции за пределы, обеспечиваемые его гетеродином. В схеме применены внешние смеситель и гетеродин, причем внешний гетеродин настроен так, чтобы его смеситель давал на выходе частоту, попадающую в диапазон частот прибора.

Погрешности. При использовании измерителя глубины модуляции погрешности возникают по нескольким причинам. Наиболее существенной из них является шум, так как он приводит к ошибочным показаниям и ограничивает динамический диапа-

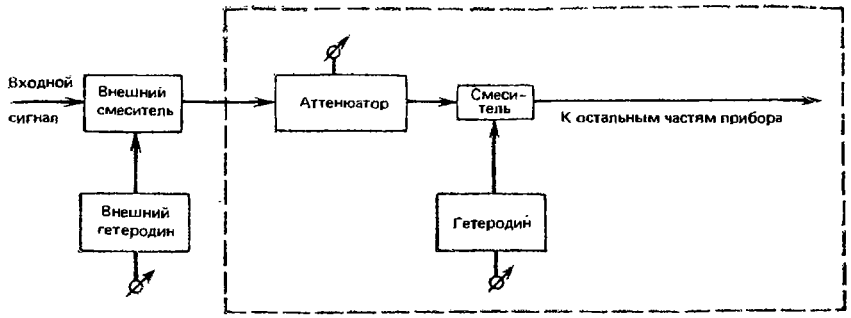


Рис. 15.23. Часть схемы измерителя коэффициента модуляции, обеспечивающая расширение его диапазона частот.

зон прибора. Основные причины шумовых погрешностей — это шум во входном сигнале, шум, сопровождающий работу детектора, и шум гетеродина. Подобрав очень узкополосный фильтр низких частот, можно уменьшить влияние шума. Однако в итоге именно шум гетеродина ограничивает возможности измерителя глубины модуляции.

На рис. 15.24 показан способ уменьшения погрешностей измерителя глубины модуляции, основанный на подключении внешнего малошумящего гетеродина. Внутренний гетеродин отключается. Если W_i — уровень шума прибора, а W_R — необходимый при измерениях уровень шума, то допустимый уровень шума внешнего гетеродина равен

$$W_o < (W_R - W_i)/N, \qquad (15.29)$$

где N — целое число.

Чтобы уменьшить неизбежный шум, на внешний гетеродин налагаются определенные условия. Число N должно быть ма-

лым. Если f_s — частота сигнала, f_i — промежуточная частота, то частота внешнего гетеродина равна

$$f_o = (f_s + f_i)/N. \qquad (15.30)$$

Здесь N — то же число, что и в выражении (15.29).

Остаточный АМ-шум в измерителе глубины модуляции обусловлен улавливанием паразитных сигналов элементами каскадов звуковой частоты, фоном источника мощности, тепловым шумом усилительных каскадов. Это приводит к вариациям амплитуды огибающей высокочастотного сигнала при выключенной амплитудной или частотной модуляции в передатчике. Для АМ-сигнала остаточный шум можно измерить, зафиксировав показания измерителя глубины модуляции при уровнях модуляции передатчика, равных 0 и 100%, и выразив их отношение

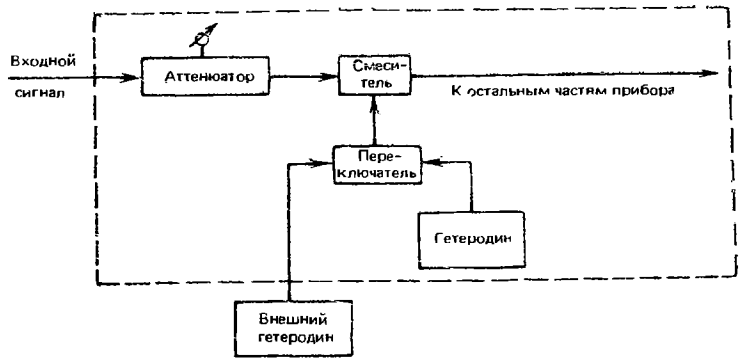


Рис. 15.24. Часть схемы измерителя коэффициента модуляции показывающая подключение внешнего гетеродина.

в децибелах. Для ЧМ-сигнала остаточный АМ-шум в отсутствие частотной модуляции — это отношение максимального значения огибающей сигнала к среднему выпрямленному напряжению.

Остаточный ЧМ-шум определяется отношением выходных сигналов измерителя глубины модуляции при максимальной девиации системы и в отсутствие входного звукового сигнала. Для АМ-передатчика за уровень отсчета принимается выходной сигнал частотного детектора при известной девиации ЧМ-сигнала, например 1 кГц; выходной сигнал ЧМ-детектора измеряется при наличии и отсутствии амплитудной модуляции.

Любой АМ-сигнал в некоторой степени является и частотно-модулированным, так же как ЧМ-сигнал несет на себе следы амплитудной модуляции. Это обусловлено паразитной модуля-

цией. Измеритель глубины модуляции будет давать отсчет, который равен сумме обоих модуляционных процессов, что приведет к ошибкам. АМ-источник производит частотную модуляцию из-за вариаций емкостных связей в модуляторе или усилительных каскадах, что приводит к смещениям фазы сигнала. ЧМ-источник производит амплитудную модуляцию, если используемые фильтры не обладают плоскими частотными характеристиками.

Поскольку не существует фиксированного соотношения между фазами основного сигнала и паразитных модуляционных составляющих, их влияние трудно компенсировать. Для большинства измерителей глубины модуляции указывается возможный уровень шумовой модуляции, и это следует учитывать при проведении измерений. В разд. 15.4.6 описано, как можно в случае необходимости измерить паразитную модуляцию.

Измеритель глубины модуляции может дать ошибочное показание и в том случае, когда число модулированных входных сигналов больше одного, так как в этом случае сигналы будут создавать взаимные помехи. В худшем случае прибор может даже настроиться на неправильный сигнал, особенно если он работает в режиме автоматической настройки. Поэтому важно уменьшить возможность приема нескольких входных сигналов и для этого обеспечить эффективную связь измерителя с нужным источником сигнала.

Входная цепь измерителя глубины модуляций — нерезонансная, поэтому она будет реагировать на гармоники во входном сигнале. Эти гармоники будут смешиваться с частотой гетеродина и ее гармониками. В результате на выходе смесителя появится несколько сигналов, многие из которых могут попасть в полосу пропускания каскада промежуточной частоты и будут продетектированы, что приведет к ошибкам. Их можно уменьшить с помощью фильтров, которые не допустят попадания гармоник сигнала в измеритель глубины модуляции, и внешнего гетеродина с низким содержанием гармоник.

15.4.6. Другие применения измерителя глубины модуляции. Обычно в измерителе глубины модуляции предусматривается возможность измерения некоторых других параметров наряду с основным. Некоторые из этих дополнительных видов измерений описаны в этом разделе, причем основной измеритель глубины модуляции используется здесь как часть измерительной схемы.

Отношение сигнала к шуму. Схема для его измерения показана на рис. 15.25. Демодулированный сигнал от измерителя глубины модуляции проходит через полосовой фильтр, а затем, для ЧМ-сигналов, через схему коррекции предыскажений. Она

характеризуется постоянными времени 75 мкс для ЧМ-радиовещания и 750 мкс для узкополосных радиопередатчиков. Применяются два распространенных типа схем с весовой обработкой шума. Для измерений шума узкополосных радиопередатчиков применяется телефонный псофометрический фильтр с весовой обработкой сигнала (МККТТ), а для ЧМ-радиовещательных систем — радиовещательная псофометрическая схема с весовой обработкой информации (МККР). При проведении измерений сигнал модулируется испытательной частотой и индикатор устанавливается на нулевую отметку. Затем испытательная модуляция выключается и производится второй отсчет, который указывает остаточную модуляцию, обусловленную шумами в схеме и другими причинами. После этого вычисляется отношение сигнала к шуму.



Рис. 15.25. Схема включения измерителя коэффициента модуляции для определения отношения сигнала к шуму.

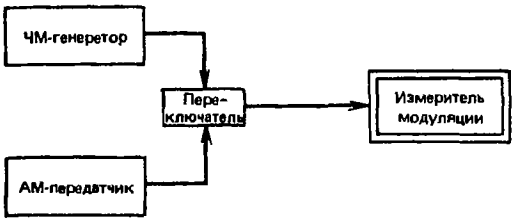


Рис. 15.26. Схема включения измерителя коэффициента модуляции для измерения паразитной частотной модуляции сигнала АМ-передатчика.

Паразитная модуляция. Как упоминалось в разд. 15.4.5, паразитная модуляция представляет собой нежелательную составляющую модуляции, т. е. амплитудную модуляцию ЧМ-сигнала или частотную модуляцию АМ-сигнала. Ее можно измерить так же, как и нормальную модуляцию, но в этом случае применяется АМ- или ЧМ-генератор сигналов для создания уровня отсчета.

На рис. 15.26 показана схема измерения паразитной частотной модуляции сигнала АМ-передатчика. ЧМ-генератор сигналов используется как опорный для установки измерителя на нулевую отметку. Затем прибор переключается на сигнал АМ-передатчика и производится отсчет паразитной ЧМ-составляющей этого источника.

На результаты измерения паразитной модуляции оказывают влияние характеристики измерителя глубины модуляции. Например, амплитудная модуляция ЧМ-сигнала вызывается его прохождением через фильтры прибора.

Модуляционный шум. На вход прибора подается испытательный модулированный сигнал, который характеризуется девиацией частоты около 10 кГц в случае частотной модуляции и глубиной модуляции 30% в случае амплитудной модуляции. При этом показания прибора устанавливаются на нулевую отметку. Затем модуляция выключается и регистрируется модуляционный шум, который обычно выражается как эквивалентная девиация частоты или глубина амплитудной модуляции.

Искажения. Их можно измерить, подав демодулированный выходной сигнал с измерителя глубины модуляции на измеритель искажений. Иногда возможность измерения искажений придается самому измерителю глубины модуляции, так что обе функции совмещаются в одном приборе.

Амплитудно-частотная характеристика. Измерение амплитудно-частотной характеристики передатчика проводят, меняя частоту модуляции и фиксируя результат измерителем глубины модуляции. При этом нужно тщательно выбирать фильтр низких частот, чтобы его параметры не оказывали влияния на результаты. При проведении испытаний ЧМ-передатчика принято вводить в схему соответствующую коррекцию предыскажений, создаваемых передатчиком.

Глава 16

АНАЛИЗ ЦИФРОВЫХ СХЕМ

16.1. Введение

В этой главе описано оборудование, применяемое для анализа интегральных схем (ИС). Оно охватывает широкий диапазон приборов от простых логических импульсных генераторов и зондов, которые используются для последовательной проверки узлов аппаратуры, до более сложных испытательных устройств, таких, как сигнатурные и логические анализаторы и системы разработки программ для изделий с программным обеспечением.

16.2. Зонды, импульсные генераторы и зажимы

Зонд логических состояний — ручной прибор, по форме очень похожий на карандаш с остро заточенным концом. Он измеряет уровень напряжения в той точке схемы, которой он касается. На рис. 16.1 показана блок-схема зонда. Он может иметь переключатель для измерения разных логических уровней, например транзисторно-транзисторных логических схем (ТТЛ) или комплементарных МОП-структур. Обычно максимальное напряжение составляет 20 В, и на входе зонда имеется защитная схема, экранирующая зонд от высоких уровней напряжения и тока.

Зонд показывает, превышает или нет входное напряжение пороговые уровни для рассматриваемого семейства логических элементов. Некоторые зонды имеют единственный световой индикатор, включение или выключение которого соответствует одному из двух логических уровней. При наличии неисправности индикатор горит вполнакала. Некоторые зонды имеют цветные индикаторы для обозначения различных логических состояний. Существуют также расширители импульсов, которые могут расширять импульсы до 10 мс, так что они поддаются регистрации. Последовательности импульсов с частотами до 50 МГц также расширяются, что приводит к миганию индикатора с частотой около 10 Гц.

Логические зажимы конструируются так, чтобы их можно было присоединять к интегральным схемам. Каждому выводу прибора соответствует свой индикатор. Логический зажим присоединяется к выводу источника питания и содержит собствен-

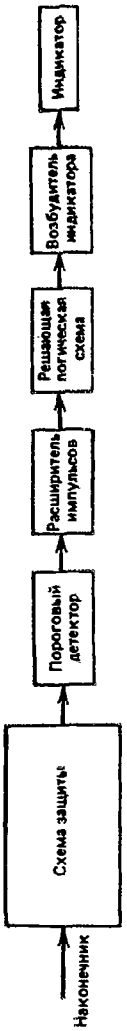


Рис. 16.1. Блок-схема типичного логического зонда.

ный избирательный логический элемент для автоматического поиска этого вывода.

Логический импульсный генератор представляет собой генератор импульсов, который также изготовлен в виде карандаша с тонким наконечником. Он способен подавать импульсы напряжения и тока к любому узлу схемы и обычно применяется в сочетании с логическими пробниками и зажимами. Генератор может давать на выходе импульсы тока свыше 0,5 А. Этого достаточно, чтобы блокировать логические уровни в любом узле, на который подается ток. Поскольку импульс тока имеет длительность менее 300 нс, его энергия невелика и он не может повредить ни один из компонентов схемы. Кнопки управления на корпусе генератора позволяют запускать его в различных режимах: однократных импульсов, последовательности импульсов или пакета импульсов.

Логический токовый детектор по внешнему виду напоминает зонд логических состояний, но в отличие от него чувствителен к импульсному току в схеме, а не к уровням напряжения. Его тонкий наконечник реагирует на магнитное поле тока; типичный диапазон измеряемых токов составляет от 1 мА до 1 А. Когда детектируется ток, загорается световой индикатор. Прибор можно использовать для регистрации тока в многослойных печатных платах, его чувствительность регулируется с помощью кнопки на корпусе.

Еще один прибор, который используется главным образом для обнаружения неисправных компонентов в логических схемах, — логический компаратор, схема которого показана на рис. 16.2. Его действие основано на подаче идентичных последовательностей входных сигналов на образцовый и исследуемый компоненты и выявлении неисправности, если выходные сигналы различаются. Образцовая схема обычно монтируется в корпус логического компаратора, а к исследуемой схеме крепится специальный зондовый зажим.

16.3. Сигнатурный анализ

Методы и аппаратура для сигнатурного анализа были созданы главным образом с целью устранения неисправностей оборудования, особенно в условиях эксплуатации. При поиске неисправности в аналоговой системе инженер обычно пользуется схемой, на которой указаны уровни напряжений и формы сигналов в различных узлах. Последовательно проверяя узлы схемы, можно обнаружить и устранить источник неисправности.

В цифровых схемах сигналы в узлах состоят из логических единиц и нулей. Поток данных в контрольных точках может быть очень сложным, отказы вызываются константными логическими единицами и нулями или ошибками синхронизации. Анализ таких схем заключается в подаче соответствующих входных сигналов и записи данных на выходе в удобной форме. Сигнатурные анализаторы обычно преобразуют потоки бит в различных узлах в небольшое число шестнадцатеричных чисел, которые образуют сигнатуру схемы в данном узле. Если схема устройства снабжена сигнатурами, которые характерны для исправного устройства, производится последовательная проверка узлов, пока не будет обнаружен узел, имеющий ошибочную сигнатуру.

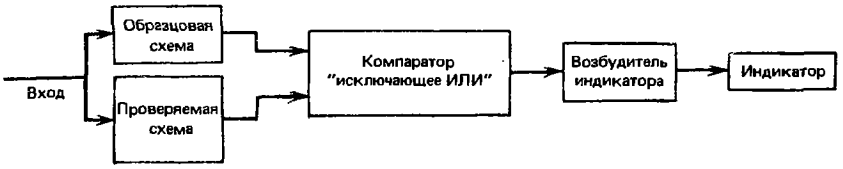


Рис. 16.2. Блок-схема логического компаратора.

Сигнатурный анализ не следует путать с анализом переходов, который представляет собой давно сформировавшийся метод устранения неисправностей в цифровых устройствах. Метод переходов заключается в подсчете изменений логических состояний в узлах в течение определенного временного интервала и сравнении полученного результата с ожидаемым для исправной схемы. В разд. 16.3.2 будет показано, что сигнатурный анализ является значительно более эффективным средством обнаружения неисправностей, чем подсчет переходов.

16.3.1. Принцип сигнатурного анализа. Метод сигнатурного анализа основан на контроле циклическим избыточным кодом, который генерируется с помощью генератора псевдослучайной двоичной последовательности. Псевдослучайная двоичная последовательность — это последовательность логических единиц и нулей, которая выглядит как случайная, но на самом деле

повторяется с некоторой периодичностью. Генератор псевдослучайной двоичной последовательности характеризуется битовой длиной q, т. е. генерирует последовательность из $(2^q - 1)$ бит, которая затем повторяется. Она охватывает все возможные состояния с q битами, за исключением состояния с одними нулями.

На рис. 16.3 представлена блок-схема трехразрядного генератора псевдослучайной последовательности. Схема сложения по модулю 2 дает на выходе логический нуль, лишь если сумма по модулю 2 всех ее входных сигналов равна нулю. На рис. 16.4 проиллюстрирована работа этой схемы в предположении об отсутствии сигналов на входе I_D. Предполагается следующее исходное состояние регистров: $Q_1 = 0$, $Q_2 = 1$, $Q_3 = 0$. От Q_1 и Q_3 имеется обратная связь на схему суммирования по модулю 2, и поскольку на обоих ее входах имеют место нули, на выходе D_1 также получается нуль. Следовательно, после первого тактового импульса Q_1 переходит в состояние 0 и все состояния смещаются вправо.

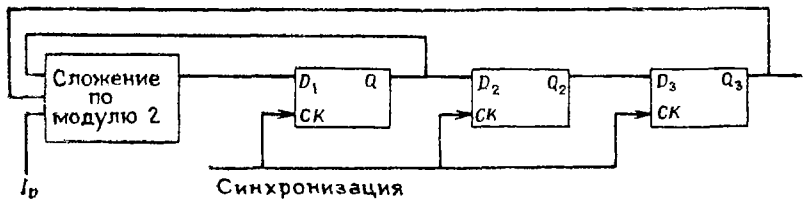


Рис. 16.3. Трехразрядный генератор псевдослучайной двоичной последовательности.

В конце первого тактового импульса один из входов схемы суммирования по модулю 2 находится в состоянии логической единицы, так что выходной сигнал на D_1 также равен единице. Следовательно, при втором тактовом импульсе эта единица поступит в Q_1. Последовательность продолжается до тех пор, пока после третьего тактового импульса регистры Q_1, Q_2 и Q_3 не перейдут в состояние логической единицы. Теперь на выходе схемы суммирования по модулю 2 будет логический нуль, который поступит на Q_1 под действием четвертого тактового импульса.

Из рассмотрения рис. 16.4 следует, что имеет место генерация последовательности, состоящей из $(2^3 - 1)$, т. е. из 7 структур, причем эта последовательность представляется случайной, но повторяется через каждые 7 тактовых импульсов.

Если на вход генератора псевдослучайной двоичной последовательности, схема которого изображена на рис. 16.3, поступает поток данных I_D, то последовательность меняется в зависимости от характера входных данных. Предположим, что входные дан-

ные представляют собой повторяющийся двоичный поток вида 0101111000. Его воздействие на генератор псевдослучайной двоичной последовательности проиллюстрировано на рис. 16.5. В исходной позиции вход данных I_D и цепи обратной связи от Q_1 и Q_3 находятся в состоянии логического нуля, поэтому и $D_1=0$. Это состояние поступает на Q_1 под действием первого тактового импульса. Теперь Q_3 переходит в состояние логической единицы, но поскольку на вход I_D также поступает логическая единица, выход D_1 находится в состоянии логического нуля. Это состояние передается на Q_1 под действием второго тактового импульса. Теперь последовательность уже отличается от пока-

Синхроимпульс	D_1	Q_1	Q_2	Q_3	
0	0	0	1	0	Исходное состояние
1	1	0	0	1	Псевдослучайная последовательность
2	1	1	0	0	
3	1	1	1	0	
4	0	1	1	1	
5	1	0	1	1	
6	0	1	0	1	
7	0	0	1	0	
8	0	0	0	1	Повторить

Рис. 16.4. Таблица последовательности для генератора псевдослучайной двоичной последовательности, изображенного на рис. 16.3, в отсутствие входных данных

Синхроимпульс	I_D	D_1	Q_1	Q_2	Q_3	
0	0	0	0	1	0	Исходное положение
1	1	0	0	0	1	Псевдослучайная последовательность
2	0	0	0	0	0	
3	1	1	0	0	0	
4	1	0	1	0	0	
5	1	1	0	1	0	
6	1	1	1	0	1	
7	0	1	1	1	0	
8	0	0	1	1	1	
9	0	1	0	1	1	
–	–	–	1	0	1	Остаток

Рис. 16.5. Таблица последовательности для генератора псевдослучайной двоичной последовательности, изображенного на рис. 16.3, при наличии последовательности входных данных I_D.

занной на рис. 16.4. Из сравнения последовательностей, приведенных на рис. 16.4 и 16.5, видно, что они совершенно различны. Значение, остающееся в регистрах Q_1, Q_2 и Q_3 после определенного числа тактовых импульсов, в рассматриваемом примере — после девяти импульсов, называется сигнатурой потока входных битовых данных. Легко показать, что изменение этого потока данных всего на один бит дает совсем другую сигнатуру, поэтому по ней можно судить о характеристиках схемы.

Поток данных при сигнатурном анализе может иметь любую длину, хотя длина сигнатуры определяется числом разрядов в регистре сдвига. Данные могут также находиться в истинном или дополнительном к нему состояниях. Для получения непротиворечивых сигнатур важно также, чтобы исследуемая система выполняла одни и те же операции с каждой выборкой. Это обычно осуществляется благодаря тому, что проверяемая система сама вырабатывает для себя входные сигналы, а генератор

тактовых импульсов системы соединен с логическим анализатором с целью синхронизации.

16.3.2. Обнаружение ошибок. При проведении сигнатурного анализа необходимо соблюдение двух основных требований: подача входных сигналов на проверяемую схему с целью получения потока данных и сжатие этого потока данных с целью формирования сигнатуры для проверяемого узла. Как отмечалось в предыдущем разделе, для сжатия потока данных применяются два метода: счет переходов и использование регистра сдвига с линейной обратной связью для генерации псевдослучайной двоичной последовательности. Ниже мы рассмотрим оба этих метода. Проверка любого из них сводится к тому, чтобы убедиться, насколько хорошо он выявляет ошибки в потоке битовых данных.

Если последовательность данных имеет битовую длину p и подается на регистр сдвига с линейной обратной связью длины q, то измеренная в процентах вероятность P_E обнаружения ошибки в последовательности данных определяется выражением

$$P_E = [1 - K(p-q)(2^{p-q}-1)(2^p-1)^{-1}] \cdot 100. \qquad (16.1)$$

В этом выражении K — константа, при которой P_E равно 100%, если $p<q$, поскольку в этом случае все данные попадают в регистр сдвига и обеспечивается обнаружение ошибки.

Если в последовательности входных данных имеется только одна ошибка, она всегда обнаруживается, т. е. $P_E=100\%$, поскольку отсутствуют другие ошибки, которые могли бы отменить сигнал обратной связи. Если число ошибок больше единицы, то есть вероятность того, что последующая ошибка нивелирует действие предыдущей ошибки, так что обе ошибки не будут обнаружены. В этих условиях вероятность обнаружения многократных ошибок описывается выражением

$$P_E = (1 - 2^{-q}) \cdot 100 \qquad (16.2)$$

и зависит от длины регистра сдвига, а не от длины потока данных. Таким образом, если, например, используется 16-разрядный регистр сдвига, вероятность обнаружения многократных ошибок в потоке данных равна $(1-2^{-16}) \cdot 100 = 99{,}998\%$, т. е. велика.

При счете переходов, если число переходов равно r, то выраженная в процентах вероятность обнаружения ошибки в последовательности данных имеет вид

$$P_E = \frac{1 - \sum_{r=0}^{p} \left[\frac{p!}{(p-r)!\,r!}\right]\left[\frac{p!}{(p-r)!\,r!} - 1\right]}{2^p(2^p-1)} \cdot 100. \qquad (16.3)$$

В этом случае вероятность обнаружения ошибки в один бит равна

$$P_E = [1 - (p-1)(2p)^{-1}] \cdot 100. \qquad (16.4)$$

Следовательно, для длинных последовательностей данных вероятность обнаружения ошибки в одном разряде составляет лишь 50%, в то время как сигнатурный анализ с использованием генератора псевдослучайной двоичной последовательности обеспечивает вероятность, равную 100%.

При ошибках во многих разрядах вероятность обнаружения ошибки при счете переходов зависит от длины последовательности данных p и меняется в соответствии с выражением (16.4) примерно от 60% при $p=5$ до 50% при $p=100$. Следовательно, и в этом случае метод сигнатурного анализа предпочтительнее для обнаружения ошибок в данных.

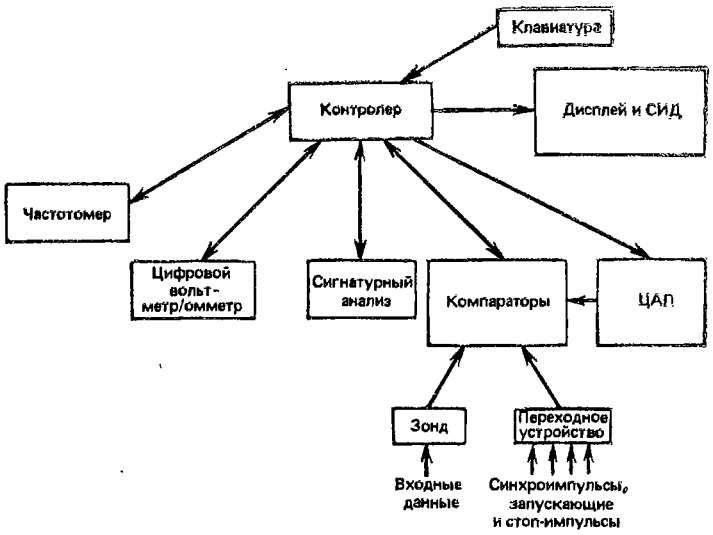


Рис. 16.6. Блок-схема сигнатурного анализатора, включающего в себя цифровой вольтметр и частотомер.

16.3.3. Сигнатурные анализаторы. Сигнатурный анализатор — это прибор, предназначенный преимущественно для проверки и поиска неисправностей в поврежденных цифровых устройствах. Во многих современных приборах предусмотрены и другие возможности, чтобы избежать применения нескольких приборов. Например, прибор фирмы «Хьюлетт Пакард» HP5005A представляет собой сигнатурный анализатор с $4^1/_2$-разрядным цифровым универсальным измерительным прибором и счетчи-

ком-хронометром на 50 МГц, причем все эти приборы работают от одного и того же пробника. Таким образом, прибор позволяет контролировать аналоговые и асинхронные схемы, которые не поддаются проверке с помощью самого сигнатурного анализатора.

На рис. 16.6 показана блок-схема типичного многоцелевого сигнатурного анализатора, а на рис. 16.7 — формы его сигналов в режиме отбора данных. Поток входных данных подается через активный зонд в компаратор. Установка его верхнего и нижнего пороговых уровней может быть запрограммирована центральным контроллером с помощью ЦАП. Компаратор оцифровывает показания пробника, что сокращает время установления. Поро-

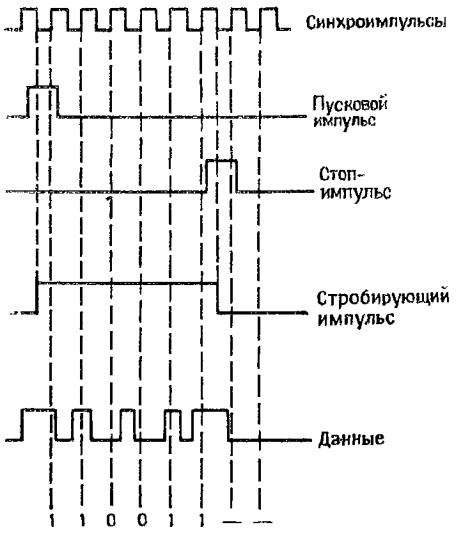


Рис. 16.7. Отбор данных в логическом анализаторе.

говые уровни компаратора могут меняться от +12,5 до —12,5 В с шагом 50 мВ, причем можно заранее установить несколько уровней, например, для контроля ТТЛ-схем, комплементарных МОП-структур и логических схем с эмиттерными связями.

К проверяемой схеме подключается также переходная приставка для приема тактовых импульсов, а также пусковых и стоп-импульсов, образующих стробирующий импульс. Синхронизация обеспечивается применением одних и тех же тактовых импульсов как в анализаторе, так и в проверяемой системе. Выбор активного фронта тактового импульса осуществляется на передней панели прибора; на рис. 16.7 показан случай, когда активным является передний фронт. Тактовый импульс стробиру-

ет поток входных данных на каждом действующем фронте; изменениями данных между тактовыми импульсами пренебрегают.

Максимальная частота тактовых импульсов для типичного прибора, подобного HP5005A, составляет 25 МГц при минимальной длительности импульса 15 нс в состояниях с высоким или низким уровнем. Минимальное время между импульсами, управляющими пропусканием, равно одному периоду тактовых импульсов, т. е. одному биту данных между запускающим и стоп-импульсом. Максимальное время не устанавливается. Зонд характеризуется некоторым временем подготовки к работе, т. е. временем, необходимым для появления данных и установления стационарного режима их поступления перед приходом определенного импульса, управляющего пропусканием. Оно составляет 10 нс. Время, в течение которого данные должны оставаться в стационарном режиме после появления фронта тактового импульса, называется временем удержания и равно нулю. Запускающий и стоп-импульсы имеют время установления 20 нс и нулевое время удержания.

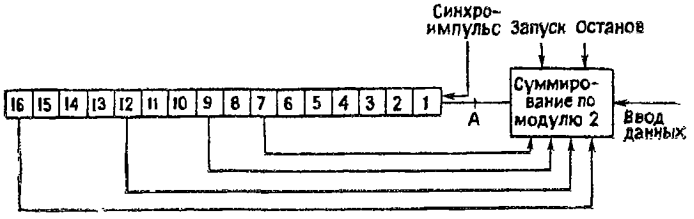


Рис. 16.8. 16-разрядный генератор псевдослучайной двоичной последовательности.

Характеристики удержания сигнатурного анализатора позволяют фиксировать однократные сигнатуры, например, для переходных процессов при включении мощности. В этом режиме регистрируется только сигнатура первого импульса, а затем она удерживается до нажатия кнопки сброса. Вспышка светового индикатора «стробирование» на передней панели прибора указывает на реализацию запускающего, стоп-импульса и тактового импульсов. Если существует различие между двумя последовательными сигнатурами, загорается надпись «неустойчивость», что указывает на возможную промежуточную ошибку.

В приборе HP5005A имеется 16-разрядный регистр сдвига с обратной связью для генерации псевдослучайной двоичной последовательности (рис. 16.8). Точки ответвлений на регистре сдвига выбраны таким образом, чтобы обеспечивать возможно больший разброс пропущенных ошибок. Ответвлений от четных точек, например 4 или 8, следует избегать, поскольку большин-

ство систем с шинной организацией на основе микропроцессоров повторяют структуры с интервалами 4 или 8 разрядов.

На рис. 16.9 изображена таблица последовательности для 16-разрядного генератора, схема которого приведена на рис. 16.8, при последовательности входных данных 1110000111000011101l. Ее действие подобно действию таблицы, показанной на рис. 16.5. Отметим различие между последовательностью входных данных и сигнатурой, полученной после 20-го тактового импульса. Последняя выражена в нестандартной шестнадцатеричной системе,

Синхроимпульс	Входные данные	Вход в точке A	Сдвиговый регистр															
			1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
2	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
3	0	0	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
4	0	0	0	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
5	0	0	0	0	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
6	0	0	0	0	0	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
7	1	0	0	0	0	0	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0
8	1	0	0	0	0	0	0	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0
9	1	1	0	0	0	0	0	0	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0
10	0	1	1	0	0	0	0	0	0	1	1	1	0	0	0	0	0	0
11	0	1	1	1	0	0	0	0	0	0	1	1	1	0	0	0	0	0
12	0	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	1	1	1	0	0	0	0
13	0	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	1	1	1	0	0	0
14	1	0	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	1	1	1	0	0
15	1	1	0	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	1	1	1	0
16	1	1	1	0	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	1	1	1
17	0	0	1	1	0	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	1	1
18	1	0	0	1	1	0	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	1
19	1	1	0	0	1	1	0	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0
20			1	0	0	1	1	0	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0

9 H 7 0

Показания на дисплее

Рис. 16.9. Таблица последовательности для 16-разрядного генератора псевдослучайной двоичной последовательности, схема которого показана на рис. 16.8.

приведенной на рис. 16.10, и представляет собой сигнатуру последовательности входных данных.

Режим цифрового вольтметра/омметра, показанный на рис. 16.6, может быть выбран с помощью сигналов 1/0 от контроллера. Омметр имеет несколько приспособлений; например, одно из них обеспечивает индикацию слов «холостой ход», когда схема разомкнута, вместо того чтобы перегружать дисплей, как это делается в большинстве приборов. При достижении максимального значения в любом из диапазонов контроллер автоматически переключается на более широкий диапазон; кроме то-

го, он осуществляет автоматическую проверку калибровки через каждые десять отсчетов.

Частотомер можно использовать для измерения частоты до 50 МГц и временных интервалов с разрешением до 100 нс. Он пригоден для проверки одноходовых цепей с помощью измерений временных интервалов. Возможна также проверка асинхронных схем путем суммирования импульсов между состояниями запуска и останова. Суммирующее устройство можно также использовать как счетчик переходов.

16.3.4. Измерения с помощью сигнатурных анализаторов. При проведении измерений схемы с помощью сигнатурных анализаторов используется большое число битовых последовательностей, более 20. Часто оказывается необходимым создание такой измерительной системы, которая позволяла бы легко разрывать обратные связи в проверяемых схемах, чтобы предотвратить поступление ошибочных последовательностей по цепям обратной связи и их воздействие на исправные узлы. Это дает возможность восстановить путь такой последовательности в обратном направлении к дефектному узлу.

Двоичный разряд				Код
1	2	3	4	
0	0	0	0	0
1	0	0	0	1
0	1	0	0	2
1	1	0	0	3
0	0	1	0	4
1	0	1	0	5
0	1	1	0	6
1	1	1	0	7
0	0	0	1	8
1	0	0	1	9
0	1	0	1	*A*
1	1	0	1	*C*
0	0	1	1	*F*
1	0	1	1	*H*
0	1	1	1	*P*
1	1	1	1	*U*

Рис. 16.10 Шестнадцатеричный код, применяемый в сигнатурном анализаторе HP5005A.

Для контроля с помощью сигнатурного анализа особенно удобны системы на основе микропроцессоров. Схемы конструируются с небольшим программируемым запоминающим устройством, содержащим специальную диагностическую программу, которую можно привести в действие для проверки узлов. С этой целью генерируются последовательные битовые структуры, их сигнатуры регистрируются и сравниваются с сигнатурами исправной схемы.

Сам микропроцессор также можно проверить, изолировав его от запоминающего устройства; обычно с этой целью убирают соединительные провода. Затем микропроцессор запускают с шинами данных в состояниях логического нуля или логической единицы и приводят в действие командой сброса или пустой командой. В этом режиме процессор считывает одни и те же данные из каждого адреса, т. е. пробегает все возможные адреса в памяти. Сигнатуры шины процессора в этом режиме можно сравнить с сигнатурой исправного прибора.

16.4. Логические анализаторы

Приборы, рассмотренные в предыдущих разделах, такие, как активные зонды логических состояний и сигнатурные анализаторы, в первую очередь используются для контроля аппаратной части электронных блоков. Логические анализаторы — более сложные приборы, чем сигнатурные анализаторы. Первоначально они предназначались главным образом для контроля аппаратных средств, но в связи с распространением микропроцессорной техники логические анализаторы в настоящее время используются в основном для контроля программного обеспечения. Это перемещение акцентов с аппаратных средств на программные привело соответственно к изменению некоторых характеристик логического анализатора. Например, анализ аппаратных средств необходимо осуществлять на относительно высоких частотах, причем часто требовались частоты выборки, превышающие 500 МГц, в то время как большинство микропроцессорных систем работает на частотах, меньших 20 МГц, поэтому для анализа программного обеспечения они вполне достаточны.

Многие из современных систем имеют шинную структуру, и для успешного их контроля необходимо отслеживать несколько линий одновременно. Например, 8-разрядный микропроцессор будет иметь 16 адресных линий, 8 линий данных и 8 управляющих линий, т. е. требуется наличие 32 входов у логического анализатора. Для 16-разрядного микропроцессора это количество возрастает до 48. Некоторые анализаторы имеют даже до 72 входных каналов. Естественно, обычный осциллограф не имеет такого количества каналов.

Аналоговые сигналы обычно имеют непрерывный характер и поэтому могут быть воспроизведены на экране осциллографа. Многие же цифровые состояния при выполнении микропроцессором той или иной программы могут встретиться лишь однажды. Для того чтобы наблюдать эти состояния, нужно их зафиксировать или записать в цифровой форме в ЗУ и затем воспроизвести либо в виде потока данных, либо в форме аналогового сигнала. Поскольку в данном случае все сигналы цифровые, выходной сигнал не несет информации о значении амплитуды, а содержит только состояния логического нуля и логической единицы.

Емкость ЗУ, входящего в состав логического анализатора, является немаловажной характеристикой, поскольку при многоканальной работе и высокой частоте выборки даже ЗУ большой емкости будет быстро переполнено. Во избежание этого обычно используется селективный запуск, при котором данные заносятся в ЗУ только в требуемые моменты работы. На рис. 16.11

в упрощенной форме показано, как это производится. С пульта оператора в логический анализатор вводится слово запуска. Входные данные подаются в ЗУ анализатора и одновременно сравниваются со словом запуска. При их совпадении данные записываются в ЗУ. Обычно это осуществляется путем подачи синхроимпульса после программируемой задержки, определяемой задержкой слова запуска.

Логические анализаторы — весьма сложные приборы, и очень важно, чтобы они разрабатывались с учетом простоты их эксплуатации. Установка функций прибора обычно производится с помощью «меню» или «подсказок» оператору, которые появляются на экране. Один изготовитель предусмотрел в своем приборе кнопку «помощи» оператору. Она используется для вызова на экран всей инструкции по эксплуатации прибора, хранящейся во внутреннем постоянном ЗУ.

16.4.1. Структура логического анализатора. Структурная схема типового логического анализатора показана на рис. 16.12. Большое количество входных линий обычно объединяется в группы на переходном (от контролируемой ИС к системе контроля) устройстве. Конструкция такого устройства очень важна, поскольку большое количество линий, входящих в него, должно быть легкодоступным. Обычно эти устройства крепятся на корпусе ИС (МП) и снимают сигналы с ее выводов. Другими существенными характеристиками переходного устройства является отсутствие «звона» и перекрестных помех, а также оптимальные полоса пропускания и чувствительность. Это особенно важно при работе на частотах синхронизации свыше 100 МГц. Как правило, большинство активных зондов (совокупность которых входит в переходное устройство), работающих с логическими анализаторами, имеют полевой транзистор во входном каскаде с развязывающим резистором 1 МОм и компенсационным конденсатором 5 пФ. Для более высоких рабочих частот могут использоваться меньшие значения сопротивления и емкости. Еще одна проблема, которую следует решить, — разброс временных параметров вследствие различных задержек распространения сигналов в линиях подсоединения зондов.

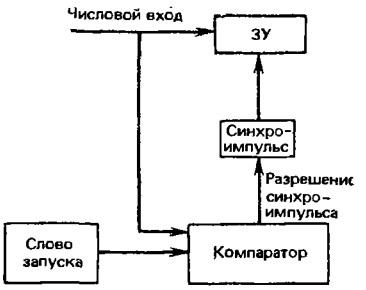


Рис. 16.11. Упрощенная схема селективного запуска логического анализатора.

Обычно каждое переходное устройство имеет ЗУ некоторой емкости, которое связано с основным дублирующим ЗУ анали-

затора. Большинство изготовителей логических анализаторов предусматривают поставку семейства зондов для различных типов микропроцессоров. Зонды вставляются в розетку микропроцессора контролируемого блока и содержат специальные схемы, которые преобразуют информацию на шине данных в удобную форму. Это предоставляет дополнительные возможности, например отображение команд программного обеспечения в мнемонической форме с целью облегчения его отладки.

Данные, поступающие на переходное устройство, сравниваются с пороговыми уровнями, которые задают состояния логического нуля и логической единицы. Задание этих уровней осуществляется с передней панели прибора и важно, чтобы они

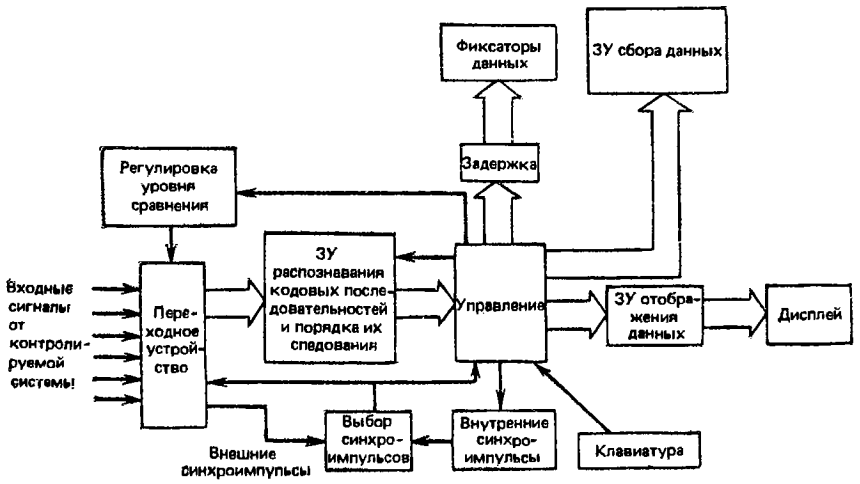


Рис. 16.12. Общая блок-схема логического анализатора.

согласовывались с уровнями, ожидаемыми от контролируемой логической серии ИС. Пройдя через переходное устройство, данные сравниваются с информацией о запуске, хранимой в ЗУ распознавания кодовых последовательностей и порядка их следования. Как будет видно в следующем разделе, слово запуска может состоять из сложной комбинации многих кодовых последовательностей.

Логический анализатор может работать либо от своих внутренних синхроимпульсов, либо от синхроимпульсов, полученных от контролируемой системы через переходное устройство. Часто на вход синхронизации могут подаваться синхроимпульсы от многих внешних источников, которые группируются на переходном устройстве. Они могут использоваться в различных логи-

ческих комбинациях, при этом в качестве активного фронта может программироваться либо нарастающий фронт, либо срез синхроимпульса. В разд. 16.4.2 будет объяснено, как внешний и внутренний синхроимпульсы используются в различных рабочих режимах.

Ввод данных для подготовки логического анализатора к работе осуществляется с клавиатуры, причем во многих приборах используется полная клавиатура кода ASCII. Применяются, кроме того, сенсорные клавиши для выбора и отображения разделов меню, а также программируемые с помощью коротких программ клавиши, которые помогают более просто осуществлять взаимодействие с оператором. Блок управления анализатора (обычно на основе микропроцессора) координирует работу прибора в целом, храня требуемые данные в ЗУ и воспроизводя их в нужном формате на экран дисплея, в качестве которого обычно используется электронно-лучевая трубка.

16.4.2. Работа логического анализатора. В этом разделе мы рассмотрим некоторые основные рабочие характеристики логического анализатора. В следующем разделе будут приведены простые примеры, иллюстрирующие его применение.

Возможны два режима работы логического анализатора: асинхронный и синхронный. В асинхронном режиме для отбора и передачи входных данных в ЗУ используется внутренний генератор тактовых импульсов логического анализатора. Частота стробирующих тактовых импульсов должна по крайней мере в 4—10 раз превышать частоту стробируемого сигнала. Выходной сигнал в асинхронном режиме обычно представляется в виде временных диаграмм.

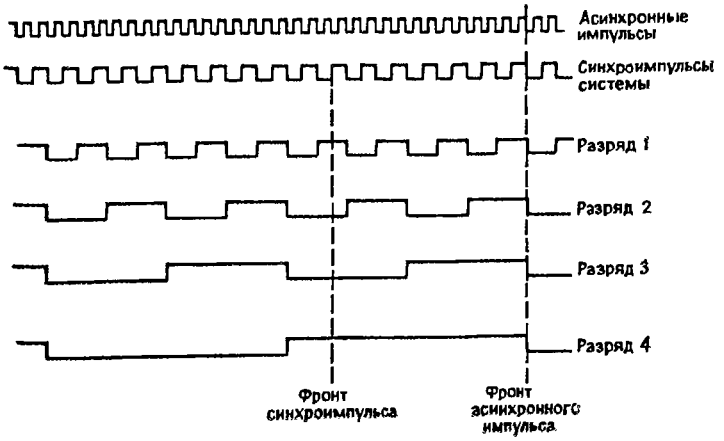


Рис. 16.13. Логические сигналы четырехразрядного двоичного счетчика.

На рис. 16.13 представлен простой пример временной диаграммы для четырехразрядного двоичного счетчика. Счетчик срабатывает от задних фронтов внутренних тактовых импульсов. Если генератор асинхронных тактовых импульсов работает с высокой частотой, то в асинхронном режиме временной интервал между участками сигналов на экране можно определить, увеличив масштаб изображения, как на рис. 16.14, и пользуясь для определения временного интервала частотой асинхронных тактовых импульсов. Отметим, что, поскольку тактовые импульсы и данные независимы, возможно расхождение на ± 1 тактовый период между двумя последовательными выборками.

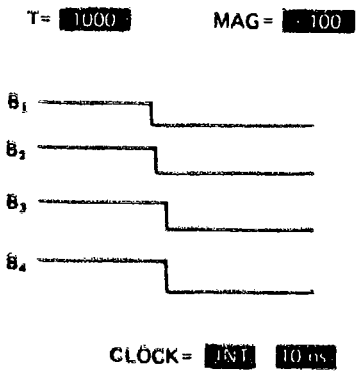


Рис. 16.14. Фрагмент временной диаграммы четырехразрядного двоичного счетчика, показанной на рис. 16.13 в увеличенном масштабе.

T= 500

CURS	BIN	HX
TRIG	0000	00
501	0001	01
502	0010	02
503	0011	03
504	0100	04
505	0101	05
506	0110	06
507	0111	07

Рис. 16.15. Список состояний для четырехразрядного двоичного счетчика, временная диаграмма которого показана на рис. 16.13.

В синхронном режиме логический анализатор работает от генератора тактовых импульсов проверяемой системы. Задача в этом случае заключается в запоминании возможно большего числа логических состояний, поэтому здесь необходим большой объем памяти, а не высокая частота тактовых импульсов. Запись осуществляется от того фронта импульса, который не используется для запуска схемы; на рис. 16.13 это передний фронт. Это позволяет зафиксировать времена установления и удержания. Поскольку в таком режиме основной интерес представляют логические состояния, временная диаграмма не является наиболее адекватной формой представления результатов. Препочтение отдается списку состояний, показанному на рис. 16.15. Состояние счетчика после семи тактовых импульсов показано как в двоичном (BIN), так и в шестнадцатеричном (HX) форматах.

На рис. 16.16 показана временная диаграмма системы с шинной структурой, имеющая 8 адресных линий и 8 линий данных. Логические анализаторы способны одновременно представлять на дисплее все входные каналы и всю глубину памяти, что позволяет изучать систему в целом.

Затем отдельные области можно выделить и увеличить для более тщательного анализа. На рис. 16.16 положение слова запуска показано пунктирной линией *YY*, а значение слова запуска указывается в прямоугольнике *T* в верхней части дисплея. Сплошной линией *XX* обозначено положение курсора, который может смещаться по экрану. Значения адреса (*A*) и данных (*D*) при любом положении курсора могут быть считаны с экрана, но для удобства они автоматически представляются в прямоугольниках *A* и *D* в нижней части экрана.

С помощью курсора удобно также измерять временные интервалы между двумя точками временной диаграммы. Вначале курсор устанавливается в первой точке, его положение фиксируется с помощью метки, а затем он смещается во вторую точку. Временной интервал между точками указывается в прямоугольнике *C*. На экране видно также, какие тактовые импульсы используются внутренние или внешние, и каков их период. Увеличение масштаба изображения указывается в прямоугольнике MAG.

Пример более сложного списка состояний, чем на рис. 16.15, показан на рис. 16.17. Иногда эту форму представления называют также списком данных. Такой список лучше отражает данные, полученные в синхронном режиме, а также для систем с микропроцессорами, поскольку ход программы микропроцессора трудно представить с помощью временной диаграммы. Обычно в верхней части списка состояний указываются данные, которые записываются первыми. Принято в каждый момент времени выводить на экран лишь часть списка и «прогонять» информацию, запасенную в памяти, с помощью курсора.

Слово запуска указывается в прямоугольнике *T* в верхней части экрана. Временной интервал между последовательностями можно измерить с помощью курсора и метки; результат указывается в прямоугольнике *C* в виде периода тактовых импульсов. Каналы, информация из которых выводится на экран, в данном примере каналы *A*, *D* и *F*, можно выбрать, как и систему счисления, в которой они выражаются. Наиболее распространены такие системы, как восьмеричная (OCT), двоичная (BIN), шестнадцатеричная (HX) и десятичная (DEC). Обычно пользователь решает после записи информации, отобразить ли ее на экране в виде временной диаграммы или в виде списка состояний. Таким образом, можно переключиться с одного формата представления на другой, причем перемещение курсора

по записи одного формата вызывает автоматическое его перемещение и в другом формате.

Как в синхронном, так и в асинхронном режиме данные запасаются в памяти логического анализатора только по сигналу активного фронта тактового импульса. Поэтому кратковременные глитчи, которые возникают между импульсами, при нормальной работе не регистрируются. Чтобы уловить глитчи, большинство логических анализаторов могут работать в режиме защелки. В этом режиме, если между двумя фронтами тактовых

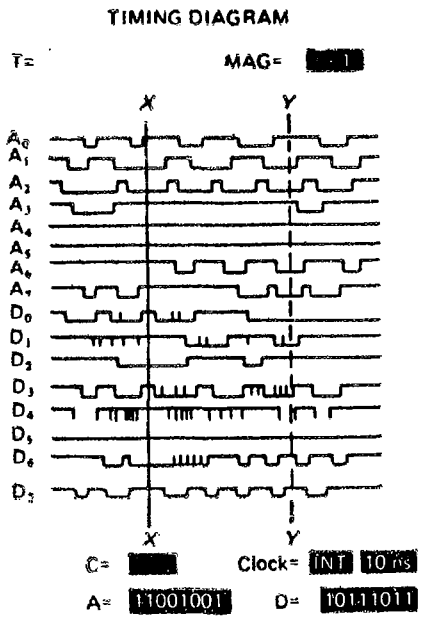


Рис. 16.16. Временная диаграмма.

STATE LIST

T= C=

LABEL BASE	A OCT	D BIN	F BIN
09	01011	11111101	1
10	01004	11111011	0
11	01002	11001010	0
12	01034	10001110	1
13	01201	11010110	0
14	01000	10001111	1
15	01040	10101011	0
16	02002	01100111	1
17	02006	00010010	1
18	02124	10110110	0
19	02126	11001110	1

Рис. 16.17. Список состояний.

импульсов появляется более одного фронта сигнала, такой сигнал считается глитчем и запоминается. Это возможно лишь в том случае, если частота выборки выше частоты данных. Глитчи записываются в отдельных регистрах-защелках и выводятся на дисплей во время следующего такта. Это показано на рис. 16.18, на котором видно также, что в обычном режиме глитчи теряются. Хотя существование глитчей отображается в режиме защелки, на экране нельзя определить их действительное положение, амплитуду и длительность. Однако если схема работает со сбоями, обычно достаточно знать, что это обусловлено глитчами, которые затем могут быть подавлены.

Некоторые приборы содержат специальные системы для выявления глитчей. Они записываются в отдельном ЗУ и затем отображаются на дисплее. Затем глитчи можно использовать в качестве параметра запуска.

Логический анализатор обычно настраивается с помощью спецификаций формата, задаваемых меню; пример специфика-

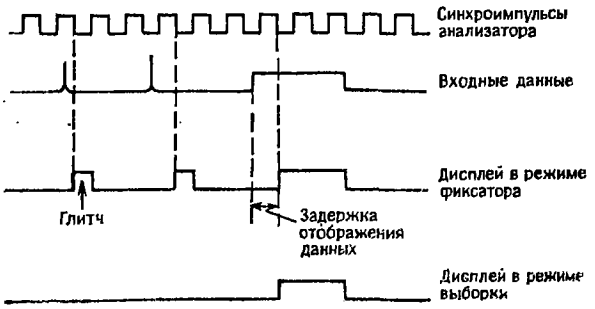


Рис. 16.18. Отображение глитчей на дисплее логического анализатора.

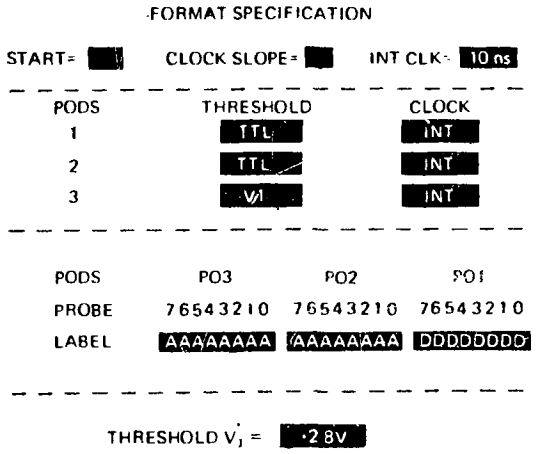


Рис. 16.19. Спецификация формата, определяющего назначение переходных приставок и устанавливающего значения пороговых напряжений.

ции формата показан на рис. 16.19. В верхней части экрана обозначены начальная точка, фронт тактового импульса и период тактовых импульсов. Пороговые напряжения (THRESHOLD) присваиваются каждому переходному устройству для приема данных. Эти пороговые напряжения могут быть предварительно заданными, например, для ТТЛ-схем или схем

с эмиттерными связями, но могут также регулироваться, причем значение порогового напряжения указывается в нижней части формата. В данном примере каждое переходное устройство имеет восемь каналов, причем каждому каналу можно присвоить метку; устройства 2 и 3 имеют метки A (адрес), а устройство 1 — метку D (данные).

Запуск имеет важное значение в логическом анализаторе, поскольку он позволяет записать подозреваемую в неисправности часть операции в ЗУ, которое обычно имеет ограниченный объем; он также освобождает от анализа несущественных данных. Как уже отмечалось выше, существует три стадии запуска: 1 — накопление информации перед запуском, например ввод слова запуска и некоторого объема данных перед и после запуска; этот объем определяется задержкой слова запуска; 2 — поиск слова запуска при прохождении данных через ЗУ; 3 — запись данных после запуска и остановка после задержки запуска.

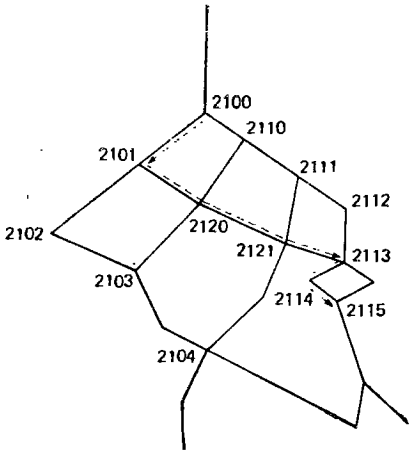


Рис. 16.20. Пример разветвленной программы.

При анализе аппаратных средств обычно достаточно лишь одного слова запуска, чтобы определить место, начиная с которого происходит запись данных. Для систем программного обеспечения с их сложными ветвями принято вводить последовательный запуск, чтобы проследить за единственной ветвью программы и однозначно определить маршрут. Например, на рис. 16.20 показана разветвленная программа, в которой необходимо проследить маршрут, помеченный пунктиром. Это осуществляется с помощью спецификации трассировки, показанной на рис. 16.21. Как и в спецификации формата, здесь можно

выбирать любые нужные метки и системы счисления. Счетное устройство позволяет каждой элементарной группе данных появляться определенное число раз (обычно до нескольких тысяч раз), прежде чем осуществится переход к следующей группе последовательности. Число слов, которые должны быть найдены в последовательности, лежит в пределах от трех до десяти. Крестики в каком-либо из столбцов указывают безразличное состояние.

Логические анализаторы способны выполнять анализ накопленных данных, например строить гистограммы времени между двумя событиями или использованного адресного пространства. На рис. 16.22 проиллюстрирована работа логического анализа-

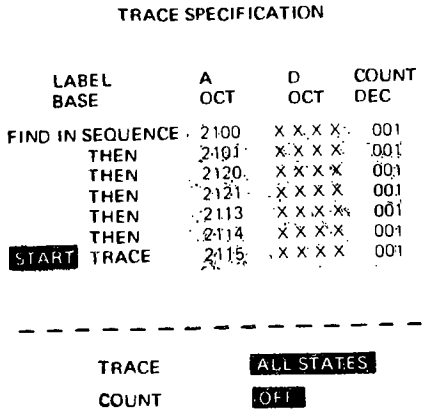


Рис. 16.21. Спецификация трассировки для программы, проиллюстрированной на рис. 16.20.

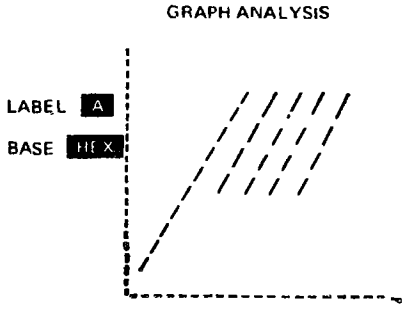


Рис. 16.22. График адресных последовательностей, построенный логическим анализатором.

тора, работающего в режиме графического представления данных. В этом режиме анализатор может построить график любого параметра, причем по оси Y откладывается его амплитуда, а по оси X — последовательность появления. На рис. 16.22 ось Y имеет метку «адрес». Это означает, что если бы программа обходила ячейки последовательно в соответствии с их адресами, график представлял бы прямую линию. На рис. 16.22 видно, что программа совершает циклы по группам адресов, и если такой ход программы не предусмотрен, анализируемая ее часть требует более пристального внимания, например вызова списка состояний.

16.4.3. Пользование логическим анализатором. Прежде чем выполнять измерения с помощью логического анализатора, его параметры устанавливаются в соответствии со спецификацией

формата в меню. Затем часть программы, подлежащая записи, определяется с помощью спецификации трассировки в меню. Предположим, например, что ошибка появляется в той части программы, которая начинается в ячейке памяти с адресом 00110. На рис. 16.23 показана спецификация трассировки для этого случая. Начальный адрес указан в прямоугольнике *A*; содержание прямоугольника *D* не имеет значения. Запуск происходит при первом появлении слова запуска (адреса ячейки 00110), поскольку единицей счета служит 1.

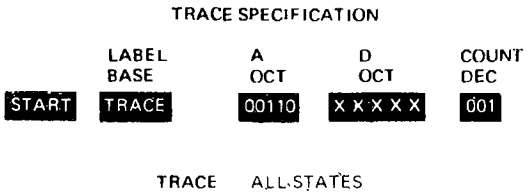


Рис. 16.23. Спецификация трассировки, дающая команду распечатать ту часть программы, которая начинается в ячейке с адресом 00110.

STATE LIST

LABEL BASE	A OCT	D OCT	
START	00110	01076	CLA
	00112	00105	TAD X
	00114	01123	CMA IAC
	00116	12621	JMP P
	00210	01076	CLA
	00212	01011	DCA A
	00214	01005	INC B

Рис. 16.24. Список состояний, соответствующий спецификации трассировки на рис. 16.23.

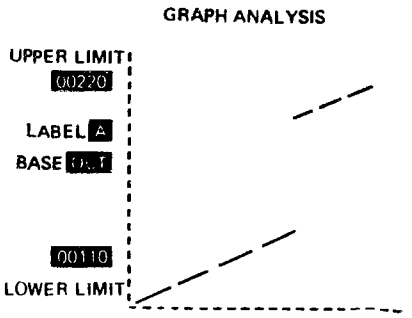


Рис. 16.25. Графический анализ для примера, приведенного на рис. 16.23.

Список состояний, соответствующий спецификации на рис. 16.23, показан на рис. 16.24. Предполагается, что здесь применено специальное переходное устройство для целевого микропроцессора, так что возможна также мнемоническая распечатка. Проверка этого списка показывает, что имеется команда перехода в ячейке с адресом 00116, которая не была предусмотрена и должна быть исправлена.

Другой путь обнаружения этого места в программе, облегчающий его опознание, особенно в большой программе, сводится к применению устройства для графического анализа. Это проиллюстрировано на рис. 16.25. Каждое состояние представ-

ляется в виде точки (черточки на рисунке), хотя крупную программу с несколькими миллионами состояний можно уплотнить, отображая, например, только каждое тысячное состояние, а затем увеличивая масштаб подозреваемой области. На рис. 16.25 показано отображение разрыва в программе вблизи ячейки с адресом 00116; затем этот разрыв можно исследовать с помощью списка состояний.

В качестве еще одного примера рассмотрим рис. 16.26, который иллюстрирует последовательность операций системы, предназначенной для сбора входных данных. В отсутствие импульса система работает в ждущем режиме текущего контроля входных сигналов. Когда импульс поступает на вход, он улавливается и запоминается. Затем система ждет 100 мс, прежде чем привести в действие выходную цепь. На рис. 16.27 показана спецификация трассировки для рис. 16.26 в предположении, что порядок следования определяется числами на рис. 16.26, которые указывают адреса ячеек *A*. Предположим также, что на дисплее должно отображаться истекшее время, так что поле счета программируется во времени. Время может быть абсолютным (ABS) или относительным (REL).

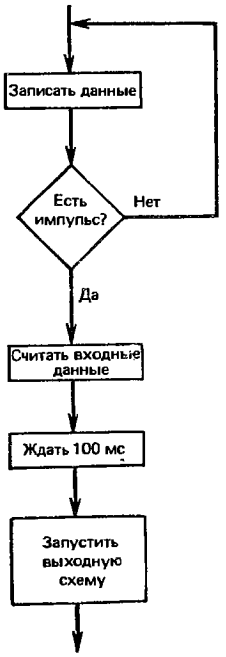


Рис. 16.26. Схема последовательности операций.

Если время запрограммировано как относительное (рис. 16.27), список состояний будет иметь вид, показанный на рис. 16.28. Значение *A* прослеживается в соответствии с рис. 16.27, кроме того, отображается *D*, запасенное в каждой ячейке. Время, приведенное в этом списке, — это время между индивидуальными состояниями, которое не суммируется. Если бы время на рис. 16.27 было абсолютным (ABS), в списке состояний отображалось бы суммарное время, начиная со слова запуска, как на рис. 16.29, где в начальной точке время равно нулю.

На рис. 16.30 изображена программа с 8 вложенными циклами. Предположим, что в этой программе возникает отказ при сороковом появлении адреса 1115 во время шестого выполнения главного цикла. Чтобы найти это состояние, спецификация трассировки должна быть записана так, как показано на рис. 16.31. Столбец «единица счета» (COUNT) теперь используется для

указания числа появлений нужного адреса до того, как произойдет запуск анализатора.

Логический анализатор также полезен для обнаружения перемежающихся неисправностей в системе. Для этого запись подозреваемой области вначале запасается во внутренней памяти анализатора в виде, показанном на рис. 16.32, *а*. Затем анализатор переводится в режим сравнения. В этом режиме возможны несколько вариантов, например «стоп, если равно» и «стоп, если не равно». Последний вариант проиллюстрирован

TRACE SPECIFICATION

LABEL BASE		A OCT	D OCT	COUNT DEC
	FIND IN SEQUENCE	00100	X X X X X	001
	THEN	00101	X X X X X	001
	THEN	00102	X X X X X	001
	THEN	00103	X X X X X	001
START	TRACE	00104	X X X X X	001

TRACE ALL STATES TIME REL

COUNT TIME

Рис. 16.27. Спецификация трассировки для схемы, показанной на рис. 16.26.

STATE LIST

LABEL BASE	A OCT	D OCT	TIME DEC
	00100	01035	–
	00101	00214	35μs
	00102	10123	10μs
	00103	10056	15μs
	00104	01365	100ms

Рис. 16.28. Список состояний для примера, приведенного на рис. 16.26, с индикацией относительного времени.

STATE LIST

LABEL BASE	A OCT	D OCT	TIME DEC
	00100	01035	–1.8ms
	00101	00214	–1.765ms
	00102	10123	–1.750ms
	00103	10056	–1.735ms
	00104	01365	0μs

Рис. 16.29. Список состояний для примера, приведенного на рис. 16.26, с индикацией абсолютного времени.

на рис. 16.32, *в*. Логический анализатор будет теперь непрерывно совершать циклы по заданной части программы и отображать все нули, которые появляются, если регистрируемая запись равна записи в памяти. Предположим теперь, что регистрируемая запись мгновенно изменяется и приобретает вид, показанный на рис. 16.32, *б*, причем возникшая перемежающаяся неисправность влияет на элемент 10. В этом случае логический анализатор покажет запись, представленную на рис. 16.32, *в* с ненулевым элементом 10 и остановится. Число, соответствующее элементу 10, указывает, какие разряды двух изображений (рис. 16.32, *а*, *б*) не равны (рис. 16.32, *г*).

16.5. Макетные системы на основе микропроцессоров

Хотя цифровые приборы, описанные в предыдущих разделах, предназначались сначала для контроля аппаратных средств, цифровые анализаторы все шире применяются для разработок программного обеспечения. В данном разделе мы рассмотрим методы разработки и анализа программного обеспечения, прежде всего для систем на основе микропроцессоров.

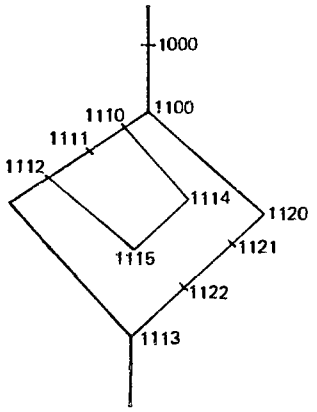


Рис. 16.30. Пример программы с вложенными циклами.

TRACE SPECIFICATION

	LABEL BASE	A OCT	D OCT	COUNT DEC
FIND IN SEQUENCE		1000	X X X X	001
THEN		1100	X X X X	006
START	TRACE	1115	X X X X	040

TRACE ALLSTATES

COUNT STATE 1115 X X X X

Рис. 16.31. Спецификация трассировки для программы с вложенными циклами, показанной на рис. 16.30.

На рис. 16.33 представлена схема последовательности операций при разработке изделий на основе микропроцессоров. Требования заказчика преобразуются в системную спецификацию (техническое описание системы), затем следует проектирование системы, которое позволяет определить структуру ее аппаратных средств и программного обеспечения.

Аппаратные средства подразделяются на модули, обычно каждый из них состоит из одного или нескольких блоков на основе печатных плат. Вначале конструируют отдельные модули и отлаживают их с помощью автоматизированного рабочего места (АРМ), схема которого изображена на рис. 16.34. Это позволяет выбрать блок-схему, скомпилировать ее для проверки правильности работы и затем провести модельные испытания ее функциональных характеристик и синхронизации. Данные, необходимые для этого анализа, получают из базы данных, содержащей характеристики компонентов, которая хранится в памяти АРМ.

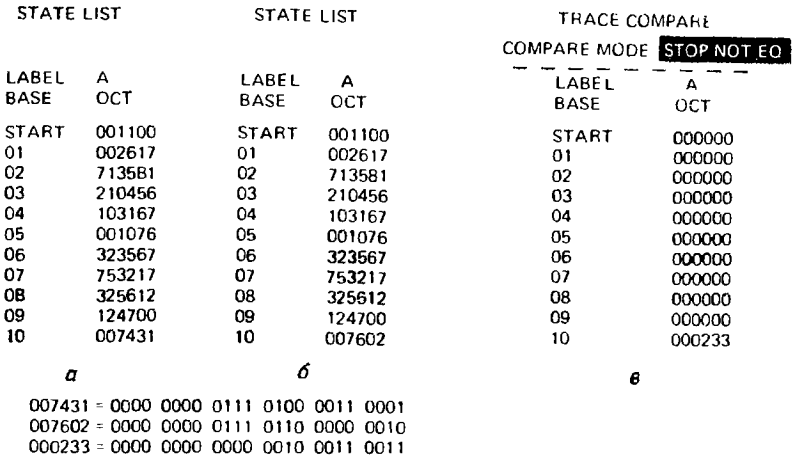


Рис. 16.32. Использование анализатора для обнаружения перемежающихся неисправностей: *а* — нужная трассировка, *б* — ошибочная трассировка, *в* — изображение на дисплее анализатора в режиме сравнения, *г* — получение кода ошибки.

АРМ применяется также инженером-испытателем, чтобы убедиться, что предусмотренные контрольные точки соответствуют испытаниям в процессе изготовления. Тестовые структуры вводятся в АРМ и прогоняются через систему с целью определить степень тестового покрытия. В узлах схемы можно моделировать неисправности (константные нули и константные единицы), чтобы убедиться в возможности их обнаружения.

Моделирование на АРМ позволяет избежать дорогостоящего и отнимающего много времени макетирования системы, хотя его все же приходится проводить в случае необходимости, чтобы

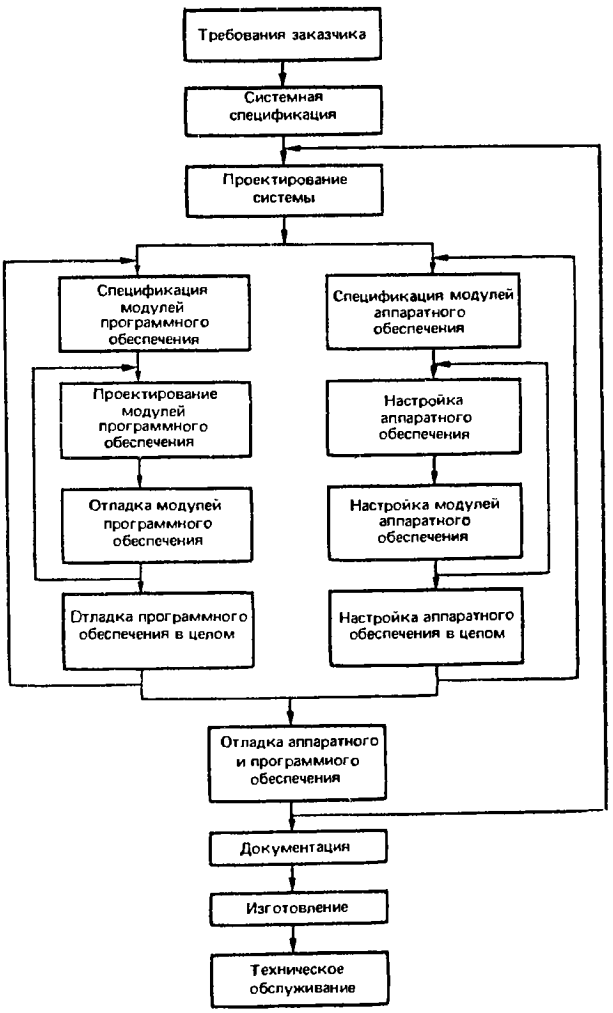


Рис. 16.33. Последовательность разработки изделия.

проверить критичные части системы. Если инженер удовлетворен своей разработкой, он передает ее компоновщику, который подбирает нужные ИС. Затем переходят от схемного проектирования к этапу проектирования на физическом уровне, когда

система компонуется на печатных платах. Это может привести к переопределению номеров модулей и выводов, полученная при этом информация направляется обратно с целью модифицировать первоначальную схему. Принято выполнять схемное проектирование и проектирование на физическом уровне аппаратных средств на различных рабочих станциях, которые обычно поставляются разными фирмами, что вызывает трудности при их

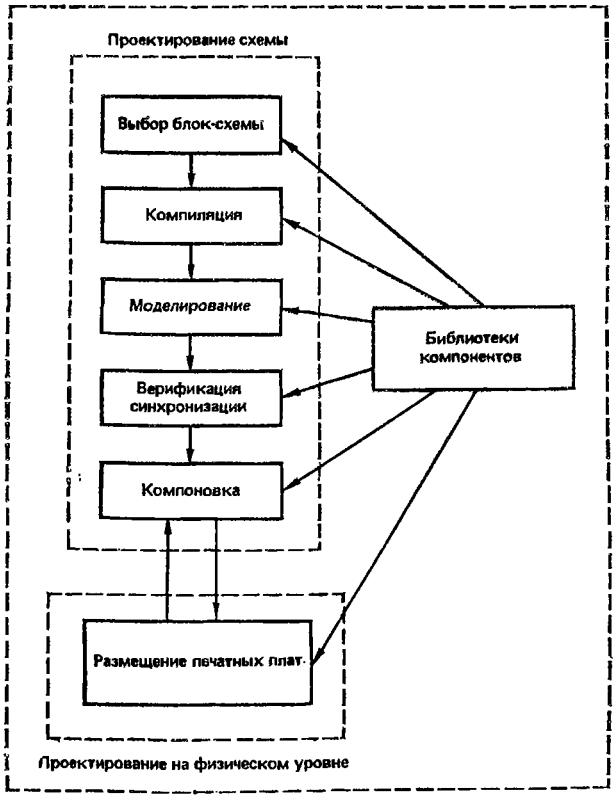


Рис. 16.34. Проектирование электронного оборудования с помощью автоматизированного рабочего места (АРМ).

сопряжении. Современная тенденция заключается в проектирования электронного оборудования полностью на одном АРМ.

Разработка программного обеспечения, как видно из рис. 16.33, происходит примерно в той же последовательности, что и разработка аппаратных средств, но с применением совершенно других средств. Сначала определяются отдельные модули

программного обеспечения. Для этого этапа существует очень немного средств, хотя в настоящее время они разрабатываются. Одна из таких систем, называемая системой структурного анализа, позволяет представить работу программы в графическом виде, в форме диаграмм потока данных. Эти диаграммы легко поддаются изменению с помощью компьютерных систем, которые также проверяют отсутствие пропусков и непротиворечивость программы.

За определением функции модуля следуют его проектирование, кодирование и отладка. Существующие средства для этих операций описаны в разд. 16.5.1. Затем программное обеспечение объединяется с аппаратным в единую систему с целью ее проверки. На этом этапе особенно полезна эмуляция, описанная в разд. 16.5.2. Наконец, готовится документация для производства как аппаратного, так и программного обеспечения.

Фаза проектирования программного обеспечения особенно важна, поскольку она определяет качество программного обеспечения, его надежность и удобство эксплуатации. Последнее наиболее существенно, так как около 70% стоимости программного обеспечения затрачивается уже после его выпуска в результате вносимых изменений и выявления ошибок. Хорошо спроектированное и документированное программное обеспечение значительно проще в эксплуатации.

От 60 до 90% общей стоимости разработки средней системы на основе микропроцессора приходится на разработку программного обеспечения. Ошибки в программе также чаще всего обусловлены просчетами при разработке программного обеспечения. Наиболее важное обстоятельство, которое учитывается в любом проекте, — это длительность его пути к потребителю. Как правило, повышение стоимости разработки на 50% снижает прибыль от производства на 5%. С другой стороны, шестимесячная задержка выхода продукции на рынок сбыта может привести к снижению прибыли на 30%. Именно важностью программного обеспечения в работе системы объясняется то повышенное внимание, которое уделяется в последние годы повышению квалификации инженеров-разработчиков программного обеспечения.

16.5.1. Разработка и отладка программного обеспечения. При разработке любой системы требуются несколько компонентов программного обеспечения, которые описаны в этом разделе. *Редактор* необходим для составления исходной программы и ее изменения в случае необходимости. Редакторы выполняют также и другие задачи, которые очевидны для пользователя, например уплотнение перед записью на диск с целью экономии места.

Программы редко пишутся в машинных командах, обычно на нижнем уровне используется микропроцессорная мнемоника. Например, команду уменьшения на единицу значения в сумматоре проще и понятнее записать в виде «DCA A», чем «1325». Мнемонический код однозначно преобразуется в машинный код с помощью обслуживающей программы, называемой ассемблером, а применяемый для этих целей код называется *языком ассемблера.* Ассемблер обеспечивает и другие возможности, например контроль распространенных ошибок кодирования или применение меток в тексте вместо адресов ячеек в памяти.

Языки ассемблеров связаны с системами команд конкретных микропроцессоров, т. е. не могут переноситься из одного микропроцессора в другой. Из-за больших затрат на разработку программного обеспечения это означает, что компании обычно стараются применять семейство микропроцессоров от одного поставщика, чтобы обеспечить совместимость программного обеспечения. Языки высокого уровня, такие, как Паскаль и Си, в основном не зависят от микропроцессора и поэтому более универсальны. На них также значительно проще программировать и они легче для понимания. Это особенно важно в процессе отладки и эксплуатации, поскольку нередко изменения вносятся через значительные периоды времени после записи исходной программы, а при корректировке более понятной программы легче избежать ошибок.

Другое преимущество языков высокого уровня состоит в том, что они требуют меньшего числа строк при программировании. Например, для перемножения A и B достаточно записать MULT A AND B, в то время как на языке ассемблера запись той же операции потребовала бы до 20 строк. Большинство программистов обычно пишут за определенный период времени одно и то же число строк программы (исходных операторов без комментария). Следовательно, применение языка высокого уровня повышает производительность труда программиста.

В табл. 16.1 сопоставлены некоторые из наиболее распространенных языков высокого уровня. Хотя эти языки значительно уменьшают время, затрачиваемое на программирование, их недостатком является то, что компилятор производит примерно в два раза больше команд на эквивалентном машинном языке, чем ассемблер. Это означает, что требуется больший объем памяти; полное время выполнения программы также увеличивается из-за большего числа команд. Поэтому принято записывать основную часть программы на языке высокого уровня, но времяемкие разделы писать в кодах ассемблера.

Большинство языков высокого уровня (за исключением Си) не дают программисту представления о внутренних операциях

Таблица 16.1

Сопоставление языков высокого уровня

Язык	Легкость изучения	Много типов данных	Много операторов	Хороший контроль потока	Повторная входимость	Контроль соответствия типов	Структурное программирование
Бейсик	V	×	×	—	×	—	×
Си	×	V	V	V	V	×	V
Фортран	×	—	—	×	×	×	×
Паскаль	V	V	V	V	V	V	V
PL/X	V	×	×	×	—	—	V

V — на хорошем уровне, × — на низком уровне.

в микропроцессоре. Поэтому они непригодны для приложений, которые требуют обращения к внутренним частям микропроцессора, например управления разрядами, в частности при считывании или записи в порт ввода-вывода. Для выполнения этих задач в программу, написанную на языке высокого уровня, можно ввести команды на языке ассемблера.

Если программа содержит модули, написанные как на языке высокого уровня, так и на языке ассемблера, они пропускаются через устройство, называемое редактором связей. Компиляторы и ассемблеры часто не присваивают командам фиксированных адресов в памяти, так что команды могут перераспределяться в любые участки памяти. Задачей редактора связей является связь этих модулей в единую последовательность в памяти, чтобы обеспечить единую однородную систему команд.

Программы обычно записываются в систему разработки программ, состоящую из компилятора, ассемблера, редактора связей, ЗУ и др. После проверки программы она переводится из системы разработки программ в память реальной целевой системы для дальнейшей проверки. Этот процесс называется разгрузкой, а обслуживающая программа, которая его выполняет, — разгрузчиком.

Операционная система обеспечивает взаимодействие пользователя и системы разработки программ и является основной системой для разработки программного обеспечения. Операционные системы обычно являются диалоговыми и используются по умолчанию для уменьшения объема информации, которая должна быть загружена пользователем. Как правило, операционные системы ориентированы на работу с файлами, при этом пользователь работает с программами, пользуясь названиями их файлов.

Операционные системы выполняют многие задачи управления, например вызов компиляторов и редакторов, как показано на рис. 16.35. Управляющая часть операционной системы работает независимо от исходного файла пользователя, определяющего такие элементы, как адреса ячеек памяти, прерывания и т. п. Система управления реагирует на требования пользователя путем генерации кодов и файлов команд, т. е. автоматически выполняет отдельные операции, обеспечивающие выполнение заданной программы в целом. Примерами таких операций являются генерация кодов инициализации и возврата в исходное состояние, формирование файлов команд редактора связей, установка файлов команд эмулятора, которые обеспечивают разгрузку программы на выходном языке из редактора связей и ее выполнение в эмуляторе.

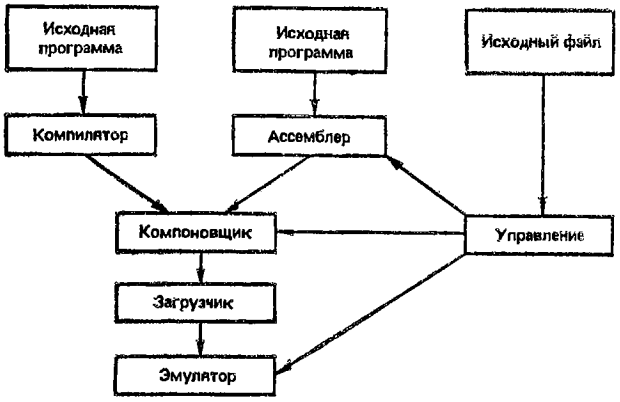


Рис. 16.35. Фуикции управлеиия операционной системы.

Операционные системы обладают и многими другими полезными средствами. Многозадачная система позволяет одновременно решать несколько задач. Таким образом, система может одновременно осуществлять компиляцию или трансляцию с помощью ассемблера файла исходной программы, редактировать другой файл и распечатывать третий. Многозадачная система особенно полезна в тех случаях, когда множество пользователей связано с центральной системой разработки программ. Общее программное обеспечение системы пишется и отлаживается в виде небольших модулей; операционная система распределяет объем памяти и возможности машины по обработке данных между этими модулями таким образом, что обеспечивается одновременное выполнение многих программ.

Многопользовательское устройство в операционной системе позволяет системе разработки программ работать одновремен-

но с несколькими пользователями. В этом случае применяется многозадачное устройство для распределения ресурса между пользователями и защиты ресурса от других пользователей. Операционная система обеспечивает также пользование иерархической системой файлов, в которой файлы распределены по нескольким уровням, причем каждый файл содержит файлы или каталоги, указывающие другие файлы на более низких уровнях.

В больших системах программного обеспечения полезно иметь устройство, с помощью которого простая команда заставляет автоматически перекомпилировать или перетранслировать с помощью ассемблера и затем связать с системой в целом все взаимозависимые модули исходной программы, которые были изменены в сеансе отладки. Это устройство операционной системы носит название автоматической корректировки программного обеспечения. Другим полезным устройством является электронная почта, которая позволяет поддерживать контакты между членами проектной бригады, что особенно полезно для передачи сообщений о возникших трудностях и т. п.

Еще две возможности, которыми обладают некоторые операционные системы, — это виртуальный ввод-вывод и непрямые команды. Виртуальный ввод-вывод позволяет легко дополнять систему периферийными устройствами, причем работа с каждым устройством осуществляется независимо от его характеристик. Режим непрямых команд позволяет считывать комаиды из файла без ввода оператора и полезен для управления процессом.

Использование обслуживающих программ для анализа программного обеспечения было рассмотрено в разд. 16.4. Анализ эффективности позволяет описать действие программы и оптимизировать части программного обеспечения. Примерами обслуживающих программ для анализа эффективности являются: а) схема полной пропускной способности памяти, что обеспечивает более эффективное распределение и использование памяти, б) анализ распределения времени между последовательными обращениями к различным модулям памяти, что обеспечивает решение задачи организации очереди, в) диаграмма временных интервалов, необходимых для выполнения отдельных частей программы, в том числе наиболее и наименее оптимальных случаев; области, на которые затрачивается больше времени, чем ожидалось, можно переписать, г) счет числа употреблений различных команд.

По мере роста систем программного обеспечения, требующих больших бригад программистов и систем на основе многих микропроцессоров с программами объемом свыше 0,5 Мбайт, средства организации и управления проектированием программного обеспечения приобретают решающее значение. Проблемы,

связанные с организацией проектирования, возникают не только из-за участия большого числа программистов, но и из-за необходимости вносить множество изменений, разрабатывать несколько версий и разных вариантов одного и того же программного обеспечения, например, для систем на основе дисков, систем с оперативной памятью и т. п.

На рис. 16.36 представлены некоторые средства организации проектирования, применяемые при разработке типичной системы. Для каждого отдельного участника проекта выделяется своя база данных, которая взаимодействует с центральной

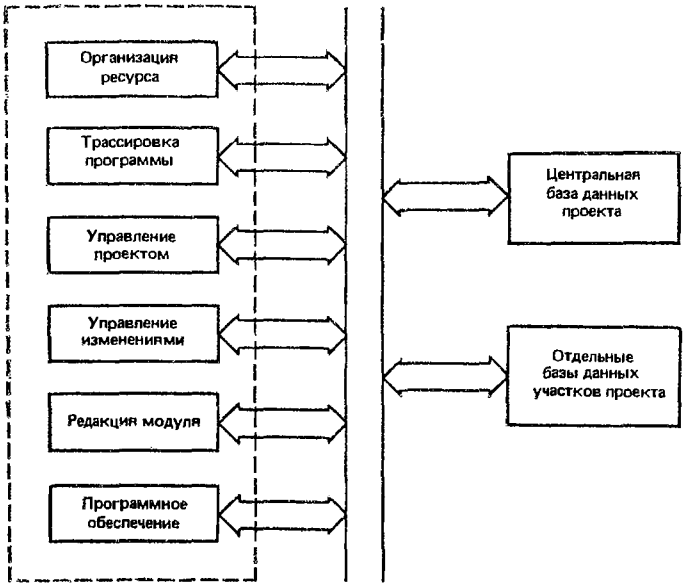


Рис. 16.36. Средства организации проектирования.

базой данных и находится под контролем средств организации. Эти средства выполняют следующие функции: а) Управление доступом к отдельным модулям программы. Если модуль вызван из центральной базы данных программистом, ни один другой инженер не может получить доступа к нему. б) Автоматическая регистрация всех изменений, внесенных в модуль программы, после его возвращения в центральную базу данных. Здесь отмечается, когда внесено изменение, кто его внес, в чем оно состоит и почему было сделано. в) Автоматическое обновление всех отдельных баз данных проекта, т. е. включение в них новейшей информации, что гарантирует каждому пользователю работу с модулями программы на современном уровне. г) Клас-

сификация информации по пересмотрам, версиям, типам и т. п., так чтобы участник проекта мог быстро получить доступ к нужному модулю: д)Обновленная запись всех данных и их состояний. Это необходимо для обеспечения работы пошаговых компиляторов, так что если в модуль вносились изменения, то лишь модули, подвергшиеся изменениям, должны быть перекомпилированы и их связи должны быть перекомпонованы перед повторным испытанием.

16.5.2. Эмуляция. При испытании обычных систем аппаратного обеспечения работу системы можно понять при рассмотрении ее принципиальной схемы. Диагноз ошибок в системах на основе микропроцессоров представляет значительно более сложную задачу, поскольку поведение системы определяется ее программным обеспечением. В этих обстоятельствах применяется эмуляция. Исследуемая схема (которую называют также целевой системой) заменяется прибором, который эмулирует ее поведение. Этот прибор называется эмулятором. Его можно подвергнуть действию испытательных входных сигналов с целью изучения работы целевой системы. Концепция эмуляции не нова, поскольку, например, при испытаниях аппаратного обеспечения также принято заменять часть системы внешними приборами, такими, как источники питания и генераторы функций, которые по существу действуют как эмуляторы.

При анализе систем на основе микропроцессоров эмулятор управляет целевым микропроцессором и следит за операциями в его регистрах. Эмулятор может быть частью макетной системы, т. е. может быть тесно связанным со всей системой, или оставаться специализированным эмулятором, связанным с главной шиной, если разработка программного обеспечения осуществляется с помощью большого главного универсального компьютера.

Эмуляторы можно получить от изготовителей микропроцессоров или от фирм, изготовляющих приборы. Когда разрабатывается новый микропроцессор, первую помощь в разработке оказывают изготовители полупроводниковых приборов, и лишь позднее, иногда спустя один или два года, поставщик приборов получает в распоряжение вспомогательные средства. Обычно такой эмулятор имеет больше возможностей, поскольку в нем учитывается опыт работы с микропроцессором, так что одно и то же вспомогательное устройство может применяться с приборами от разных поставщиков. Одна из проблем, возникающих при эмуляции микропроцессора, состоит в том, что часто невозможно осуществить доступ ко всем необходимым линиям прибора, поскольку они не имеют выводов. Изготовитель микропроцессора обходит указанные трудности, делая к этим лини-

ям специальные выводы. Эти приборы (рис. 16.37) изготовляются в расчете на эмуляторы поставщика. Поставщик прибора, который обычно не имеет доступа к несвязанным компонентам, должен встраивать в свой эмулятор дополнительные цепи, чтобы имитировать те части микропроцессора, к которым нет доступа.

Целевая система должна работать идентично как с эмулятором, так и без него. Это ее качество носит название прозрачности. Существует два вида прозрачности. Электрическая прозрачность означает, что две системы имеют одинаковые электрические характеристики, такие, как время выполнения операции и машинный цикл. Функциональная прозрачность заключа-

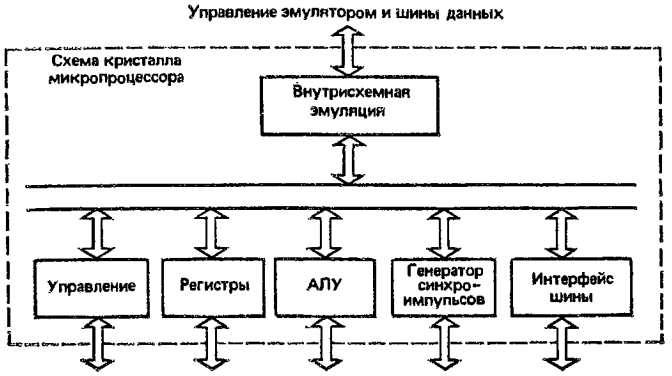


Рис. 16.37. Развязаиный микропроцессор.

ется в использовании обеими системами одного и того же ресурса, например памяти и сигнала прерывания. Эмулирующий микропроцессор следует устанавливать вблизи целевой системы, чтобы свести к минимуму влияние помех, поэтому его обычно встраивают во внешнее переходное устройство, которое подключается вместо микропроцессора целевой системы. Кабели, связывающие эмулятор с другими частями системы, должны быть хорошего качества и иметь компенсацию импеданса. Обычно эмулирующий микропроцессор присоединяется к кабелям и целевой системе через буферный каскад, так как целевая система вносит искажения, например дополнительные задержки.

Системы развития программ на основе эмуляторов должны обладать рядом свойств, чтобы обеспечить проверку целевого оборудования. Должна быть предусмотрена пошаговая работа программы с проверкой содержимого регистров или переадресовкой содержимого памяти при каждом шаге, при этом уста-

навливаются специальные точки, называемые контрольными. Это могут быть точки прерывания программного обеспечения, в которых команда программы заменяется сигналом эмулятора к остановке программы в определенных точках, или контрольные точки аппаратного обеспечения, положение которых может определяться путем сравнения параметров, например адресов памяти или линий ввода-вывода данных. Контрольные точки аппаратного обеспечения могут также генерировать запускающие импульсы, например, для логических анализаторов и осциллографов, давая им сигнал к очередному отсчету.

С помощью эмулятора можно вносить изменения в программу в стадии отладки. Эти изменения могут вноситься в программу в виде заплат для оценки. Для наблюдений за работой микропроцессора в мнемоническом коде необходим дисассемблер, а для внесения заплат — ассемблер. Полезно также иметь возможность выполнять отладку на языке высокого уровня (в исходной программе) и вводить контрольные точки на этом уровне. Сложность системы возрастает, поскольку эмулятор должен отслеживать исходную программу.

Логические анализаторы часто объединяются с эмуляторами внутри системы разработки программ. Логический анализатор — это прежде всего средство текущего контроля, которое очень полезно для сбора временных данных в асинхронном режиме. Эмуляторы работают в синхронном режиме, который неэффективен, от тактовых импульсов целевой системы. На рис. 16.38 приведена схема, в которой эмулятор работает с системой развития программ и связан с приемной системой через гнездо микропроцессора и собственный интерфейс.

Эмулятор, показанный на рис. 16.38, имеет доступ к схеме внутренних логических состояний, которая обеспечивает анализ функций, например характеристик программного обеспечения. Он имеет также доступ к временному анализу и анализу состояний в системе развития программ. Анализ характеристик программного обеспечения не влияет на ход выполнения программы, так что информация может собираться и отображаться в реальном времени. Память эмулятора должна быть достаточно широкой для адресных шин, шин данных, состояний и управления микропроцессора, что в общей сложности может составлять до 96 разрядов. Она также должна обладать достаточной глубиной для приема от одной до двух тысяч циклов данных. Несмотря на такой объем памяти, существенным является тщательное размещение контрольных точек с целью оптимизации пользования памятью данных трассировки.

На рис. 16.38 показаны отдельные структуры с шинной организацией для эмулятора и системы разработки программ. Это позволяет обеим системам работать независимо, что полезно

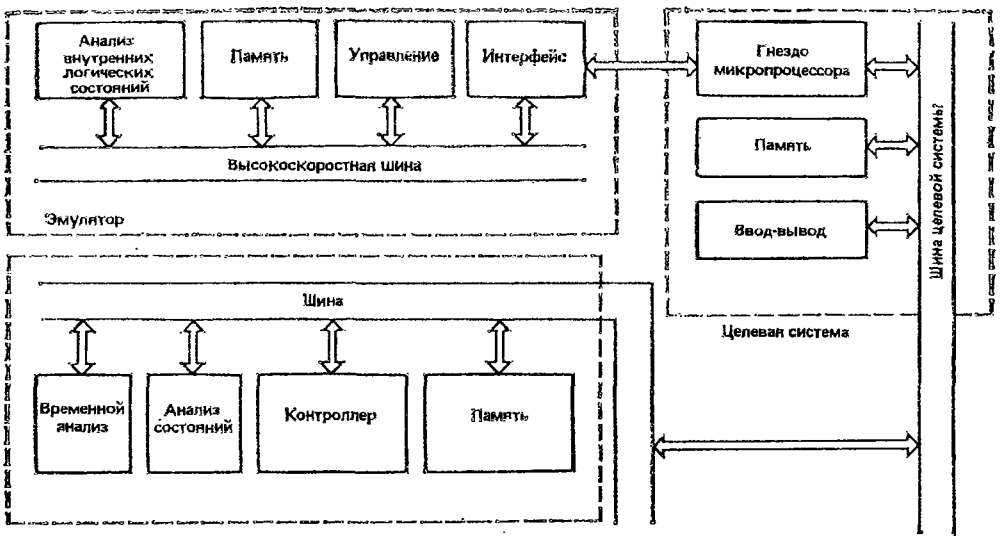


Рис. 16.38. Использование эмулятора с системой разработки программ.

для эмуляции изделий на основе микропроцессоров, проверки логических характеристик в ходе работы микропроцессора и обновления памяти данных трассировки эмулятора без остановки процессора.

На рис. 16.38 показано подключение эмулятора к гнезду микропроцессора целевой системы. Это фактически означает замену микропроцессора целевой системы микропроцессором эмулятора, который находится под контролем системы разработки программ. Эта форма эмуляции называется внутрисхемной и находит широкое применение. Она неприменима для разрядно-модульных процессоров, поскольку они работают с высокими скоростями и их микропрограммирование позволяет каждому прибору иметь свою собственную систему команд. В этих условиях применяется эмуляция памяти или постоянного запоминающего устройства (ПЗУ).

При эмуляции памяти микропроцессор целевой системы функционирует, но связь с эмулятором осуществляется через память программ целевой системы. Быстродействующее ОЗУ в составе эмулятора замещает память программ, предоставляя эмулятору контроль над микропрограммами системы. Эмулятор может останавливать генератор тактовых импульсов в нужных контрольных точках. Однако, хотя этот путь приемлем для статических систем, он не годится для динамических систем, поскольку остановка генератора тактовых импульсов приводит к потерям данных. Если эмулятор работает со скоростью, превышающей длительность цикла микропроцессора, он может при регистрации контрольных точек давать пустую команду. Таким образом, генератор тактовых импульсов не останавливается, но оператор может видеть содержимое внутренних регистров системы.

Третий тип эмуляции известен под названием эмуляции ввода-вывода и применяется, если систему необходимо проверить до того, как завершится конструирование схем ввода-вывода. В этом случае эмулятор подключается к модулю ввода-вывода приемной системы. Сигналы генератора кодовых комбинаций и слов направляются в микропроцессор и его реакция контролируется с помощью временного анализа и анализа состояний. Систему можно тщательно запрограммировать; например, в микропроцессор можно направлять конкретные сигналы, соответствующие конкретным кодовым комбинациям в адресной шине.

16.5.3. Процесс разработки. Идеальный процесс разработки программного обеспечения требует участия одного специалиста по программному обеспечению, снабженного набором разнообразных средств проектирования. Если численность бригады раз-

работчиков увеличивается, то возрастает и роль детального технического задания и жесткой системы контроля, что увеличивает накладные расходы. Зависимость роста производительности труда от приращения ресурса имеет вид, изображенный на рис. 16.39.

Большинство крупных разработок программного обеспечения опирается на центральный универсальный компьютер, мощность которого обеспечивает решение многих задач, и средства организации проектирования, расширяющие возможности бригады разработчиков. Индивидуальные пользователи связываются через шину данных с помощью терминалов или микропроцессорной системы разработки программ, как показано на рис. 16.40. Периферийные устройства, в частности внешняя память, принтеры и графопостроители, обычно распределяются между пользователями. В настоящее время существуют кросс-компиляторы для большинства микропроцессоров.



Рис. 16.39. Зависимость роста производительности труда от приращения ресурса при разработке систем на основе микропроцессоров.

Процесс разработки программного обеспечения начинается со спецификации, проектирования и кодирования, как показано на рис. 16.33. Большинство программ написаны на языках высокого уровня и последовательно компилируются, причем критичные разделы пишутся на языке ассемблера. После редактирования связей программное обеспечение моделируется на системе разработки программ с помощью средств отладки. Однако моделирующая программа может обнаружить лишь погрешности первого порядка, поскольку поведение целевой системы трудно прогнозировать. Поэтому после первоначальной отладки программного обеспечения применяется эмуляция.

Эмуляция может осуществляться в трех режимах, проиллюстрированных на рис. 16.41. В режиме 0 эмулятор и система разработки программ моделируют целевую систему без какого-либо целевого аппаратного обеспечения. Программа целевой системы находится в памяти эмулятора и прогоняется в реальном времени. Генератор тактовых импульсов системы разработки программ работает как источник тактовых импульсов для микропроцессора эмулятора; операция ввода-вывода моделируется. Эмуляцию в режиме 1 применяют, когда имеется какое-либо целевое аппаратное обеспечение. В этом случае используются генератор тактовых импульсов приемной системы и ее

ввод-вывод, если он есть; в противном случае ввод-вывод моделируется. При разработке можно использовать ЗУ эмулятора или целевой системы, или даже комбинацию того и другого. В режиме 2 эмуляции, который является финальной стадией создания единой системы аппаратное — программное обеспечение, все оборудование участвует полностью, так что используются память, генератор тактовых импульсов и схемы ввода-вывода целевой системы. Как и в режимах 0 и 1, эмулятор заменяет здесь микропроцессор целевой системы, т. е. предоставляет инженеру управление целевой системой.

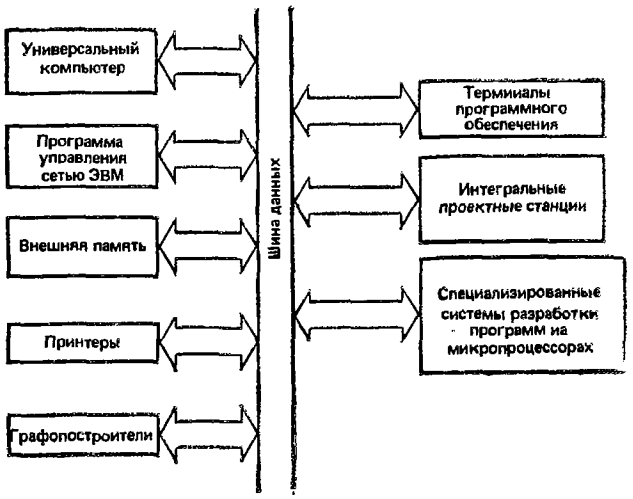


Рис. 16.40. Операционная среда при разработке проекта системы на основе микропроцессора.

При использовании эмуляторов возникают два типа проблем. Во-первых, целевая система удовлетворительно работает с эмулятором, но не со своим собственным микропроцессором. Наиболее общая причина этого заключается в том, что микропроцессор целевой системы перегружен, в то время как эмулятор буферизован и может поэтому выдерживать более высокую нагрузку. Во-вторых, это расхождение в производительности может приводить также к трудностям синхронизации при включении мощности. Например, если импульс установки мощности в состояние нуля слишком короткий, это повлияет на систему, работающую от целевого микропроцессора, но не повлияет при ее работе от эмулятора, поскольку он начинает работать после включения мощности.

Если целевая система удовлетворительно работает от своего собственного микропроцессора, но не от эмулятора, этот сбой

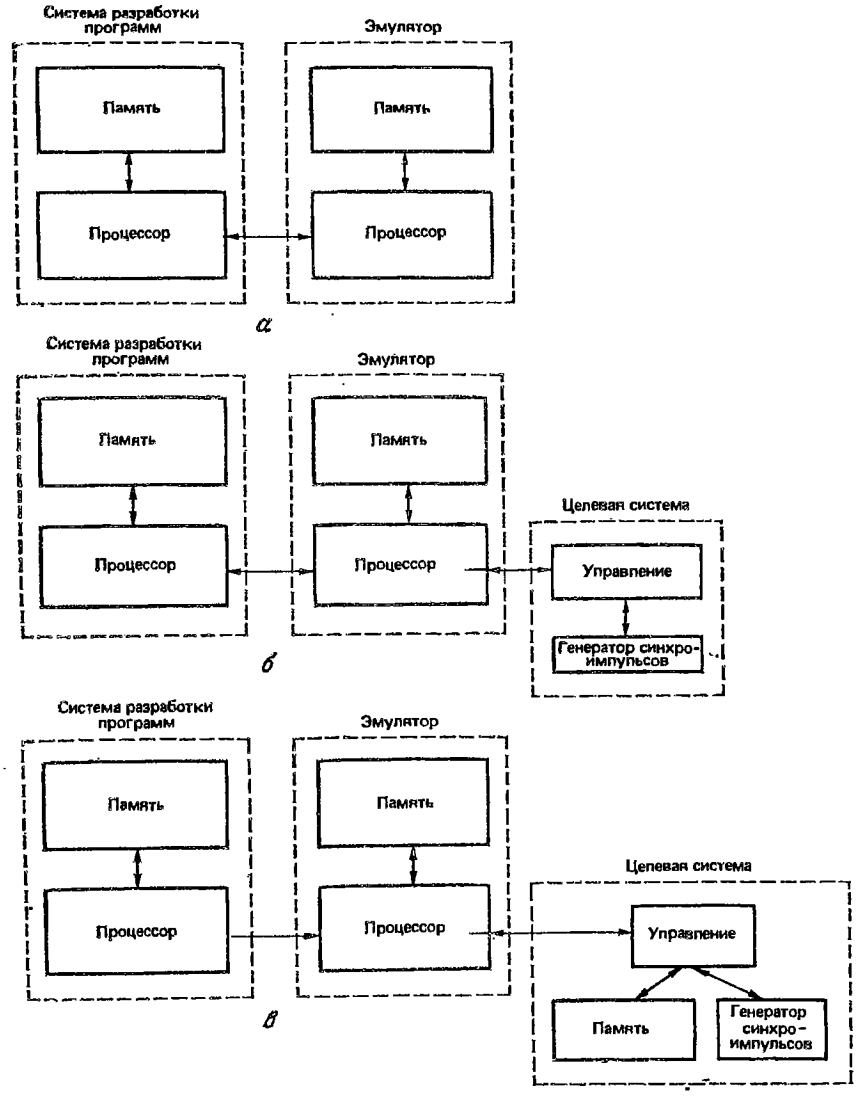


Рис. 16.41. Три режима разработки систем на основе микропроцессоров: *а* — режим 0, *б* — режим 1, *в* — режим 2.

может быть обусловлен нарушениями синхронизации в буферных каскадах, шумами источника питания и т. п. Эти трудности часто возникают и когда целевая система не связана со своим микропроцессором, но в этом случае они маскируются другими эффектами и проявляются как перемежающиеся неисправности.

После проверки приемной системы с помощью эмулятора программное обеспечение записывается в ППЗУ путем пересылки файлов из системы разработки программ в программатор ППЗУ. Таким образом формируется память программ целевой системы.

Глава 17

ОПТОЭЛЕКТРОННЫЕ ИЗМЕРЕНИЯ

17.1. Введение

Оптоэлектроника охватывает область науки, в которой сочетаются оптические и электронные методы. Большинство инженеров-электронщиков знакомы с электронными дисплеями и оптическими датчиками, но оптоэлектронику нельзя целиком отнести к области чистой электроники, поэтому у многих оптоэлектронная терминология вызывает затруднения.

В данной главе мы сначала познакомимся с основными понятиями оптоэлектроники и ее терминологией. Затем будут рассмотрены единицы и методы измерений. Глава завершается описанием параметров и измерений волоконных световодов, поскольку они все шире применяются в электронной промышленности.

17.2. Некоторые основные понятия

17.2.1. Оптический спектр. На рис. 17.1, *а* показан спектр электромагнитных волн. На рисунке видно, что оптическое излучение составляет небольшую часть спектра, а видимое излучение — еще меньшую его часть. Принято делить спектр электромагнитных волн на области по длинам волн, а не по частотам, хотя на рис. 17.1 указаны те и другие единицы. Связь между частотой и длиной волны определяется выражением

$$f = c/\lambda. \qquad (17.1)$$

Здесь f — частота в герцах, λ — длина волны в метрах, c — скорость света, которая приблизительно равна $2{,}99 \cdot 10^8$ м/с.

Оптический спектр простирается от 10 до 10^6 нм и делится на три основные области — ультрафиолетовую, видимую и инфракрасную, как показано на рис. 17.1, *б*. Ультрафиолетовая область спектра лежит между видимой областью и гамма-излучением. Она подразделяется на крайний ультрафиолет (10—200 нм), далекий ультрафиолет (200—300 нм) и ближний ультрафиолет (300—370 нм).

Видимая область спектра простирается от 370 до 770 нм. Излучение с такими длинами волн видит глаз человека со средним зрением. Эта область делится на цвета, которые может вос-

принимать стандартный наблюдатель. Основными цветами являются фиолетовый (370—455 нм), голубой (455—492 нм), зеленый (492—577 нм), желтый (577—597 нм), оранжевый (597—622 нм), красный (622—770 нм).

Инфракрасная область лежит между видимой областью и микроволнами. Она делится на четыре основные полосы: ближнее инфракрасное (770—1500 нм), среднее инфракрасное (1500—6000 нм), дальнее инфракрасное (6000—40 000 нм) и крайнее инфракрасное (40 000—10^6 нм) излучения.

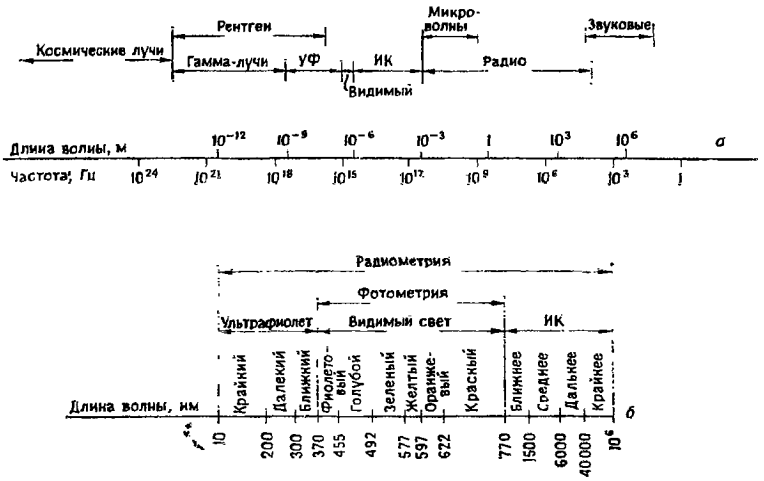


Рис. 17.1. Спектры: *а* — электромагнитного излучения, *б* — оптического излучения.

17.2.2. Взаимодействие света с веществом. Скорость света и всех типов электромагнитного излучения в свободном пространстве постоянна. Разным типам излучения соответствуют различные частоты, а следовательно, и длины волн в соответствии с выражением (17.1). Обычно световой пучок содержит излучения ряда частот, но если он одночастотный или на практике занимает очень узкую полосу частот, говорят, что пучок *монохроматический*. Если, кроме того, отдельные волны, из которых состоит пучок, находятся в фазе друг с другом, говорят, что они когерентны.

Колебания электромагнитного поля происходят в плоскости, перпендикулярной направлению распространения светового пучка. Обычно колебания происходят в этой плоскости в различных направлениях; такой свет называют *неполяризованным*. Если преобразовать пучок так, чтобы колебания электрического (или магнитного) поля происходили только в одном направлении в

плоскости, перпенднкулярной направлению распространения, свет станет линейно поляризованным.

Если свет проходит через границу раздела двух сред, причем угол падения не равен 90°, направление пучка меняется. Это явление называется *преломлением света*. Показатель преломления среды определяется отношением синусов углов падения и преломления и меняется от 1 до 3 в зависимости от состава материала и длины световой волны.

Когда пучок света падает на поверхность, часть света отражается, часть поглощается и часть проходит сквозь среду. *Коэффициент отражения* меняется в зависимости от свойств поверхности и длины волны падающего света от более чем 98% при отражении видимого света от поверхности, покрытой окисью магния, до менее 1% при отражении от закопченой поверхности.

Отражение может также быть зеркальным или диффузным. *Зеркальное отражение* наблюдается, когда поверхность гладкая по сравнению с длиной волны падающего на нее света. В этом случае пучок отражается без изменения расходимости и подчиняется хорошо известным законам отражения. *Диффузное отражение* происходит от поверхности, которая является шероховатой по сравнению с длиной волны падающего света. На такой поверхности свет рассеивается, и на практике отражение пропорционально косинусу угла рассеяния. В случае идеального рассеивателя в соответствии с законом Ламберта энергетическая яркость постоянна и не зависит от угла зрения:

$$L = M/\pi. \tag{17.2}$$

Здесь L — энергетическая яркость в ваттах на стерадиан на квадратный метр, M — энергетическая светимость в ваттах на квадратный метр. Эти единицы поясняются в разд. 17.3.

Часть света, падающего на поверхность, поглощается, причем коэффициент поглощения меняется почти от нуля для чистого кварцевого стекла до более 99% для сажи. В конденсированных средах скорость света меньше, чем в воздухе. При распространении света в среде его интенсивность постепенно уменьшается. Скорость света в среде также меняется в зависимости от длины волны света; это явление носит название *дисперсии*. Часть света рассеивается и часть поглощается, причем поглощенный свет превращается в тепло.

Коэффициент пропускания описывает явление проникновения части падающего на поверхность света в среду, причем глубина проникновения в реальных средах меняется от нуля до более чем 75%. Сумма относительных частей отраженного, поглощенного и прошедшего света для любой среды равна единице.

17.2.3. Радиометрия и фотометрия. *Радиометрией* называются измерения оптического излучения, охватывающие все длины волн, указанные на рис. 17.1, *б*. Эти измерения позволяют определять энергию оптического излучения. Измерение осуществляется путем поглощения энергии в приборе и последующего определения изменения температуры. Приборы должны обладать одинаковым откликом на всех оптических частотах.

Фотометрия относится к измерениям видимого света по производимому им зрительному ощущению. Фотометрические измерения применяются в областях, где человеческий глаз является основным чувствительным элементом, например при освещении помещений или определении характеристик видеоканалов. Глаз содержит два типа чувствительных к свету элементов, называемых колбочками и палочками. Колбочки наиболее активны при нормальных условиях освещения, именно они преимущественно обеспечивают различение цветов. Палочки более чувствительны при слабом освещении, но они не реагируют на цвета, поэтому глазу трудно различать цвета при низких уровнях освещенности.

Максимум спектральной чувствительности колбочек и палочек располагается между 40 и 50 нм. Чтобы получать при фотометрических измерениях согласующиеся результаты, в 1924 г. Международная комиссия по освещению (МКО) установила спектральную световую чувствительность для стандартного фотометрического наблюдателя, показанную на рис. 17.2. Эта характеристика при нормальных условиях освещения называется *дневным зрением* и имеет максимум при 555 нм. На рисунке хорошо видна чувствительность глаза к различным цветам. Например, глаз почти в десять раз чувствительнее к зеленому свету, чем к голубому. Чувствительность при низких уровнях освещения называется *сумеречным зрением* и имеет максимум при 507 нм.

17.3. Единицы измерения

Различные единицы измерения, применяемые в радиометрических и фотометрических системах, сведены в табл. 17.1. Для описания оптических систем применяют и другие понятия и единицы. Например, для описания цветового состава источника света часто используют *шкалу Кельвина.* Она основывается на излучении нагретого абсолютно черного тела. При повышении температуры абсолютно черного тела достигается порог, выше которого тело начинает светиться и излучает тусклый красный свет. При дальнейшем повышении температуры цвет испускаемого излучения меняется, становясь последовательно ярко-красным, оранжевым, желтым, белым и голубовато-белым.

Таблица 17.1

Радиометрические и фотометрические единицы

Параметр	Радиометрические единицы			Фотометрические единицы		
	Символ	Название	Единица измерения	Символ	Название	Единица измерения
Энергия излучения	—	Энергия излучения, лучистая энергия	Джоуль (Дж)	—	Световая энергия	Люмен-секунда (лм·с)
Энергия излучения за единицу времени	φ_e	Поток излучения, лучистый поток	Ватт или джоуль в секунду (Вт, Дж/с)	φ_v	Световой поток	Люмен (лм)
Энергия от точечного источника в единичном телесном угле	I_e	Энергетическая сила света, сила излучения	Ватт на стерадиан (Вт/ср)	I_v	Сила света	Кандела (кд) или люмен на стерадиан (лм/ср)
Поток излучения на поверхности (в заданном направлении)	L_e	Энергетическая яркость	Ватт на стерадиан на квадратный метр (Вт/ср·м^2)	L_v	Яркость	Кандела на квадратный метр (кд/м^2)
Поток излучения, падающий на единицу поверхности	E_e	Энергетическая освещенность, облученность	Ватт на квадратный метр (Вт/м^2)	E_v	Освещенность	Люкс (лк) или люмен на квадратный метр (лм/м^2)
Поток излучения с единицы поверхности	M_e	Энергетическая светимость	Ватт на квадратный метр (Вт/м^2)	M_v	Светимость	Люмен на квадратный метр (лм/м^2)

Типичные значения на шкале Кельвина равны 6500 К для дневного света, 3500 К для света лампы накаливания и 1900 К для свечи.

Еще одно понятие, используемое в оптических измерениях, это *острота зрения*, т. е. способность глаза различать мелкие детали. Острота зрения зависит от уровня освещенности; она улучшается с ростом освещенности, но при высоких уровнях освещенности происходит насыщение.

17.3.1. Фотометрические единицы. Основная единица мощности в фотометрической системе — *люмен*. Она называется *световым потоком*. Как и все фотометрические измерения, люмен основывается на дневном зрении глаза, которое имеет максимум при 555 нм.

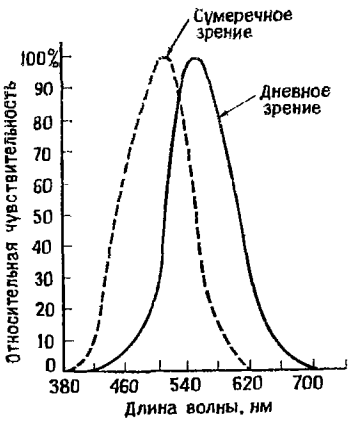


Рис. 17.2. Кривые относительной спектральной чувствительности для стандартного фотометрического наблюдателя МКО.

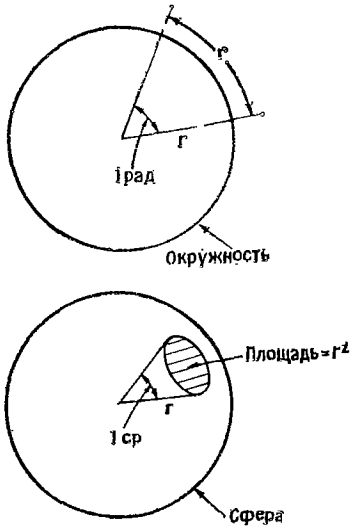


Рис. 17.3. Радиан и стерадиан.

Энергия световой волны в люмен-секундах называется *световой энергией*. Световая энергия излучения точечного источника измеряется как мощность излучения в единичном телесном угле в заданном направлении от источника. *Стерадиан* — мера телесного угла с вершиной в центре сферы радиуса r, вырезающая площадку r^2 на поверхности сферы (рис. 17.3). Энергия, излучаемая точечным источником, характеризуется *силой света* и измеряется в *канделах* или в *люменах на стерадиан*.

Если точечный источник излучает одинаково во всех направлениях, он называется *изотропным*. Поскольку полный телесный угол вокруг точечного источника составляет 4π стерадиан, полный поток от источника, имеющего силу света в 1 канделу, равен 4π люмен. Если источник неизотропен, то график зависимости силы света от угла характеризует направленность источника и носит название *полярной диаграммы* (рис. 17.4).

Плотность световой энергии, падающей на поверхность, называется *освещенностью* и измеряется в люксах. Другие единицы измерения освещенности — люмен на квадратный метр, фот и футсвеча (люмен на квадратный фут) — связаны с люксом следующими соотношениями:

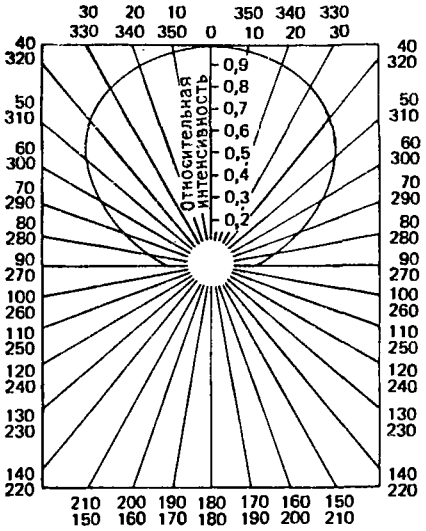


Рис. 17.4. Полярная диаграмма излучения неизотропного точечного источника.

1 люкс = 1 лм/м^2,
1 фот = 1 лм/см^2 = 10^4 лк,
1 фут-свеча = 1 лм/фут^2 = 10,764 лк.

Для ориентировки укажем примерные значения освещенности в условиях естественного освещения:

яркий солнечный свет — 10^5 лк,
тусклый солнечный свет — 10^3 лк,
заход Солнца — 10 лк,
лунный свет — 10^{-1} лк,
звездный свет — 10^{-3} лк.

На практике ни один из источников света не является точечным. Однако если диаметр источника менее 0,1 расстояния

от источника до приемника, его можно считать точечным. Для протяженного источника сила света в любом направлении обеспечивается многими точками на поверхности источника. В этом случае *яркость* служит мерой интенсивности света, покидающего поверхность, проходящего сквозь нее или падающего на нее в данном направлении. Площадью поверхности в этом случае считается проекция поверхности на заданное направление. Например, площадка A_e имеет проекцию $A_e \cos\varphi$ в направлении под углом φ к исходной поверхности. Фотометрическую яркость измеряют в канделах на квадратный метр или в люменах на стерадиан на квадратный метр. Употребляются также следующие единицы фотометрической яркости:

1 фут-ламберт $= 1/\pi$ кд/фут$^2 = 3{,}426$ кд/м^2.
1 ламберт $= 1/\pi$ кд/см^2,
1 стильб $= 1$ кд/см^2,
1 нит $= 1$ кд/м^2,
1 апостильб $= 1/\pi$ кд/м^2.

Приведем примерные уровни яркости различных источников:

взрыв атомной бомбы — $2 \cdot 10^{12}$ кд/м^2,
молния — $7 \cdot 10^{10}$ кд/м^2,
угольная дуга — $2 \cdot 10^{7}$ кд/м^2,
лампа с вольфрамовой нитью — $9 \cdot 10^{5}$ кд/м^2,
Солнце (с Земли) — $2 \cdot 10^{4}$ кд/м^2,
люминесцентная лампа — $7 \cdot 10^{3}$ кд/м^2,
Луна — $3 \cdot 10^{3}$ кд/м^2.

Энергия, излучаемая поверхностью, называется *светимостью*; она представляет собой световой поток, излучаемый единичной поверхностью, и измеряется в люменах на квадратный метр.

17.3.2. Радиометрические единицы. Основной единицей мощности в радиометрической системе служит ватт. Он является мерой энергии, излучаемой в единицу времени. *Энергия излучения* измеряется в джоулях. Энергия или поток излучения, испускаемый точечным источником в единичном телесном угле, называется энергетической силой света или силой излучения и измеряется в ваттах на стерадиан.

Плотность потока излучения, падающего на поверхность, называется *энергетической освещенностью* или *облученностью* и измеряется в ваттах на квадратный метр. Энергетическая сила света, покидающего единичную поверхность, проходящего сквозь нее или падающего на нее в заданном направлении, называется *энергетической яркостью* и измеряется в ваттах на стерадиан и на квадратный метр. В этом случае под площадью поверхности понимается ее проекция на заданное направление (рис. 17.5).

В системах формирования изображений энергетическая яркость (и фотометрическая яркость) играют решающую роль, поскольку глаз формирует изображение источника на сетчатке. В системах, не формирующих изображения, оптический датчик, примером которого может служить фотодиод, реагирует главным образом на энергетическую освещенность в плоскости датчика. Глаз в нормальных условиях формирует изображение, но он может вести себя и как датчик, не формирующий изображение, если он не может различить размеры источника и воспринимает его как точечный, т. е. не формирует двумерное изображение на сетчатке.

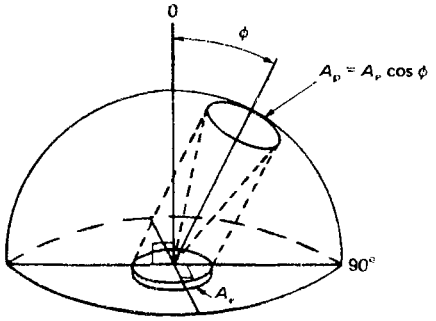


Рис. 17.5. Проекция площади на заданное направление.

В радиометрической системе *энергетическая светимость*, измеряемая в ваттах на квадратный метр, определяет плотность потока излучения, испускаемого поверхностью, отраженного от нее или прошедшего сквозь нее.

17.4. Оптические измерения

Для инженеров-электриков привычны измерения электрических параметров — напряжения и тока — с относительной точностью порядка нескольких миллионных. Однако погрешности оптических измерений, выполняемых квалифицированными специалистами на хорошем оборудовании, редко бывают ниже 10—20%. Такая погрешность обусловлена несколькими факторами, которые мы обсудим в данном разделе.

Основными компонентами оптических измерений являются источники и приемники излучения. Важными их параметрами являются спектральный состав излучения источника и характеристика спектральной чувствительности приемника. Использование приемника со спектральной чувствительностью, не соответствующей измеряемому источнику, приводит к очень большим ошибкам. При спектрометрических измерениях качество

приемника определяется близостью его характеристик к кривой МКО, т. е. относительной спектральной световой чувствительности для стандартного фотометрического наблюдателя, показанной на рис. 17.6. Однако это качество базируется на измерении площади под кривой, что может приводить к большим погрешностям, если не принять мер по согласованию спектральных характеристик на отдельных частотах. В примере, показанном на рис. 17.6, фотометрический детектор дает погрешность около 25% при измерении излучения красного светодиода, хотя кривая детектора сравнительно хорошо согласуется с кривой МКО в большей части диапазона длин волн. С другой стороны, радиометрический детектор дает погрешность менее 5%.

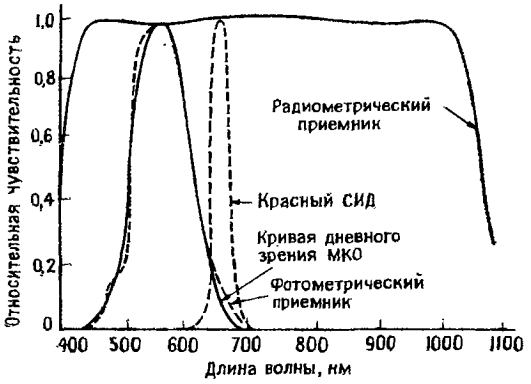


Рис. 17.6. Сравнение относительных спектральных чувствительностей приемников.

Кроме погрешностей из-за несоответствия спектральных характеристик оптические измерения подвержены также погрешностям, которые обусловлены старением приемника и фильтров, паразитным излучением и нелинейностью характеристик приемника.

17.4.1. Оптические источники. *Солнечный* свет имеет непрерывный спектр от инфракрасной до ультрафиолетовой области с максимумом в синей области на длинах волн около 0,46 мкм.

Наиболее широко применяемым источником света является *лампа накаливания с вольфрамовой нитью.* Нить помещается в стеклянную оболочку и светится при пропускании тока. В зависимости от конструкции нить может питаться от разнообразных источников переменного или постоянного тока.

Лампа с вольфрамовой нитью часто используется в качестве вторичного эталона. Она имеет хорошо известный непрерыв-

ный спектр излучения, показанный на рис. 17.7. Ее излучение можно пропустить через фильтр, чтобы получить любой нужный цвет с предсказуемой интенсивностью. По мере повышения температуры нити длина волны, соответствующая максимуму излучения, уменьшается, а интенсивность излучения возрастает. Управляя напряжением и током, можно прокалибровать лампу при любой заданной цветовой температуре.

Пространственное распределение излучения вольфрамовой лампы является почти сферическим, издалека она выглядит как точечный источник. На видимую область спектра приходится менее 15% излучения. Лишь около 2% электрической мощности преобразуется в видимое излучение, а при использовании фильтров эта величина может оказаться менее 0,5%.

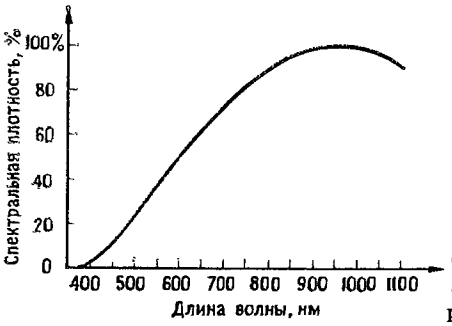


Рис. 17.7. Спектр излучения лампы накаливания с вольфрамовой нитью.

Люминесцентный источник излучает непрерывный спектр с наложенными на него линиями на определенных частотах. Эти линии обусловлены электрическим разрядом в парах ртути, которыми заполнена лампа, и располагаются преимущественно в ультрафиолетовой области спектра. Люминесцентные лампы мало излучают в инфракрасной области спектра; поскольку значительная часть их излучения характеризуется длинами волн, к которым чувствителен глаз, их общий кпд выше, чем у ламп накаливания.

Работа *светоизлучающего диода* (СИД), или *светодиода* основана на явлении *электролюминесценции,* которое представляет собой излучение света кристаллом полупроводника при воздействии на него электрического поля. Электрон в твердом теле может находиться в одном из двух состояний: он может быть связан с атомным ядром или свободно перемещаться по кристаллической решетке. Энергия электрона в свободном состоянии выше, чем в связанном. Зона проводимости полупроводника представляет собой энергетическую зону свободных электронов. Валентная зона — это энергетическая зона связанных электронов или положительных дырок. Запрещенная зона располагается между двумя вышеупомянутыми зонами. Переходы электронов между ними могут быть прямыми или непрямыми. Непрямой переход осуществляется через процесс рекомбинации и имеет более низкий квантовый выход.

Таблица 17.2

Некоторые материалы для светодиодов видимого диапазона

Материал	Цвет	Длина волны в максимуме, нм	Кпд, %	Зонная структура	Световая отдача, лм/Вт
GaP : Zn, O	Красный	695	15,0	Непрямые переходы	20
GaP : N	Зеленый	570	0,5	Непрямые переходы	600
GaP : NN	Желтый	590	0,1	Непрямые переходы	450
$GaAs_{0,6}P_{0,4}$	Красный	649	0,5	Прямые переходы	75
$GaAs_{0,35}P_{0,65}$: N	Оранжевый	632	0,5	Непрямые переходы	190
$GaAs_{0,15}P_{0,85}$: N	Желтый	589	0,2	Непрямые переходы	450

Для светодиода необходим значительный приток электронов в зону проводимости. Его можно обеспечить, повысив энергию электронов в валентной зоне. Затем эти электроны отдают энергию в виде фотонов оптического излучения и возвращаются в валентную зону. Возбуждение достигается подачей на *pn*-переход диода прямого напряжения смещения.

Длина волны излучения светодиода прямо связана с шириной запрещенной зоны E. Если h — постоянная Планка, c — скорость света, то длина волны испускаемого излучения равна

$$\lambda = hc/E. \qquad (17.3)$$

Поскольку электроны часто совершают несколько переходов, чтобы пересечь запрещенную зону, они отдают энергию также в несколько этапов, так что длина волны излучения может превышать значение, которое определяется шириной запрещенной зоны.

Для изготовления светодиодов применяются различные материалы, некоторые из них указаны в табл. 17.2. Выбор материала определяется рядом соображений: ширина запрещенной зоны должна соответствовать нужной длине волны; выход излучения должен быть высоким. Для инфракрасной области спектра наиболее распространенным материалом является арсенид галлия, его ширина запрещенной зоны при прямых переходах равна 1,4 эВ, а длина волны излучения составляет около 900 нм. Для видимой области спектра применяется главным образом фосфид галлия. Его ширина запрещенной зоны равна 2,26 эВ. Фосфид галлия можно легировать цинком и кислородом, чтобы получить красное излучение, или азотом, чтобы по-

лучить зеленое излучение. По мере повышения концентрации азота максимум излучения смещается от 560 нм (зеленый цвет) к 585 нм (желтый цвет).

Арсенид и фосфид галлия образуют твердый раствор арсенида-фосфида галлия. Максимум излучения этого материала располагается на длине волны примерно 660 нм (красный цвет). Легирование азотом повышает коэффициент преобразования фосфора, а также длину волны излучения.

В табл. 17.2 внешний квантовый выход является мерой выходной мощности. Световая отдача в люменах на ватт учитывает чувствительность глаза. Он более чувствителен к зеленому излучению, чем к красному, поэтому световая отдача в зеленой области спектра возрастает.

Светодиоды излучают в относительно узком спектральном интервале от инфракрасной до зеленой области спектра (900—550 нм). Их можно сконструировать так, что они будут излучать различные цвета без применения фильтров. Интенсивность излучения снижается во времени по экспоненте, так что срок службы диода удобно характеризовать половиной времени жизни, т. е. временем, за которое уровень излучения понижается вдвое по сравнению с исходным значением.

Влияние температуры на светодиод связано преимущественно с вариациями ширины его запрещенной зоны. С увеличением температуры длина волны, на которой излучение достигает максимума, также увеличивается. Это вызывает изменение цвета, что влияет на чувствительность глаза и тем самым на световую отдачу. У красных и зеленых светодиодов световая отдача снижается с ростом температуры, а у желтых светодиодов она возрастает, поскольку длина волны излучения смещается в область максимальной чувствительности глаза.

Поскольку спектр излучения наиболее распространенных светодиодов имеет максимум в красной области, измерения таких светодиодов сталкиваются с трудностями. В этой области характеристика спектральной чувствительности фотоприемника с коррекцией отклоняется от кривой дневного зрения МКО (рис. 17.6). Поэтому применяют приемники, которые согласуются с этой кривой в красной области спектра, но существенно отклоняются от нее в других областях.

Источником света, который находит все более широкое применение в промышленности, является лазер (laser — Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation). Лазерный луч обладает такими свойствами, как высокая интенсивность излучения, возможность его поляризации, монохроматичность и когерентность. Лазер в общем случае можно рассматривать как оптический генератор, т. е. усилитель с положительной обратной связью. Он состоит из трех основных частей: активной сре-

ды, которая обеспечивает усиление, системы возбуждения активной среды и резонатора, создающего обратную связь.

В лазерах используются разнообразные материалы — твердые, жидкие и газообразные. Полупроводниковый лазер представляет прямосмещенный *pn*-переход, который возбуждается электрическим током. Вблизи *pn*-перехода происходит рекомбинация дырок с высвобождением фотонов. Если ток смещения достаточно велик, в малой области вблизи *pn*-перехода концентрируется много дырок и электронов, и высвобождаемые фотоны стимулируют рождение новых фотонов. Для лазерной генерации требуются относительно высокие плотности тока; разработано много лазерных структур с целью снизить требования к плотности тока и повысить срок службы. Лазеры могут давать непрерывное или импульсное излучение. Мощные импульсные лазеры требуют специальных методов измерений, которые описаны ниже.

17.4.2. Оптические приемники. В качестве оптических приемников используются фоторезистивные и фотоэмиссионные материалы, полупроводниковые приборы на *pn*-переходах, например фотодиоды и фототранзисторы. Они описаны в разд. 4.8. Кроме того, могут применяться тепловые приемники.

Тепловые приемники измеряют изменение температуры в результате поглощения лучистой энергии и дают на выходе электрический сигнал. Они обычно имеют плоскую амплитудно-частотную характеристику, но более приспособлены для измерения относительно высоких интенсивностей излучения на длинах волн выше 1000 нм. Существует несколько типов оптических приемников, некоторые из них описаны ниже.

Термобатарея состоит из ряда последовательно соединенных термопар. Горячий контакт обычно чернится, чтобы обеспечить хорошее поглощение лучистой энергии; спектральная чувствительность приемника зависит от характеристик этого зачерненного поглотителя. Термопары запаиваются в прозрачную оболочку. Термобатареи обладают малым быстродействием и чувствительны к температуре окружающей среды. Их амплитудно-частотные характеристики могут быть сделаны плоскими в заданной области спектра; термобатареи применяются в радиационных пирометрах и приемниках инфракрасного излучения.

Болометр представляет собой тонкий слой зачерненного металла, запаянный в стеклянную оболочку. Лучистая энергия поглощается слоем, что повышает его температуру и изменяет сопротивление. Это изменение сопротивления измеряется с помощью мостовой схемы, которая показывает значение лучистой энергии. Существует еще один метод, в котором к болометру прикладывается смещение. Смещение затем уменьшается по ме-

ре увеличения лучистой энергии, так что сопротивление болометра поддерживается постоянным. Изменение смещения является мерой лучистой энергии.

Пироэлектрический приемник представляет собой кристалл, электрическая поляризация которого зависит от температуры. Он чувствителен только к изменениям температуры и поэтому может применяться для измерения импульсного и прерывистого излучения и не реагирует на постоянный фон. Изменение поляризации приводит к вариациям тока во внешней цепи. Пироэлектрические приемники обладают высоким быстродействием и используются преимущественно для измерения импульсной мощности лазеров.

17.4.3. Методы измерений. Точные фотометрические измерения сложны. Первым фотометрическим эталоном была свеча специальной конструкции, которая наблюдалась человеческим глазом и сравнивалась с исследуемым источником. В современных методах измерений пользуются специальными лампами и приемниками с фильтрами, которые моделируют спектральную чувствительность стандартного глаза. Однако при этом не удается избежать погрешностей из-за паразитного излучения, неоднородности характеристики и дрейфа приемника, изменений цветовой температуры. Используемая лампа должна иметь известную цветовую температуру; в эталонной лампе обычно поддерживается цветовая температура 2854 К.

В фотометре в качестве датчика обычно применяются кремниевый фотодиод, фотоумножитель или прибор на основе фотопроводимости. Фотометр комплектуется фильтрами, которые корректируют его спектральную чувствительность, приближая ее к кривой МКО для стандартного фотометрического наблюдателя. Источник связывается с оптическим приемником обычно с помощью микроскопа с диафрагмой фиксированного диаметра. Свет от источника фокусируется на диафрагму и измеряется приемником. Если площадь излучателя больше площади диафрагмы, только часть излучателя оказывается в фокусе, поэтому трудно провести согласованные измерения.

В радиометрических приборах применяются фотодиоды, фотоумножители, фоторезисторы и тепловые приемники. Чувствительность приемника зависит от длины волны, поэтому прибор нуждается в калибровке на тех длинах волн, на которых выполняются измерения. При монохроматическом источнике показание прибора умножается на чувствительность приемника на длине волны излучения, что дает значение мощности или энергии. Если источник широкополосный, измерения проводятся в узких спектральных интервалах с помощью фильтров. Для широкополосных измерений выпускаются спектрорадиометры. В них пе-

ред приемником установлен монохроматор, который выделяет лишь нужные частоты и по своему действию подобен фильтру.

Спектрорадиометры обычно комплектуются многими принадлежностями. Входная оптика может состоять из приемников рассеянного излучения, приемников на светодиодах, оптики, формирующей изображение, фотометрических шаров, микроскопов, телескопов и волоконно-оптических зондов. Существует также ряд приемных устройств на разные уровни оптической чувствительности и спектральные интервалы. С помощью спектрорадиометров можно измерять характеристики источников или приемников. Прибор калибруется с помощью эталонных источника или приемника в зависимости от того, предназначается он для измерений источников или приемников. Источники, применяемые для калибровки, по своей интенсивности и оптическим характеристикам должны быть близки к исследуемым источникам.

Измерители оптической мощности основаны на применении специально сконструированных приемников с прерывателями, которые преобразуют свет в электрический сигнал. Прибор комплектуется несколькими сменными приемниками на разные уровни мощности и длины волн. Существуют модификации приборов для специальных применений, например для проведения измерений в ограниченном объеме.

При измерении мощности лазерного излучения возникает ряд трудностей. Высокая плотность мощности излучения создает нелинейные эффекты в фотоприемниках. Чтобы уменьшить их влияние, перед приемником можно установить рассеиватель, но он вызывает отражение и рассеяние, что меняет спектральную характеристику прибора. Неоднородное освещение чувствительных элементов, например термобатарей, также приводит к погрешностям из-за неоднородности распределения температуры. При измерениях лазерной мощности принято использовать зеркала для отражения части мощности. Поскольку лазерные пучки узкие, отраженный пучок почти не отличается от падающего и зеркало, отражающее около 90% излучения, поглощает достаточную для измерения мощность.

Измерения спектра источников света обычно выполняются с помощью оптического спектрометра. В этом приборе спектр излучения снимают интерференционными или дифракционными методами. В интерференционном методе применяют интерферометры Фабри — Перо или Майкельсона. Дифракционный метод основывается на применении монохроматора с дифракционной решеткой или призмой. Поворот дифракционной решетки осуществляется с помощью серводвигателя, что обеспечивает хорошее разрешение. Угол поворота отображается на экране электронно-лучевой трубки. Важно, что монохроматор охватывает ши-

рокий диапазон частот. Чтобы производить измерения при низких уровнях излучения, отношение сигнал/шум должно быть достаточно высоким. Это достигается с помощью модулятора света и синхронного детектора.

При измерениях плотности энергии света, падающего на поверхность, т. е. освещенности или облученности, оптический приемник должен располагаться на указанной поверхности. Кроме того, он должен быть установлен под прямым углом к падающему свету, иначе требуется компенсация с учетом угловой чувствительности приемника. Поскольку речь идет об измерениях плотности потока, важно, чтобы вся поверхность приемника была освещена. Следовательно, на рис. 17.8 протяжен-

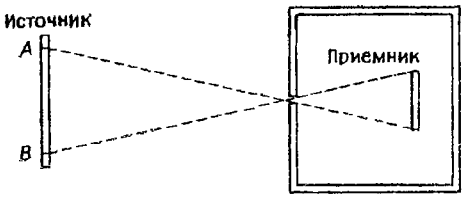


Рис. 17.8. Определение площади источника при измерениях плотности потока энергии на поверхности.

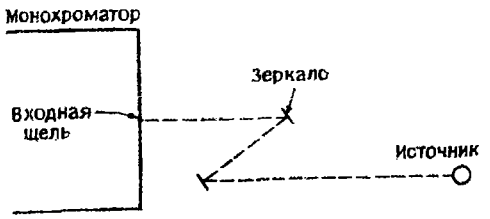


Рис. 17.9. Измерения спектрального распределения потока излучения.

ность источника должна быть не меньше чем от A до B. Если это условие не выполняется, необходимо внести поправку с учетом истинного угла, под которым виден источник. Чтобы измерить облученность, создаваемую точечным источником, специальной входной оптики не требуется. Однако для источников с большими поверхностями на входе измерительного прибора необходим рассеиватель, например фотометрический шар, со спектральной чувствительностью, пропорциональной косинусу угла падения.

При проведении измерений спектрального распределения потока излучения изображение источника формируется на вход-

ной щели монохроматора (рис. 17.9). Применяются зеркала с малой дисторсией, углы установки зеркал фиксируются. Систему калибруют с помощью оптического эталона. Для источников с малой поверхностью может понадобиться входной микроскоп, а для удаленных источников — телескопическая приставка. При измерениях в видимой области спектра требуются ахроматические линзы, а при измерениях в ультрафиолетовой и инфракрасной областях — линзы из плавленого кварца. Спектрометр с телескопической приставкой калибруется с помощью точечного источника, расположенного на том же расстоянии, что и измеряемый источник.

Освещенность (E), создаваемая точечным источником, пропорциональна силе света (I) источника и обратно пропорциональна расстоянию от источника до приемника d. Следовательно, измерив освещенность, можно рассчитать силу света с помощью выражения

$$I = Ed^2. \qquad (17.4)$$

Важно, чтобы диаметр источника был по крайне мере в 50 раз меньше расстояния между источником и приемником. Это снижает погрешности, обусловленные конечным размером источника.

17.5. Волоконная оптика

Волоконная оптика приобрела в последние годы широкую популярность, особенно в области связи, успешно выдержав соревнование с обычными и коаксиальными кабелями, волноводами и радиосвязью. Преимущество волоконно-оптических кабелей перед обычными кабелями из медной проволоки заключается в значительно меньших размерах и весе, нечувствительности к помехам от электрических и магнитных полей, создаваемых грозовыми разрядами и электрическими машинами. Они также не подвержены перекрестным помехам, потому что, даже если свет выходит из поврежденного кабеля, он не попадает в соседний кабель. От волоконно-оптического кабеля трудно сделать ответвление, поэтому постороннее вмешательство легко выявить в отличие от коаксиальных кабелей, где отвод сделать несложно, а обнаружить его трудно. Поэтому волоконно-оптические кабели все шире применяются в системах связи повышенной надежности.

Оптические волокна имеют значительно более широкую полосу пропускания и меньшее поглощение, чем обычные кабели, что видно на рис. 17.10. Это означает, что в линиях связи большой протяженности требуется меньше ретрансляторов. Отметим здесь, что существует различие в применении децибелов (дБ)

в оптике и электротехнике. Если мощность оптического излучения P_o преобразуется датчиком в электрический ток I, этот ток обычно пропорционален мощности излучения. Следовательно, оптическое поглощение выражается в виде

$$\text{Оптическое поглощение [дБ]} = 10\lg(P_{O1}/P_{O2}) = 10\lg(I_1/I_2). \quad (17.5)$$

Мощность электрического сигнала P_e пропорциональна квадрату тока, поэтому поглощение электрической мощности выражается в виде

$$\text{Поглощение электрической мощности [дБ]} = 10\lg(P_{e1}/P_{e2}) = 20\lg(I_1/I_2). \quad (17.6)$$

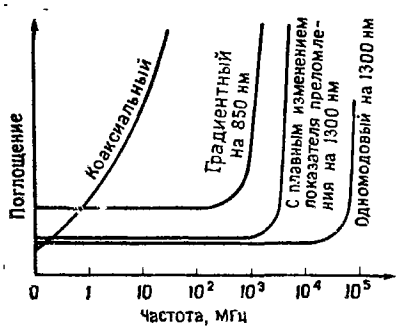


Рис. 17.10. Типичные зависимости поглощения от частоты для коаксиальных и волоконно-оптических кабелей.

Из сопоставления выражений (17.5) и (17.6) видно, что при одинаковых отношениях токов оптическое поглощение в децибелах в два раза меньше электрического.

Оптические волокна изготовляются из дешевого и доступного материала. Однако они нуждаются в источниках света и приемниках для сопряжения с электронным оборудованием. В качестве источников света чаще всего используют светодиоды и полупроводниковые лазеры, а в качестве приемников — полупроводниковые фотодиоды. Присоединение источников света и приемников к оптическим волокнам, а также соединение отрезков волокон друг с другом на первых порах доставляло много хлопот, но к настоящему времени эти трудности преодолены, как будет показано в следующем разделе.

17.5.1. Принцип действия оптических волокон. Если световой пучок пересекает границу раздела двух сред с показателями преломления n_1 и n_2, он испытывает преломление (рис. 17.11). При некотором угле падения φ_1 пучок испытывает полное внутреннее отражение. Чтобы это имело место, должны выполняться неравенства

$$n_2 < n_1, \quad (17.7)$$

$$\varphi_1 > \arccos(n_2/n_1). \quad (17.8)$$

Минимальный угол, при котором наблюдается полное внутреннее отражение, называется критическим и равен

$$\varphi_c = \arccos(n_2/n_1). \quad (17.9)$$

Принцип полного внутреннего отражения используется при передаче света по волоконным световодам, что проиллюстрировано на рис. 17.12. На рисунке показано волокно со ступенчатым изменением показателя преломления на границе между сердцевиной волокна и оболочкой. При полном внутреннем отражении коэффициент отражения превышает 99,9% по сравнению с 80—90% при отражении от зеркал с посеребренной поверхностью.

Длина волны излучения, используемого для волоконно-оптической связи, составляет от 800 до 1600 нм, причем наиболее широко применяются длины волн 850 и 1300 нм. Более длинные волны обеспечивают меньшие потери и широкую полосу пропускания, но источники и приемники на этих длинах волн дорогие.

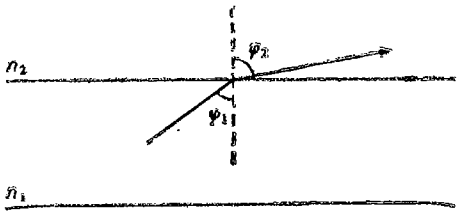


Рис. 17.11. Преломление светового пучка.



Рис. 17.12. Распространение света в волокне со ступенчатым изменением показателя преломления.

Типичные диаметры волокон составляют 50, 100, 200 и 300 мкм, волоконно-оптические кабели могут быть одно- или многожильными. По волоконному световоду может распространяться несколько мод оптического излучения; число мод определяется приближенным выражением

$$N = (2\pi^2 r^2/\lambda^2)\,(n_1^2 - n_2^2), \qquad (17.10)$$

где λ— длина световой волны в вакууме, r — радиус сердцевины волокна, n_1 и n_2 — показатели преломления сердцевины и оболочки.

Многомодовое распространение приводит к искажениям сигнала. Если световая волна в световоде состоит из двух мод a и b, показанных на рис. 17.12, ясно, что пучок a проходит более длинный путь, чем b. Это приводит к уширению импульсов, про-

иллюстрированному на рис. 17.13. Эти искажения можно уменьшить при использовании градиентных волокон (с плавным изменением показателя преломления). В таком волокне показатель преломления сердцевины постепенно снижается от ее оси к границам; это достигается применением специальных технологий, например химического осаждения. Изменение показателя преломления поперек сечения сердцевины волокна составляет около 1%. На рис. 17.14 показаны профили показателя преломления для волокон со ступенчатым и плавным его изменением.

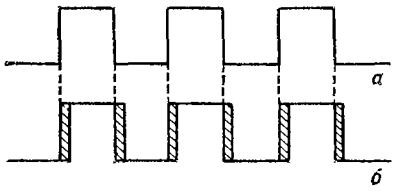


Рис. 17.13. Искажение световых импульсов при распространении в волокне: *а* — импульсы от источника света на входе в волокно, *б* — импульсы на выходе из волокна.

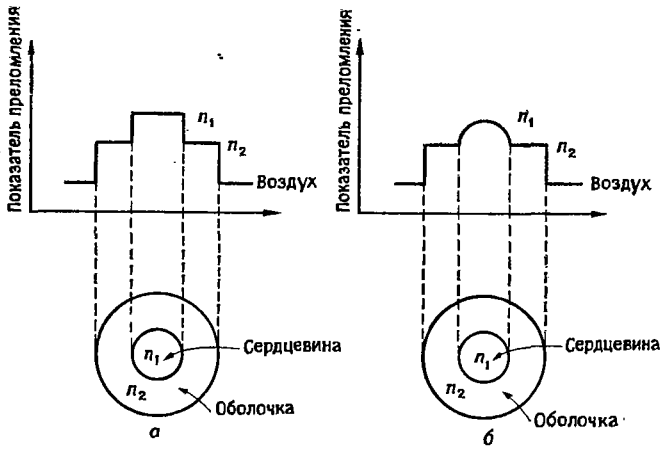


Рис. 17.14. Профили показателя преломления в оптических волокнах: *а* — ступенчатое изменение, *б* — плавное изменение.

Градиентное волокно можно рассматривать как состоящее из ряда слоев конечной толщины, с изменением показателя преломления на границах каждого слоя. При пересечении такой границы свет испытывает преломление, причем угол скольжения постепенно уменьшается, пока, наконец, не произойдет полное внутреннее отражение. В результате траектория светового пучка приобретает параболическую форму, показанную на

рис. 17.15. Поскольку световая волна при распространении во внешних областях волокна встречает среду с меньшим показателем преломления, она распространяется здесь быстрее, чем на оси сердцевины. Это частично компенсирует увеличение длины траектории для волн во внешних областях и уменьшает искажения импульсов, показанные на рис. 17.13. Оптимальное распределение показателя преломления, обеспечивающее почти параболический его профиль, описывается выражением

$$n_d = n_a[1 - 2(n_a - n_e)r^{-k}d^k]^{1/2}. \qquad (17.11)$$

Здесь n_d — показатель преломления на расстоянии d от оси сердцевины волокна, n_a и n_e — показатели преломления на оси и на границе волокна, r — радиус сердцевины, k — константа (примерно равная 2), которая зависит от состава сердцевины и длины волны света.

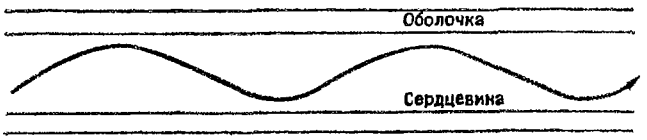


Рис. 17.15. Распространение света в градиентном волокне.

Волокна со ступенчатым профилем показателя преломления имеют сердцевину большего диаметра и поэтому выдерживают более мощное излучение. Они плохо выдерживают низкие температуры и труднее поддаются соединению. Они также вызывают искажения импульсов, что уменьшает их полосу пропускания. В градиентных волокнах искажения импульсов уменьшаются примерно в 200 раз, что сопровождается расширением полосы пропускания. Однако при работе в очень широкой полосе необходимо исключить все моды, кроме одной, т. е. применять одномодовые волокна.

Из выражения (17.10) видно, что число N распространяющихся в волокне мод световой волны снижается с уменьшением радиуса волокна и ростом длины световой волны и в конце концов достигает единицы. Разность показателей преломления $n_1 - n_2$ обычно выбирается такой, чтобы радиус одномодового волокна был не ниже 5 мкм; это облегчает стыковку волокон. Следует отметить, что выражение (17.10) справедливо для волокон со ступенчатым изменением показателя преломления; при плавном его изменении значение N уменьшается в два раза.

Стеклянные волокна могут состоять из стеклянных сердцевины и оболочки, кварцевой сердцевины и пластмассовой оболочки или пластмассовых сердцевины и оболочки. Пластмассо-

вые волокна прочнее и легче поддаются подключению к другим устройствам, но обладают высоким поглощением. Волокна со стеклянными сердцевиной и оболочкой обладают наилучшими характеристиками по поглощению, но менее прочны. Оболочка предохраняет оптическое волокно от потерь излучения из-за царапин на поверхности, а также от загрязнений, в частности, смазочными материалами. Для полного внутреннего отражения внешняя среда должна иметь более низкий коэффициент преломления, чем стеклянная сердцевина, а жировые вещества имеют примерно такой же показатель преломления, как стекло.

Стеклянные волокна получают нанесением первой мягкой оболочки, называемой первичным защитным покрытием, на свежевытянутую стеклянную сердцевину. Затем наносится вторая оболочка, а затем прочная внешняя трубка. Первая оболочка должна иметь хорошее сцепление с сердцевиной, но в то же время должна быть возможность ее удаления. Она также предохраняет волокно от микроизгибов, вызывающих потери. Внешняя

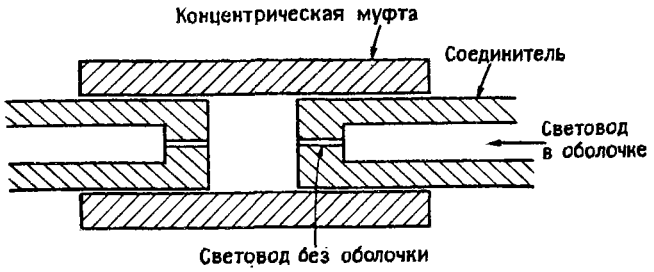


Рис. 17.16. Простой соединитель оптических волокон.

оболочка может быть свободной или туго охватывать волокно. В свободном буфере волокно может свободно перемещаться и изгибаться, в этом случае применяется материал с низким коэффициентом трения, например поливинилиден фторид. Оболочки, туго охватывающие волокно, изготовляют из материалов с низким коэффициентом теплового расширения и слабой вязкостью, чтобы избежать напряжений во время вытяжки.

Чтобы соединить два волокна, их концы зачищают и состыковывают. Если соединение временное, для его фиксации применяют соединитель, показанный на рис. 17.16. Два очищенных от покрытия конца волокон крепят в концевых держателях, которые затем вворачиваются в концентрическую направляющую трубку. Потери в таком соединении составляют около 0,5 дБ. Если необходимо постоянное соединение, концы волокон сплавляют друг с другом, в этом случае потери не превышают 0,1 дБ.

При соединении двух кабелей возможен ряд дефектов, некоторые из них показаны на рис. 17.17.

17.5.2. Характеристики волоконных световодов. Основные характеристики оптических волокон, которые обсуждаются в этом разделе, — дисперсия, числовая апертура и поглощение. Дисперсия определяет максимальную длину волокна или максимальное расстояние между соседними ретрансляторами как функцию частоты. Числовая апертура и поглощение устанавливают максимальную длину волокна по отношению к имеющейся мощности излучения, т. е. при низкочастотном сигнале.

Числовая апертура. Когда луч света входит в волоконный световод, как показано на рис. 17.18, в нем благодаря полному

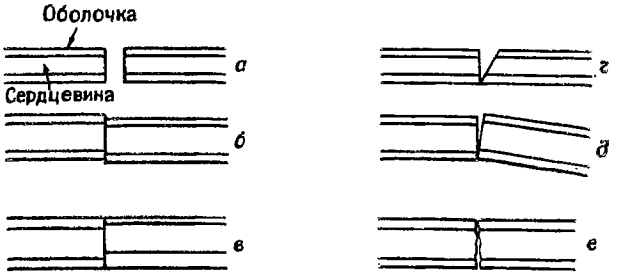


Рис. 17.17. Некоторые типы дефектов при соединении волоконных световодов: *а* — концы не соприкасаются, *б* — волокна некоаксиальны, *в* — сердцевины неконцентричны, *г* — плоскости среза неперпендикулярны осям волокон, *д* — оси волокон направлены под углом друг к другу, *е* — концы волокон загрязнены.

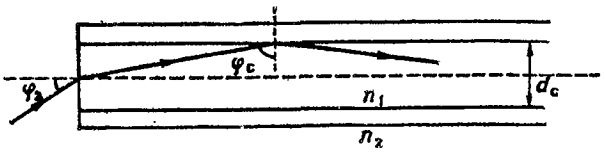


Рис. 17.18. К определению числовой апертуры.

внутреннему отражению могут распространяться только лучи, направленные под малыми скользящими углами к поверхности раздела сердцевины и оболочки. Если φ_c — критический угол, то φ_a называется углом приема; значение последнего определяется показателями преломления сердцевины и оболочки. Лучи, углы падения которых превышают φ_a, не распространяются в световоде, так как не обеспечивается их полное внутреннее отражение.

Значение $\sin \varphi_a$ является мерой способности волоконного световода захватывать свет и называется числовой апертурой

(NA). Для волокон со ступенчатым профилем показателя преломления числовая апертура равна

$$NA = \sin \varphi_a = (n_1^2 - n_2^2)^{1/2}, \qquad (17.12)$$

а для градиентных волокон

$$NA = \sin \varphi_a = n_1[2(n_1^2 - n_2^2)/n_1]^{1/2}. \qquad (17.13)$$

Числовая апертура определяет оптическую мощность, которую можно ввести от источника в световод. Если d_s и d_c — диаметры источника и сердцевины волоконного световода, то при приведении их в контакт друг с другом передаваемая мощность определяется выражениями

$$P = {}^1/_4\pi^2 d_s^2 R_a (NA)^2 \quad \text{при} \quad d_s \leqslant d_c, \qquad (17.14)$$

$$P = {}^1/_4\pi^2 d_c^2 R_a (NA)^2 \quad \text{при} \quad d_s > d_c. \qquad (17.15)$$

Здесь R_a — энергетическая яркость на оси источника. В большинстве случаев потери из-за плохого соединения источника с оптическим волокном составляют примерно 2 дБ. Типичные волокна имеют диаметры от 30 до 600 мкм и числовые апертуры от 0,3 до 0,4 при ступенчатом профиле показателя преломления, 0,2 для градиентного волокна и 0,1 для одномодового волокна.

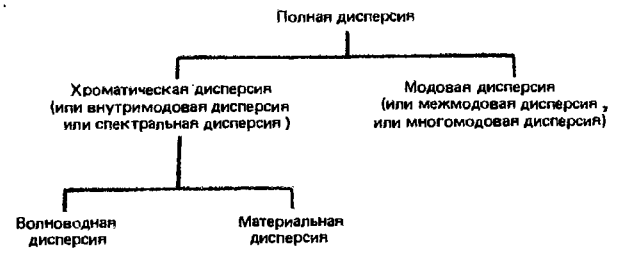


Рис. 17.19. Типы дисперсии в волоконных световодах.

Число мод, которые распространяются в волоконном световоде, определяется выражением (17.10), но его можно также выразить через числовую апертуру с помощью формулы (17.12), что дает

$$N \approx (2\pi r^2/\lambda^2)(NA)^2. \qquad (17.16)$$

При условии, что диаметр сердцевины более чем в десять раз превышает длину волны, в световоде могут распространяться много мод. Однако если радиус сердцевины меньше критического значения

$$r_c = 1{,}2\lambda/\pi\, NA, \qquad (17.17)$$

свет может распространяться в волокне лишь в виде одной моды. Она называется модой HE11 и не подвержена дисперсии. Такие световоды называются одномодовыми, о чем уже упоминалось в разд. 17.5.1.

Дисперсия. В волоконных световодах возникает несколько типов дисперсии, которые указаны на рис. 17.19. Полная дисперсия в световоде равна

$$\text{Полная дисперсия} = [(\text{Хроматическая дисперсия})^2 + (\text{Модовая дисперсия})^2]^{1/2}. \quad (17.18)$$

Скорость света, распространяющегося в волокне, зависит от длины волны. Следовательно, импульс, занимающий конечную полосу длин волн в спектре, будет уширяться из-за того, что его составляющие с разными длинами волн распространяются с разными скоростями. Это явление называется *хроматической дисперсией* и складывается из *материальной дисперсии* и *волноводной дисперсии.*

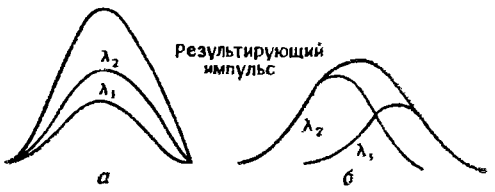


Рис. 17.20. Уширение импульса вследствие материальной дисперсии: *а* — исходный импульс, *б* — выходной импульс.

Материальная дисперсия вызывается зависимостью групповой скорости света от длины волны, проиллюстрированной на рис. 17.20. Эта зависимость обусловлена тем, что показатель преломления стеклянных волокон меняется с изменением длины волны. В кварцевых волокнах есть единственная длина волны, определяемая составом сердцевины, на которой материальная дисперсия равна нулю. Это обычно имеет место в длинноволновой части полосы пропускания волокна, между 1200 и 1800 нм, для большинства материалов на длине волны 1300 нм (рис. 17.21).

Материальная дисперсия сказывается, если излучение источника занимает широкий спектральный интервал. Ширина полосы оптического излучения, обусловленная материальной дисперсией, описывается выражением

$$f_D = KL\Delta\lambda, \quad (17.19)$$

где K — ширина полосы (на уровне 3 дБ), которую приобретает в результате материальной дисперсии сигнал от источника

со спектральной шириной 1 нм на выходе волокна длиной 1 км. Для кварца типичное значение K равно 3,3 ГГц/(нм·км). В выражении (17.19) L — длина волоконного световода в километрах, $\Delta\lambda$ — спектральная ширина излучения источника на уровне половинной мощности.

В системах, где необходимо свести к минимуму материальную дисперсию, применяют лазеры, имеющие типичную спектральную ширину излучения 2—4 нм. Излучение светодиодов характеризуется спектральной шириной 30—60 нм.

Волноводная дисперсия по своему действию подобна материальной дисперсии, но возникает вследствие зависимости фазовой и групповой скоростей каждой моды световой волны от длины волны. В общем случае волноводная дисперсия мала по сравнению с другими видами искажений в многомодовых волокнах с сердцевинами большого диаметра. В одномодовых волокнах влияние волноводной дисперсии становится более заметным. Его можно использовать для компенсации материальной дисперсии, что обеспечивает снижение суммарной дисперсии. У одномодовых волоконных световодов типичное значение дисперсии на длине волны 1300 нм составляет 2 пс/(нм·км).

Модовая дисперсия уже была введена выше и пояснена с помощью рис. 17.12 и 17.13. В градиентном волокне модовая дисперсия минимальна, когда профиль показателя преломления сердцевины имеет форму параболы. Как следует из выражения (17.16), число мод, которые могут распространяться в световоде, растет с увеличением числовой апертуры, что приводит к увеличению модовой дисперсии. Для сетей дальней связи с высокими скоростями передачи информации числовая апертура не должна превышать 0,2, чтобы уменьшить искажения вследствие модовой дисперсии. Для коротких локальных сетей числовую апертуру можно повысить до 0,5. Модовая дисперсия снижается с уменьшением числа мод, при этом возрастает роль материальной дисперсии в определении ширины полосы пропускания кабеля. Обычно коммерческие данные, которые приводятся для волоконных кабелей, предполагают питание от источника с нулевой шириной спектральной линии, так что принимается во внимание только модовая дисперсия.

Поглощение. Сигнал на выходе волоконного световода слабее входного сигнала вследствие оптических потерь, которые пропорциональны длине световода. Сигнал затухает при распространении по световоду экспоненциально, поэтому принято выражать потери в децибелах на единицу длины. В волоконных световодах практические значения оптических потерь меняются от 0,2 до 10 дБ/км.

Потери в световодах обусловлены тремя следующими основными причинами.

а) *Поглощение* света примесями в стеклянной сердцевине. В качестве примесей выступают главным образом ионы металлов, например Fe, Cu, Ni, Cr, Co и Mn, а также гидроксильные ионы (OH) из-за наличия воды в стекле.

На рис. 17.22 представлена типичная кривая поглощения в волоконном световоде. Теоретический предел обусловлен рэлеевским рассеянием, которое будет рассмотрено ниже. Пики на кривой связаны с поглощением света металлическими или гидроксильными ионами. Иногда их называют пиками водяного поглощения. На рис. 17.22 видно, что поглощение имеет спад между 800 и 900 нм, поэтому первые волоконно-оптические системы работали на этих длинах волн, для которых существовали также источники и приемники света. Однако на длинах волн 1300—1500 нм оптические потери ниже, поэтому в настоящее время используют этот участок спектра. Выше 1700 нм поглощение в стекле возрастает вследствие молекулярных резонансов в кварце.



Рис. 17.21. Зависимость материальной дисперсии от длины волны в типичном волоконном световоде.

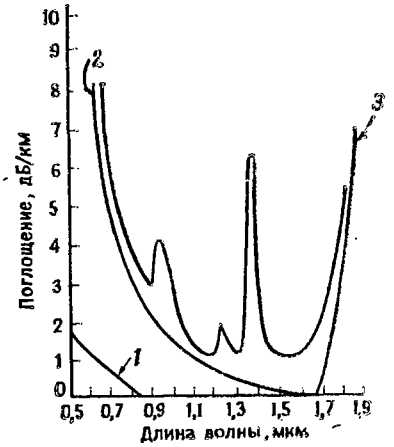


Рис. 17.22. Типичная кривая оптических потерь в волоконном световоде: 1 — поглощение, обусловленное электронными переходами в стекле, 2 — рэлеевское рассеяние, 3 — поглощение, обусловленное колебаниями решетки.

б) Второй причиной оптических потерь в волокнах является рассеяние. Существует два основных механизма рассеяния света в волокнах. Первый из них — рэллевское рассеяние, вызываемое неоднородностями диэлектрических свойств вследствие хаотического распределения молекул в аморфном стекле. Рэлеевское рассеяние меняется как λ^{-4} и в особо чистых стеклах составляет 0,9 дБ/км на 900 нм и 0,4 дБ/км на 1300 нм.

Второй механизм рассеяния связан с неоднородностями на поверхности раздела сердцевины и оболочки. Вследствие этого лучи света, падающие на поверхность раздела под одним и тем же углом, отражаются под различными углами, что приводит к явлению, называемому смешением мод, результатом которого нередко является снижение модовой дисперсии.

в) Третий механизм оптических потерь связан с изгибами волокон в кабеле и носит название потерь на микроизгибах или потерь на излучение. Микроизгибы вызывают потери света вследствие излучения, но эти потери обычно невелики, если только радиус изгиба не становится меньше некоторого критического значения:

$$R_c \approx \frac{3n_1^2\lambda}{4\pi(n_1^2 - n_2^2)^{3/2}}. \qquad (17.20)$$

Например, при $\lambda = 1300$ нм, $n_1 = 1{,}5$, $n_2 = 0{,}99n_1 = 1{,}485$ значение R_c составляет 74 мкм. Поэтому волокна требуют аккуратного обращения, чтобы избежать микроизгибов.

17.6. Методы измерений

Волоконный световод — сложное устройство; например, волокно с n модами имеет $2n$ входов. Поэтому большую роль в обеспечении однородности измерений и повторяемости результатов приобретают измерительные эталоны. Несколько эталонов были разработаны такими организациями, как DIN (германские стандарты), IEC (Международная электротехническая комиссия), VDE (Союз германских электротехников) и CCITT (Международный консультативный комитет по телеграфии и телефонии). В этом разделе мы рассмотрим измерения поглощения, ширины полосы, числовой апертуры и размеров волокна. Описан также оптический рефлектометр, который находит широкое применение для разнообразных измерений оптических волокон.

17.6.1. Поглощение. Поглощение в волокне составляет основную часть потерь в волоконно-оптическом кабеле, включающих также потери в соединителях и местах склеек. Все эти потери следует принимать во внимание при проектировании линий связи.

Для измерения поглощения применяются три метода: обламывания, вносимых потерь и обратного рассеяния. В методе обламывания в исследуемый световод подается постоянная оптическая мощность и измеряется мощность на выходе (P_a). Затем от входного конца световода отламывается короткий кусок около 2 м длиной и измеряется мощность на выходе этого отрезка (P_b). Поглощение в волокне определяется по формуле

$$A = 10 \lg (P_b/P_a). \qquad (17.21)$$

Недостатком метода является необходимость удаления около 2 м волокна, поэтому метод нельзя применять в смонтированной кабельной системе. Трудно получить воспроизводимые результаты даже при тщательном эксперименте.

В методе вносимых потерь источник излучения и приемник вначале соединяют коротким отрезком образцового волокна и измеряют выходную мощность (P_b). Затем образцовый световод заменяют исследуемым и вновь измеряют мощность P_a. Поглощение определяется по формуле (17.21). При измерениях рассмотренными методами важно, чтобы распределение света по сечению световода было стабильным, т. е. чтобы поглощение в световоде не зависело от распределения на его входе. Это достигается формированием светового пучка на входе в световод с помощью системы линз или смесителя мод, описанного в следующем разделе.



Рис. 17.23. Рассеянная мощность от возбуждающего импульса.

Метод обратного рассеяния широко применяется в приборах для измерения характеристик волоконных световодов, например в оптическом рефлектометре с регистрацией формы отраженного сигнала, описанном в разд. 17.6.5. В этом методе возбуждающий световой импульс подается на вход волокна и измеряются световая мощность, которая возвращается к входу вследствие рэлеевского рассеяния, а также время задержки. Это дает кривую, вид которой показан на рис. 17.23. По ней можно определить поглощение во всем волокне или его участках. Например, поглощение A_1 на отрезке длины l_1 на рис. 17.23 находится путем измерения P_{a1} и P_{b1} и подстановки в формулу (17.21):

$$A_1 = 5 \lg (P_{b1}/P_{a1}). \qquad (17.22)$$

Здесь стоит множитель 5, а не 10, как в формуле (17.21), поскольку свет проходит по волокну дважды.

Метод обратного рассеяния позволяет зарегистрировать следы всех дефектов, а также поглощение на неоднородностях волокна. Преимуществом его является также то, что нет нужды отрезать куски волокна и измерения проводятся только на одном конце волокна. Однако при этом требуется значительно более мощный источник света, чтобы обеспечить распространение по длинному световоду, содержащему склейки и соединители. Возможно также возникновение погрешностей из-за вариаций числовой апертуры, диаметра сердцевины или коэффициента рассеяния по длине световода.

17.6.2. Полоса пропускания. Полоса пропускания является сложной функцией от частоты модуляции $H(f_m)$ и определяется частотой $f_в$, на которой выполняется соотношение

$$H(f_m)/H(0)=0{,}5. \qquad (17.23)$$

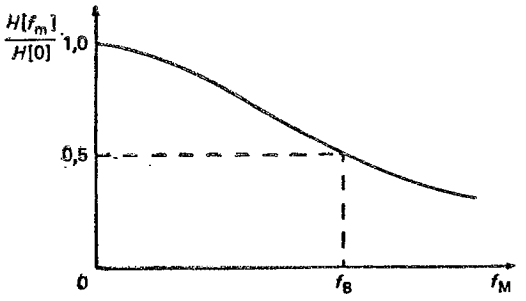


Рис. 17.24. Передаточная функция волоконного световода.

Для измерения полосы пропускания применяются два основных метода: измерений во временной и частотной областях. Измерения во временной области сводятся к пропусканию по исследуемому световоду коротких импульсов с крутым передним фронтом и измерению искажений этих импульсов на дальнем конце световода. Затем с помощью методов математической обработки результаты, полученные во временной области, преобразуются в частотную область. Недостатком этого метода измерений является необходимость иметь столь же широкополосный приемник сигналов, как и сам световод, что снижает максимальную возможную длину измеряемого световода. Необходимо также в процессе измерений осуществлять запуск стробоскопического осциллографа, поэтому требуется точная синхронизация между генератором импульсов на одном конце световода и стробоскопическим осциллографом на другом конце.

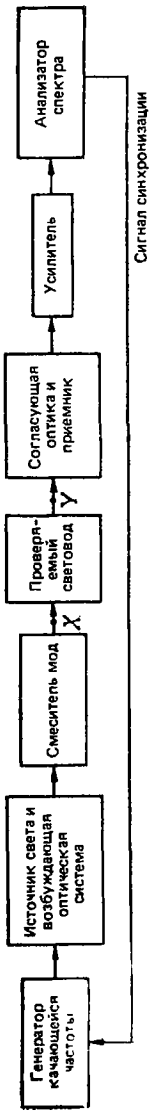


Рис. 17.25. Определение полосы пропускания методом измерения в частотной области в двух точках.

При измерениях в частотной области применяют генератор качающейся частоты для определения передаточной функции, показанной на рис. 17.24. Поскольку передаточная функция находится непосредственно в частотной области, не требуется дальнейших преобразований, которые приходится производить над результатами измерений во временной области.

На рис. 17.25 показана блок-схема устройства для определения полосы пропускания с помощью измерений в частотной области в двух точках. Входной конец световода возбуждается с помощью смесителя мод, который заполняет сердцевину световода. Это обеспечивает независимость выходного сигнала от пространственных свойств источника света. Первое измерение выходного сигнала выполняется в точке *Y*. Затем возбуждаемый конец световода обламывается в точке *X* и измерение проводится вновь. При измерениях в приемную оптическую систему вводятся нейтральные светофильтры, которые не допускают насыщения приемника или его работы в нелинейном режиме. Разность показаний определяет ширину полосы пропускания световода.

Метод измерений в частотной области характеризуется высоким отношением сигнала к шуму, поскольку передаваемая мощность сосредоточена в узкой полосе частот и требует узкополосного приемника. Однако вследствие хроматической дисперсии спектральная ширина источника излучения оказывает

влияние на результаты измерения, поэтому следует применять узкополосный источник излучения.

17.6.3. Числовая апертура. Числовую апертуру световода находят с помощью измерений поля в дальней зоне. Если поместить источник света в центре сферы, то энергетическая освещенность на внутренней поверхности сферы будет отражать распределение поля в дальней зоне. Поле в ближней зоне определяется энергетической светимостью на поверхности источника. Источниками могут служить, например, лазер или конец волоконного световода.

На рис. 17.26 показана схема устройства для измерения числовой апертуры световода. Применяется короткий отрезок волокна длиной около 2 м. Источник света заполняет волокно, что дает пятно большого размера. Применяется также модовая очистка для устранения оболочечных мод. Источник в схеме рис. 17.26 имеет регулируемый размер пятна, а приемник может ре-



Рис. 17.26. Определение числовой апертуры с помощью измерений поля в дальней зоне.

гистрировать свет лишь в пределах узкого угла, поэтому измерение оптической мощности P как функции телесного угла φ выполняется методом сканирования. На рисунке показано распределение поля в дальней зоне для градиентного световода. Числовая апертура находится по результатам измерений с помощью выражения

$$\mathrm{NA} = \sin \theta_m. \qquad (17.24)$$

17.6.4. Размеры волокон. Размеры оболочки волокна обычно измеряют с помощью микроскопа. Сердцевина имеет значительно меньший диаметр, поэтому его принято определять по профилю показателя преломления. Для этого существуют различные методы, например методы измерения поля проходящей или преломленной волны в ближней зоне. Метод измерения поля проходящей волны основывается на том факте, что распределение поля проходящей волны в ближней зоне на выходе однородно заполненного короткого отрезка световода длиной около 2 м пропорционально профилю показателя преломления.

При измерении поля проходящей волны в ближней зоне применяется устройство, подобное показанному на рис. 17.26. Однако теперь измеряется распределение энергетической светимости по торцу волокна. Обычно для этих целей применяют ме-

тоды формирования изображения, поскольку площадь излучающего торца волокна очень мала. Для устранения оболочечных мод волокна применяют смесители мод или удаление мод, а для заполнения волокна — светодиод. На рис. 17.27 показан типичный профиль показателя преломления градиентного волокна, полученный с помощью измерений поля в ближней зоне. Небольшой провал в центре волокна связан с процессом изготовления и является типичным для градиентных волокон. Диаметр сердцевины определяется точками пересечения этой кривой с прямой P, которая находится с помощью выражения

$$P = n_2 + (n_1 - n_2)/40, \qquad (17.25)$$

где n_1 — максимальный показатель преломления сердцевины, n_2 — показатель преломления оболочки.

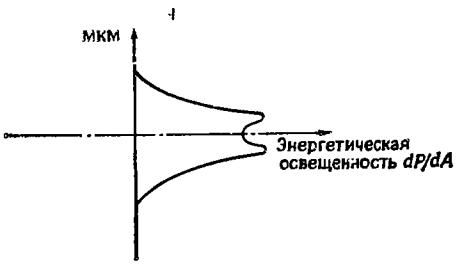


Рис. 17.27. Профиль показателя преломления градиентного волокна, полученный с помощью измерений поля в ближней зоне.

17.6.5. Оптический рефлектометр с регистрацией формы отраженного сигнала. Оптический рефлектометр — прибор, который широко используется для целого ряда измерений световодов. На рис. 17.28 проиллюстрирован принцип работы рефлектометра. Оптический источник состоит из мощного лазера, который генерирует повторяющиеся импульсы длительностью 5 — 100 нс мощностью от 100 мВт до нескольких ватт с частотой повторения несколько килогерц. Эти импульсы подаются в световод, причем часть света отражается или рассеивается назад. Направленный ответвитель или расщепитель пучка препятствует попаданию светового импульса в приемник до прохождения по кабелю. Приемник обычно строится на лавинных фотодиодах.

На рис. 17.23 показан профиль обратного излучения, принятого из световода. Оно состоит из двух компонентов: 1) дискретных или френелевских отражений от резких изменений показателя преломления волокна, например от соединителей, склеек, разрывов в кабеле или конца кабеля; 2) рэлеевского рассеяния на неоднородностях показателя преломления волокна. Количество рассеянного света зависит от нескольких факторов, в том числе от мощности источника, числовой апертуры световода, поперечного сечения рассеяния и длины световой волны. Разрывы в волокне приводят к снижению или полному прекращению рассеяния; зная скорость распространения, можно рассчитать, на каком расстоянии находится разрыв.

Мощность рассеянного сигнала примерно на 50 дБ ниже, чем передаваемая мощность, и значительно ниже дискретных отражений. Поэтому для расширения диапазона прибора применяют методы обработки сигнала, обеспечивающие его усреднение. Результат отображается на экране ЭЛТ или на самописце. Иногда вместо одиночного мощного импульса в световод подают псевдослучайную последовательность импульсов. Это повышает полную мощность излучения, поступающего в световод, и дает более мощный рассеянный сигнал, но для его анализа необходимы методы корреляционной обработки.

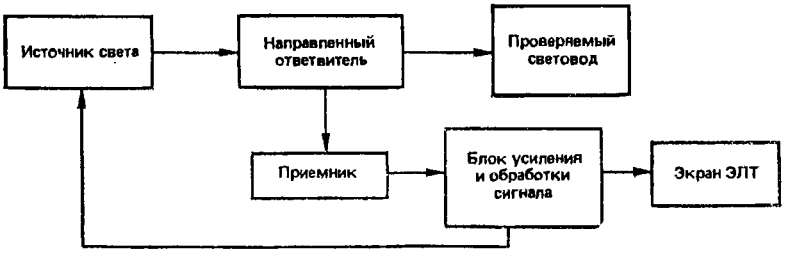


Рис. 17.28. Принцип действия оптического рефлектометра с регистрацией формы отраженного сигнала.

Наклон кривой рассеяния пропорционален коэффициенту поглощения световода. Однако рефлектометр — не точный прибор; например, потери на склейке определяются по отношению амплитуд сигнала с каждой из сторон склейки. Рефлектометр дает среднее значение потерь падающей и отраженной волн, которое может сильно отличаться от потерь при распространении в одном направлении. Делалось много попыток улучшения характеристик рефлектометра, например, путем компромисса между сужением полосы шумов источника и увеличением длительности импульса, что повышает рассеянный сигнал. Применяют и другие системы рефлектометров, например приемники с прямым счетом фотонов и когерентные детекторы (*S. Barber*, Optical Fibre Testing, Telecommunications, July, 1985).

Серийные рефлектометры часто комплектуются сменными лазерными источниками света с типичными длинами волн 850 и 1300 нм. На более длинных волнах встречается ряд трудностей. Например, мощность, которую можно подать в одномодовый световод на 1300 нм, на два порядка ниже, чем в многомодовый световод на 850 нм. Поскольку рэлеевское рассеяние обратно пропорционально длине волны в четвертой степени, обратное рассеяние на 1300 нм примерно на 7 дБ ниже, чем на 850 нм. Рэлеевское рассеяние в одномодовых световодах примерно на 6 дБ ниже, чем в многомодовых, поскольку оно пропорционально квадрату числовой апертуры.

ЛИТЕРАТУРА

К главе 1

H. S. Hvistendahl. Engineering Units and Physical Quantities, Macmillan and Co. Ltd., 1964.

National Bureau of Standards (US), Monograph 56. Aug. 1963.

M. L. McGlashan. Physicochemical Quantities and Units, The Royal Institute of Chemistry, London, 1971.

G. W. C. Kaye, T. H. Laby. Tables of Physical and Chemical Constants, 13th ed. Longmans, Green and Co. Ltd. London, 1966.

D. G. Fink, W. Beaty. Standard Handbook for Electrical Engineers, 11th ed. McGraw-Hill, New York, 1979.

Institute of Electrical and Electronics Engineers. Standard Metric Practice, IEEE Standard 268, New York, 1976.

Institute of Electrical and Electronics Engineers. Recomended Practice for Units in Published Scientific and Technical Work, IEEE Standard 268, New York, 1973.

Institute of Electrical and Electronics Engineers. IEEE Standard Dictionary of Electrical and Electronics Terms, IEEE Standard 100-1972, Wiley, New York, 1975.

Institute of Electrical and Electronics Engineers. Graphic Symbols for Electrical and Electronic Diagrams, IEEE Standard 315, New York, 1975.

Institute of Electrical and Electronics Engineers. Letter Symbols for Units in Science and Technology. ANSI Standard Y-10.19. IEEE Standard 260-1969, New York.

Institute of Electrical and Electronics Engineers. Letter Symbols for Quantities Used in Electrical Science and Electrical Engineering, ANSI Standard Y10.5-1968. IEEE Standard 280-1968, New York.

E. A. Mechtly. The International System of Units, NASA SP7012, NASA, 1969.

ICSU-CODATA Central Office. Recommended Consistent Values of the Fundamental Physical Constants, CODATA Bull. 11, Dec. 1973.

American National Standards Institute. SI Units and Recommendations for the Use of their Multiples, and Certain Other Units, International Standards, LSO-1000, New York, 1973.

F. F. Mazda. Electronic Engineers Reference Book, 5th Ed. Butterworths, London, 1983.

К главе 2

Philco Technological Centre. Electronic Precision Measurement Techniques and Experiments, Prentice-Hall Inc., N.J., 1964.

M. B. Stout. Basic Electrical Measurements, Prentice-Hall Inc., N.J., 1960.

D. Hartke. A VLF Comparator for Relating Local Frequency to US Standards, Hewlett Packard J., Oct. 1964.

W. G. Cady. Piezoelectricity; an Introduction to the Theory and Application of Electrochemical Phenomena in Crystals, Dover Publications Inc., New York, 1964.

V. E. Bottom. The Theory and Design of Quartz Crystal Units, MacMurrary Press, Ill. 1968.
D. C. Hammond, C. Adams, L. S. Cutler. Precision crystal units, Frequency, Jul.—Aug. 1963.
L. S. Cutler. Some aspects of the theory and measurement of frequency fluctuations in frequency standards, Proc. IEEE **54**, no. 2, Feb. 1966.
F. B. Silsbee. Establishment and Maintenance of Electrical Units, NBS Circ., 475, Jun. 1949.
F. B. Silsbee. Extension and Dissemination of the Electrical and Magnetics Units by the NBS, NBS Circ., 531, Jul. 1953.
R. D. Cutkosky. Evaluation of the NBS unit of resistance based on a calculable capacitor. J. Res. NBS, A, **65**, 1961.
F. Wenner. Methods, apparatus and procedures for the comparison of precision standard resistors, J. Res. NBS, **25**, Aug. 1940.
C. W. Oatley, J. G. Yates. Bridges with coupled inductive ratio arms as precision instruments for the comparison of laboratory standards of resistance or capacitance, Proc. IEE, **101**, Mar. 1954.
J. J. Hill, A. P. Miller. An a. c. double bridge with inductively coupled ratio arms for precision platinum resistance thermometry. Proc. IEE, **110**, no. 2, 1963.
A. M. Thompson. An absolute determination of resistance based on a calculable standard of capacitance. Metrologia, **4**, no. 1, Jan. 1968.
J. L. Thomas. Precision Resistors and Their Measurements. NBS Circ. 470.
B. V. Hamon. A 1 to 100 ohm build-up resistor for the calibration of standard resistors. J. Sci. Instr, **31**, no. 12, 1964.
L. Julie. Ratio Metrics: A New, Simplified Method of Measurement Calibration and Certification. IEEE 1964 Conv. Rec., Pt8, 1964.
J. J. Hill. Calibration of dc resistance standards and voltage ratio boxes by an ac method. Proc. IEE, Pt1, **112**, no. 1, Jun. 1963.
M. C. McGregor et al. New apparatus at NBS for absolute capacitance measurement. IRE Trans. Instr. **I—7**, Dec. 1950.
D. L. Hillhouse, J. W. Kline. A ratio transformer bridge for standardization of inductors and capacitors. IRE Trans. Instr. **I—9**, no. 2, Sep. 1960.
R. D. Cutkosky. Four-terminal pair networks as precision standards. IEEE Trans. Commun. and Electron. No. 20, Jan. 1964.
S. L. Howe, ed., NBS Time and Frequency Dissemination Services, NBS Spec. Publ. 432, 1976.
R. D. Cutkosky, J. Q. Shields. Precise measurement of transformer ratios. Trans. IRE, Dec. 1960.
B. F. Field et al. Volt maintenance at NBS via 2e/h: a new definition of the NBS volt. Metrologia, **9**, 1973.
B. F. Field, V. W. Hesterman. Laboratory voltage standard based on 2 e/h. IEEE Trans. Instrum. Meas. Dec. 1976.
R. D. Cutkosky. New NBS measurements of the absolute farad and ohm, IEEE Trans. Instrum. Meas. Dec. 1974.
D. G. Lampard. A new theorem in electrostatics with application to calculable standards of capacitance, Proc. IEEE, **104**, Pt. C, 1967.
R. E. Beehler. A historical review of atomic frequency standards, Proc. IEEE, **55**, No. 6, Jun. 1967.
C. F. Coombs, ed., Basic Electronic Instrument Handbook, McGraw-Hill Book Co. 1972.
H. Hellwig. Frequency Standards and Clocks: A Tutorial Introduction, NBS Technical Note 616, USGPO, Apr. 1972.
A. O. McCoubrey A survey of atomic frequency standards. Proc. IEEE, **54**, no. 2, Feb. 1966.
D. Keppner et al. Theory of the hydrogen maser. Phys. Rev., **126**, Apr. 1962.

R. E. Beehler et al. Cesium beam atomic time and frequency standards, Metrologia, **1**, no. 3, Jul. 1965.
D. H. Throne. A rubidium vapour frequency standard for systems requiring superior frequency stability. Hewlett Packard Journal, **19**, no. 11, Jul. 1968.
D. W. Allen et al. The National Bureau of Standards atomic time scales: generation, dissemination, stability and accuracy, IEEE Trans. Instrum. and Meas. IM-21, no. 4, Nov. 1972.
J. A. Barnes. The development of an international atomic time scale. Proc. IEEE, **55**, no. 6, Jun. 1967.
A. R. Chi, H. S. Fosque. A step in time. IEEE Spectrum, **9**, no. 1, Jan. 1972.
J. T. Henderson. The foundation of time and frequency in various countries. Proc. IEEE, **60**, no. 5, May 1972.
Fundamentals of time and frequency standards. Hewlett Packard, Application Note 52-1.
Timekeeping and frequency calibration, Hewlett Packard, Application Note 52-1.
B. E. Blair, ed., Time and Frequency: Theory and Fundamentals. NBS Monograph 140, USGPO, May 1974.
R. A. Day. Use of Loran-C navigational system as a frequency reference, Signal, Nov. 1973.
E. Ehrlich. The role of time/frequency in satellite position determination systems. Proc. IEEE, **60**, no. 5, May 1972.
F. F. Mazda. Discrete Electronic Components. Cambridge University Press, 1981.
Tom Wilkie. Time to re-measure the metre. New Scientist, 27 Oct. 1983.
B. Hagga. Essentials of calibration standards. Test Electronics, Jan. 1985.
Accuracy enhancement in d.c. calibration systems. Electronics Industry, Jun. 1985.
P. Harold. Solid state d.c. voltage standards rival standard cell performance, EDN, 4 Apr. 1985.
Hal Chenhall. Designing a multimeter calibration system. New Electronics, 1 Oct. 1985.
Ed Patterson. Calibration becomes an industry. Test Electronics, Jul./Aug. 1985.
Calibration systems and equipment. Test Electronics, Sep./Oct. 1985.
Frank Capell. New developments in automated calibration systems. Test and Measurement World, Oct. 1985.
Ed Patterson. Choosing a calibration service. Test Electronics, Sep./Oct. 1985.

К главе 3

J. R. Pearce. Electronic measuring instruments: results precise, but wrong, Electronics and Power, Feb. 1983.
H. D. Young. Statistical Treatment of Experimental Data, McGraw-Hill, New York, 1962.
D. Bartholomew. Electrical Measurements and Instrumentation, Allyn and Bacon, Boston, 1963.
M. B. Stout. Basic Electrical Measurements. Prentice-Hall, N. J., 1960.
F. Mazda ed., Electronics Engineers' Reference Book, Butterworths, London, 1983.
G. O. Chalk, A. W. Stick. Statistics for the Engineer, Butterworths, London, 1975.
W. C. Hahn. Modern Statistical Methods, Butterworth, London, 1979.
S. Lyons. Handbook of Industrial Mathematics. Cambridge University Press, 1978.

К главе 4

S. Gage et al. Optoelectronics Applications Manual, McGraw-Hill, New York, 1977.

F. F. Mazda. Discrete Electronic Components, Cambridge University Press, 1981.
R. Allan. New applications open up for silicon sensors, Electronics, Nov. 6, 1980.
R. J. Corruccini. Interpolation of platinum resistance thermometers, Rev. Sci. Instrum., **31**, 1960.
M. Dean, ed., Semiconductor and Conventional Strain Gages, Academic, New York, 1962.
C. M. Harris, C. E. Cred, eds., Shock and Vibration Handbook, 3 vols. McGraw-Hill, New York, 1961.
T. R. Harrison. Radiation Pyrometry and its Underlying Principles of Radiant Heat Transfer, Wiley, New York, 1960.
J. J. Merill. Light and Heat Sensing, Macmillan, New York, 1963.
H. N. Norton. Specification characteristics of pressure transducers, Instrum. Control Syst., Dec. 1963.
F. Oliver. Practical Instrumentation Transducers, Hayden, New York, 1971.
J. M. Ruskin. Thermistors as temperature transdusers, Data Syst. Eng., **19**, no. 2, Feb. 1964.
H. N. Norton. Sensor and Analyzer Handbook, Prentice-Hall, Englewood Clifffs, N.J., 1982.
C. C. Perry, H. R. Lissner. The Strain Gauge Primer, McGraw-Hill, New York, 1967.
R. P. Benedict. Fundamentals of Temperature, Pressure and Flow Measurements, Wiley, New York, 1977.
J. A. Hall. The Measurement of Temperature, Chapman and Hall, London, 1966.
F. J. Oliver. Practical Instrumentation Transducers, Pitman, London, 1972.
I. E. Shepherd. Temperature measurement with low cost thermistors, Elec. Eng., Sep. 1974.
K. C. Bhatt. Thermistors-Development, Manufacture and Applications, IEE—IERE Proceedings, India, Sep.—Oct. 1973.
K. W. Stanley. Non-linear resistors. The Radio and Electronic Engineer, **43**, no. 10, Oct. 1973.
Jim McDermott. Focus on piezoelectric crystals and devices, Electronic Design, **17**, Aug. 16, 1973.
Hans-Gunther Steidle. Semiconductor magnetoresistors. Siemens Review, No. 4, 1973.
Yoshimi Makino. New breed of magneto-resistance element solves magnetic sensing problem, JEE, Aug. 1975.
Dave Bursky. Sensors in five areas are getting tinier, cheaper and more precise, Electronic Design, **15**, Jul. 19, 1974.
David Tompkins. The selection of pressure transducers, Electron, 8 May, 1975.
E. A. Lyons. Force transdusers, Electron, 12 Sept. 1974.
A. R. Zias, W. F. J. Hare. Integration brings a generation of low-cost transducers, Electronics, Dec. 4, 1972.
C. Budd. Thermistor and thermocouple action, Wireless World, Feb. 1976.
M. Renneberg. Trends in thermometry, Electron, 20 Mar. 1979.
J. Nicol. Dimension measurement using photodiode arrays, Electron Ind. Oct. 1979.
R. O. Cook, C. W. Hamm. Fibre Optic lever displacement transducer, Appl. Opt. 1 Oct. 1979.
E. Bose. Fluid pressure transducers. Electronic Engineering, Nov. 1981.
M. L. Sanderson. Electromagnetic and ultrasonic flowmeters. Electronics and Power, Feb. 1982.
W. Henning. Microelectronic sensors in semiconductor technology Automation, Oct. 1981.
A. Bead. Measurements using the Hall effect, New Electronics, 12 Apr. 1981.

R. M. Langdon. Vibratory process control transducers, Electronic Engineering, Nov. 1981.
T. Wearden. Fibre Optic Sensors and Transducers. Electronic Product Design, Jun. 1982.
R. S. Medlock. Transducers, Instruments and measurements in the process industries, Electronics and Power, Feb. 1982.
P. H. Sydenham. Measuring Instruments: Tools of Knowledge and Control, Peter Peregrinus, 1980.
L. R. Wollmann. The thermopile: the commercial infrared detector, Electro. Opt. Syst. Des. 9 Sept. 1979.
Jim McDermott. Sensors and transducers, EDN, 20 Mar. 1980.
T. Ivall. Developments in optical transducers, Automation, Jun. 1983.
Sensors becoming more diversified and lower price, JEE, Mar. 1983.
H. Gutgesell. Basis of pressure transducers. Electronics and Power, Feb. 1983.
R. M .Whittier. Silicon strain gauge technology in aerospace applications, Electronic Engineering, Nov. 1981.
E. N. Sharples. Liquid crystals for temperature measurement, Test and Measurement World, Jun. 1983.
T. Ivall. Transducer development is slow but promising, Automation, May 1983.
W. S. Jaroszynski. Temperature measurement, Test and Measurement World, Apr. 1983.
G. Erh. Specifying temperature measuring systems, Test and Measurement World, Jun. 1983.
J. McDermott. Sensors and transducers, EDN, 4 Aug. 1983.
G. Boyes. High resolution angular measurement, Electronic Product Design, Oct. 1983.
H. L. Berman. Infrared temperature measurement, Test and Measurement World, Oct. 1983.
A. Petersen. Silicon temperature sensors, Electronic Components and Applications, **5**, no. 4, Sep. 1983.
John Proctor. Temperature transducer IC is linear over wide range. Electronic Design, 5 Apr. 1984.
P. R. Barabash. Basic limitations of ISFET and silicon pressure transducers, Sensors Actuators, 4(3), Nov. 1983.
Frank Goodenough. Sensor ICs: processing, materials open factory doors, Electronic Design, 18 Apr. 1985.
Paul Brokaw. Versatile transmitter chip links strain gauges and RTDs to current loop, Electronic Design, 18 Apr. 1985.
Roger Allen. Non vision sensors, Electronic Design, 27 June, 1985.
R. E. Newnham. Composite piezoelectric sensors, Ind. Qual. Cond., **60**(1—4), 1984.
J. Williams. Digitise transducer outputs directly at the source, EDN, 10 Jan. 1985.
R. Frank. One element transducer brings uniform traits to IC pressure sensors. Electronic Design, 18 Apr. 1985.
J. McDermott. Silicon fabrication techniques extend sensor ranges and designs, EDN, 27 Dec. 1984.
W. Thomas. What the future holds for sensors and transducers, New Electronics, 13 Apr. 1985.

К главе 5

Jim Farrell. Mating micros to the IEEE 488 bus doesn't take many connections, Electronic Design, 22 Nov. 1978.
Leon Smith. Join 488 bus instruments and efficient software for fast, automatic tests, Electronic Design, 22 Nov. 1978.

Dennis Moralee. Towards intelligent instruments, Electronics and Power, Jan. 1979.
Dan Hosage. The office supercontroller, Telecommunications, Dec. 1980.
W. A. Levy. WangNet: a bold step forward? Mini-Micro Systems, Nov. 1981.
C. Warren. Understanding bus basics helps resolve design conflicts, EDN, 27 May 1981.
A. Santoni. IEEE 488 instruments, EDN, 28 Oct. 1981.
R. E. Metzler. IEEE 488 for the eighties, New Electronics, 10 Nov. 1981.
W. B. Riley. Local area networks move beyond the planning stage, Electronic Design, 11 Nov. 1982.
M. Beishon. Local area networks. New Electronics, 23 Mar. 1982.
W. A. Levy, H. F. Mehl. Searching for the «right» approach, Mini-Micro Systems, Feb. 1982.
F. A. Wang. Office automation, Mini-Micro Systems, Dec. 1982.
J. S. Mayo. Communications at a distance, Mini-Micro Systems, Dec. 1982.
A. Goldberger, C. Kaplinsky. Small area networks fit jobs too small for local nets, Electronics, 3 Nov. 1982.
W. D. Livingston. Local area network improves real time intelligence systems. Defense Electronics, Dec. 1982.
V. Coleman et al. Controlling local area networks. Electronic Product Design, Oct. 1982.
Eric Lundquist. ATE vendors embrace networking, Mini-Micro Systems, Dec. 1982.
D. Bailey. The standard (STD) bus. New Eleectronics, 14 Dec. 1982.
M. Tilden, B. Ramirez. Understanding IEEE 488 basics simplifies system integration, EDN, 9 Jun. 1982.
P. Snigier. Designers' guide to the IEEE 488 bus. Digital Design, Jun. 1982 and Aug. 1982.
R. Connel. IEEE 488 bus test systems. New Electronics, 20 Apr. 1982.
G. Kotelly. Local area networks, EDN, 17 Feb. 1982.
Bus systems and networks. Electronic Engineering, Mar. 1983.
G. Cruzan. Distributed intelligence in GPIB systems, Test and Measurement World, Jan. 1983.
R. Wiggins. Intelligent networking, Telecommunications, Jan. 1983.
D. B. Davis. Pioneering vendors attempt to develop infant broadband local net markets, Mini-Micro Systems, Jan. 1983.
B. Metcalfe. Controller-transceiver board drives Ethernet into PC domain, Mini-Micro Systems, Jan. 1983.
W. Twaddell. Varied technologies and approaches content for network interconnect dominance, EDN, 3 Feb. 1983.
E. R. Teja. Powerful local area network controllers make networking more accesible than ever, EDN, 3 Mar. 1983.
J. R. Jones. Consider fibre optics for local-network designs, EDN, 3 Mar. 1983.
Howard Frank. Broadband versus baseband local area networks, Telecommunications, Mar. 1983.
G. Kotelly. Personal computer networks, EDN, 3 Mar. 1983.
J. M. Stratford. Networked automatic test equipment improves manufacturing efficiency, EDN, 3 Mar. 1983.
D. Ledamun, M. Goodwin. Exploring the possibilities of the 1553B data bus, Electronic Engineering, Mar. 1983.
H. Wilson. Using the IEEE 488 instrument bus, Electronic Engineering, Mar. 1983.
B. Donnelly. Board level design — VME bus allows future expansion, Electronics Industry, Apr. 1983.
B. Green. STD-bus is both cost effective and flexible, New Electronics, 3 May 1983.

D. Casey Buses — a thoroughly modern method of transport, Automation, Jun. 1983.
V. Iyer, S. P. Joshi. Hardware considerations in LANs, Electronic Product Design, Oct. 1983.
G. Trudgen. Understanding the IEEE bus, New Electronics, 15 Nov. 1983.
V. Iyer, S. P. Joshi. Hardware considerations in LANs. Electronic Product Design, Nov. 1983.
M. D. Tilden. Programming techniques speed IEEE 488 system execution, EDN, 27 Oct. 1983.
C. H. Small. New features, abilities and prices expand IEEE 488 controller choices, EDN, 27 Oct. 1983.
R. R. Russ. Getting the best of both buses. Computer Design, Oct. 1983.
M. J. Relis. Military avionic LANs point toward fiber optics, Defence Electronics, Oct. 1983.
Paul Hensel. Local area networks and the impact of optical fibers; Electronics and Power, Nov./Dec. 1983.
M. V. Wilkes, D. J. Wheeler. The Cambridge Digital Communication Ring, Proceedings of LACN Symposium, May 1979.
G. W. Litchfield, D. Hunkin, P. Hensel. Application of Optical Fibers to the Cambridge Ring System, Proceedings of ICCC, 1982.
Edwin A. Bertress. Baseband LAN fine tunes token passing technique, Computer Design, Autumn, 1983.
A. M. Dahod. 10 M-bps LAN combines benefits of CSMA/CD and token passing, Mini-Micro Systems, Nov. 1983.
Paul Snigier. Designer's guide to the GPIB/HPIL, Digital Design, Jun. 1982.
R. Parker, S. F. Shapiro. Untangling local area networks, Computer, Design, Mar. 1983.
Joseph D. Baugh. PC, local net binds elements of Arcnet, Ethernet and Cluster/One. Mini-Micro Systems, May 1983.
S. Ohr. Ethernet chips hold the lead in VLSI scramble for local networks, Electronic Design, 23 Jun. 1983.
R. Ott. A serial bus for inter-chip data transfer, Electronic Product Design, Dec. 1983.
F. Costa. The evolution of Multibus 11. New Electronics, 13 Dec. 1983.
L. Zidek. The I^2C bus — a small area network. New Electronics, 13 Dec. 1983.
Tony Danbury, Geoff Alan. Small area networks using serial data transfer, part 1. Electronic Engineering, Jan. 1984, Part 2; Electronic Engineering, Feb. 1984.
A. Moelands. I^2C bus in consumer applications, Electronic Components and Applications, 5, no. 4, Sep. 1983.
S. Ohr. Three 32 bit wide buses will give 32 bit μCs mainframe performance, Electronic Design, 12 Jan. 1984.
J. Richard Jones. Emerging trends in local area networks, Telecommunications, Dec. 1983.
Jack E. Hemenway. Powerful VME bus features ease high-level microcomputer applications, EDN, 12 Jan. 1984.
The 1553 bus, Electronic Product Design, Feb. 1984.
Barrie Nicholson. 32 hit futurebus nears IEEE approval, EDN, 23 Feb. 1984.
S. J. Packer, N. Bhasker. Message passing in Multibus II, Electronic Product Design, Mar. 1984.
J. V. St. Amand. Local area networks: a matter of choice. IEEE Trans. (NS), 31(1), Feb. 1984.
Nicholas Mokhoff. Networks expand as PBXs get smarter, Computer Design, Feb. 1984.
H. Wurzburg, S. Kelley. PBX-based LANs: lower cost per terminal connection, Computer Design, Feb., 1984.

W. E. Burr, R. J. Carpenter. Wideband local nets enter the computer arena, Electronics, 3 May 1984.
G. S. Gardiner. A multiprocessor data communications link, Electronic Product Design, May 1984.
John Theus et al. Futurebus anticipates coming needs, Electronics, 12 Jul. 1984. (Имеется перевод: Дж. Теус и др. Информационные шины. Электроника, т. 57, № 14(695), с. 35—41, 1984.)
Roger Allan. LANs stake their claims and opt for coexistance, Electronic Design, 26 Jul. 1984.
Alan V. Flatman. Low-cost local network for small systems grows from IEEE 80213 standard, Electronic Design, 26 Jul. 1984.
Haw-Ming Haug, Gerald Moseley. Manchester chip eases the design of Ethernet systems, Electronic Design, 26 Jul. 1984.
Walt Sapronov. Gateways link long-haul and local networks, Data Communications, Jul. 1984.
S. Joshi, V. Iyer. New standards for local networks push upper limits for lightwave data, Data Communications, Jul. 1984.
A. M. Dahod. Local network responds to changing system needs, Computer Design, 1 Jun. 1984.
R. Rosenberg, T. E. Feldt. Local nets arrive in force, Electronics Week, 6 Aug. 1984.
F. M. Burg, C. T. Chen. Of local networks, protocols and the OSI Reference Model, Data Communications, Nov. 1984.
C. D. Tsao. A local area network architecture overview, IEEE Communications Magazine, Aug. 1984.
G. Moore. Local area networks, Electronics and Power, Oct. 1984.
W. Stallings. Local networks, Computing Surveys, Mar. 1984.
D. B. Gustavson. Computer buses — a tutorial. IEEE Micro, Aug. 1984.
C. Pabouctsidis, J. L. Ebener. G-64 bus suits mid-range industrial μ C applications. EDN, 18 Apr. 1985.
P. Harold. Powerful local buses join VME bus, EDN, 18 Apr. 1985.
J. Hicks. Still a market for the STD bus, New Electronics, 13 Aug. 1985.
W. Neudecker. Why choose Multibus for your next design? New Electronics, 13 Aug. 1985.
T. Balph, D. Artusi. VME — a system architecture for industrial control, New Electronics, 13 Aug. 1985.
J. Victor. Multibus II, VME bus clash in 32-bit arena, Mini-Micro Systems, Aug. 1985.
Jon Titus. Two buses vie for 32-bit system supremacy, EDN, 31 Oct. 1985.
R. Rosenberg. Battle of the buses: and the winner is ... . Electronics, 25 Nov. 1985. (Имеется перевод: Р. Розенберг. Состояние дел и ближайшие перспективы сферы компьютерных шин. Электроника, т. 58, № 24(731), с. 57—64, 1985.)
Ed Jacks. Bridging the gap between Multibus I and II. New Electronics, 7 Jan. 1986.
M. Tucker. Network software rejuvenates LAN market, Mini-Micro Systems, Sep. 1985.
R. V. Balakrishnan. The proposed IEEE 896 Futurebus — a solution to the bus driving problem, IEEE Micro, Aug. 1984.

К главе 6

D. Bartholomew. Electrical Measurements and Instrumentation, Allyn and Bacon, 1963.
H. E. Thomas, C. A. Clarke. Handbook of Electronic Instruments and Measurement Techniques, Prentice-Hall, 1967.
A. P. Malvino. Electronic Instrumentation Fundamentals, McGraw-Hill, New York, 1967.

John D. Lenk. Handbook of Electronic Test Equipment, Prentice-Hall, 1971.
B. M. Oliver, J. M. Cage. Electronic Measurements and Instrumentation, McGraw-Hill, 1971.
S. D. Prensky. Electronic Instrumentation, Prentice-Hall, 1971.
C. N. Herrick. Instruments and Measurements for Electronics. McGraw-Hill, 1972.
J. Douglas-Young. Complete Guide to Electronic Test Equipment and Troubleshooting Techniques, Parker Publishing Co., 1975.
A. F. Arbel. Analog Signal Processing and Instrumentation, Cambridge University Press, 1980.
J. D. Lenk. Handbook of Electronic Meters, Prentice-Hall, 1981.
Sol. D. Prensky, R. L. Castellucis. Electronic Instrumentation, Prentice-Hall. 1982.
W. Freeman, W. Ritmanich. Cut a/d conversion costs by using d/a converters and software, Electronic Design, 26 Apr. 1977.
A. Muto, M. Neil. ADC dynamic performance testing, Electronic Product Design, Jun. 1982.
F. Shoreys. New approaches to high speed high resolution analogue to digital conversion, Electronics and Power, Feb. 1982.
J. Tsantes. Data converters, EDN, Aug. 1982.
H. Blatch. The increasing capabilities of modern DMMs, New Electronics, Apr. 1981.
F. F. Mazda. Integrated Circuits, Cambridge University Press, 1978.
S. Runyon. DMMs, counters, sources, scopes give answers — not just readings, Electronic Design, 22 Nov. 1978.
K. Jessen. Digital voltmeter gets speedy, accurate results, Electronic, Design, 7 Jun. 1980.
Rick Nelson. 4 1/2 digit hand-held models head the list of the latest innovative low-cost DMMs, EDN, 5 Aug. 1981.
Gary F. Chestnutis. Intelligent instruments, EDN, 3 Mar. 1982.
Michael Chestesr. Handheld DMMs: good things keep coming in smaller packages, Electronic Design, 25 Nov. 1982.
G. McGlinchey. A high-speed 12 bit a/d converter, Electronic Product Design, Aug. 1982.
P. J. Hart. Measurement techniques in r.m.s. multimeters, New Electronics, 19 Apr. 1983.
H. J. Lil. The microprocessors' impact on precision measuring equipment, New Electronics, 19 Apr. 1983.
M. Dance. Benchtop t and m review — DMMs break price structures, add features. Electronics Industry, Nov. 1983.
A. M. Rudkin. Advances in microprocessor controlled instrumentation, New Electronics, 19 Apr. 1983.
B. Nicholson. Novel a/d converters, built-in facilities extend DMM accuracies and capabilities, EDN, 5 Apr. 1984.
C. Pointer. The development of a new DMM, Electronic Product Design, May 1984.
David A. Bell. Electronic Instrumentation and Measurements, Reston Publishing Co., 1983.
John A. Alocca, Allen Stuart. Electronic Instrumentation, Reston Publishing Co., 1983.
Bill Travis. Data converters, EDN, 14 Jun. 1984.
Gary Davies. Multimeters-understanding the differences, Electrical Equipment, Aug. 1984.
Glenis Moore. Digital multimeters. Electronics and Power, Aug. 1984.
B. Brodie. A 160ppm digital voltmeter for use in a.c. calibration, Electronic Engineering, Sep. 1984.

Jim Hicks. Developments in DPM design, New Electronics, 5 Feb, 1985.
Bob Milne. DMMs bring laboratory precision to the production floor, Electronic Design, 16 May 1985.
R. Sommers. Hand-held instruments, Electronic Desing, 14 Mar. 1985.
K. Salz, F. Smith. Smart a.c. voltmeter takes giant step forward in analysis and comparison. Electronic Design, 8 Aug. 1985.
T and M review — increasing sophistication in DMMs, Electronics Industry, Sep. 1985.

К главе 7

E. C. Crawford. Impedance measurements and the *in situ* component bridge, Marconi Instrumentation, **9**, no. 2, 1963.
M. P. MacMartin, N. L. Kusters. A d.c. comparator ratio bridge for four-terminal resistance measurements. IEEE Trans. Instr. **IM-15**, no. 4, Dec. 1966.
S. Wolf. Guide to Electronic Measurements and Laboratory Practice, Prentice-Hall, 1973.
Common V and I measurement cuts LCR bridge costs. Electronics Industry, Jul. 1981.
D. Tait. Inductance measurement — a new bridge configuration. Electronics Industry, Nov. 1980.
David A. Bell. Electronic Instrumentation and Measurements, Reston Publishing Co., 1983.
Larry D. Jones, A. Foster Chin. Electronic Instruments and Measurments, John Wiley and Sons, 1983.

К главе 8

Davis Bartholomew. Electrical Measurements and Instrumentation, Allyn and Bacon, Boston, 1963.
Fundamentals of R.F. and Microwave Power Measurements, Application Note 64-1, Hewlett Packard, Aug. 1977.
R. E. Henning. Peak power measurement technique, Sperry Engineering Review, May — Jun. 1955.
IEEE Standard Application Guide for Bolometric Power Meters, IEEE Std. 470-1972.
W. H. Jackson. A thin-film semiconductor thermocouple for microwave power measurements. Hewlett Packard Journal, **26**, no. 1, Sep. 1974.
Power meter — new designs add accuracy and convenience, Microwaves, **13**, no. 11, Nov. 1974.
R. E. Pratt. Very low level microwave power measurements, Hewlett Packard Journal, **27**, no. 2, Oct. 1975.
P. A. Szente et al. Low-barrier-Schottky diode detectors, Microwave Journal, **19**, no. 2, Feb. 1976.
Thomas S. Laverghetta. Handbook of Microwave Testing, Artech House, 1981.

К главе 9

F. F. Mazda. Integrated Circuits, Cambridge University Press, 1978.
Application and Performance of the 8671A and 8672A Microwave Synthesisers. Application Note 218-1, Hewlett Packard Inc.
Rick Nelson. High frequency instruments, EDN, 18 Feb. 1981.
Mike Dance. Developments in signal generators, Electronics Industry, Sep. 1981.
Michael Chester. Function generators do more, Electronic Design, 3 Feb. 1983.
Michael Fleischer et al. A new family of pulse and pulse/function generators, Hewlett Packard Journal, Jun. 1983.
Robert Baetke. What is a function generator? Test and Measurement World, Nov. 1983.
Peter Connell. Synthesizer techniques, New Elecronics, **1**, Nov. 1983.

Mike Dance. Signal generators — more activity up-market, Electronics Industry, Nov. 1983.
M. Sizmur. Applications of modern signal sources, Electronic Engineering, Apr. 1984.
Brian Dance. Monolithic function generator devices — a review, New Electronics, 1 May 1984.
David A. Bell. Electronic Instrumentation and Measurements, Reston Publishing Co., 1983.
John A. Allocca, Allen Stuart. Electronic Instrumentation, Reston Publishing Co., 1983.
Cori Hoberg. The signal generator — an introduction to the selection process, Test and Measurement World, Sep. 1984.
A. M. Rudkin. Signal generator for maintenance, Electronic Engineering, Dec. 1984.
C. Everett. Consider cost and output purity when choosing signal generators, EDN, 27 Dec. 1984.
Larry D. Jones, A. Foster Chin. Electronic Instruments and Measurements, John Wiley and Sons, 1983.
John H. Mayer. Function and pulse generators, Test and Measurement World, Mar. 1985.
Lester Brodeur. Waveform synthesizer relies on equations to define complex signals, Electronic Design, 16 May 1985.
W. Jung. V—f converter doubles as clock and input of stable sine-wave source, Electronic Design, 15 Nov. 1984.
John H. Mayer. Signal/sweep generators, Test and Measurement World, Jun. 1985.
Charles H. Small. Benchtop pulse generators address high-speed applications, EDN, 25 Jul. 1985.
C. Palmer, A. Reid. Signal generators — enhanced microprocessor control, Electronics Industry, Sep. 1985.
Jim Lewis. Synthesizer uses maths input for signal generation, New Electronics, 15 Oct. 1985.

К главе 10

F. F. Mazda. Integrated Circuits, Cambridge University Press, 1978.
Fundamentals of Electronic Counters, Hewlett Packard Application Note 200, Jul. 1978.
Fundamentals of Microwave Frequency Counters, Hewlett Packard Application Note 200-1, Oct. 1977.
Fundamentals of Time Interval Measurements, Hewlett Packard Application Note 200-3.
Understanding Frequency Counter Specifications, Hewlett Packard Application Note 200-4.
G. W. Maton et al. Complete counting capability, Marconi Instrumentation, **16**, no. 5, Summer 1979.
M. J. Bowman, D. G. Whitehead. A picosecond timing system, IEEE Trans. **IM-26**, no. 2, 1977.
J. W. Driscoll. Avoiding compromise in counters and timers, Electronic Engineering, Mid-Oct. 1979.
Barrie Nicholson, Bill Donnelly. DVMs and counter timers — trends and availability. Electronics Industry, Jul. 1981.
Counter-timers and frequency meters, Electronics Industry, Nov. 1983.
Graham Prophet. Optimising processor-based instruments, Electronic Product Design, Dec. 1983.
Brian Hull. Counter-timers aim at higher frequencies, better accuracy, Test and Measurement World, Mar. 1984.

Dick Page. Developments in microwave counter design, New Electronics, 17 Apr. 1984.
John A. Allocca, Allen Stuart. Electronic Instrumentation, Reston Publishing Co., 1983.
L. Wakeman. CMOS counter-timer IC watches the clock for machine and user, Electronic Design, 18 Apr. 1985.
D. Draper. CMOS timer eases battery demands, Computer Systems, 15 Nov. 1984.
B. Neidorff. Dual-mode timer serves many applications, EDN, 29 Nov. 1984.
Counter timers and frequency meters — GHz capability for satcomms., Electronics Industry, Sep. 1985.
John H. Mayer. Counter/timers compete for higher frequency measurement, broader capabilities, Test and Measurement World, Sep. 1985.

К главе 11

Spectrum Analyser Basics, Hewlett Packard Application Note 150, Apr. 1974.
Spectrum Analysis — Signal Enhancement, Hewlett Packard Application Note 150-7, Jun. 1975.
Spectrum Analysis — Accuracy Improvement, Hewlett Packard Application Note 150-8, Mar. 1976.
Spectrum Analysis — Noise Measurement, Hewlett Packard Application Note 150-4, Apr. 1974.
Network and Spectrum Analysis Primer, Hewlett Packard Application Note 216.
Gene Heftman. Focus on FFT spectrum analysers: know what makes them measuring computers, Electronic Design, 22 Nov. 1978.
Peter Osborne, Dick Widenka. Transient recorders, Electron, Nov. 1978.
Don Stoddart. Analyser pulse generator extends range, New Electronics, 27 Nov. 1979.
Phil Feinberg. Spectrum analysers adapt to diverse tasks, Electronic Design, 11 Oct. 1980.
Paul Colwill. The role of the transient recorder, New Electronics, 16 Nov. 1982.
Vic. Fairchild. Zooming in the frequency domain. Electronics Industry, Dec. 1982.
Kenji Nakatsugawa. Double-duty instrument serves networks, spectrum analysis, Electronics Design, 3 Feb. 1983.
A. J. R. Lord. Signal Processing using FFT techniques, New Electronics, 19 Apr. 1983.
H. L. Swain, R. M. Cox. Noise figure meter sets records for accuracy, repeatability and convenience. Hewlett Packard Journal, Apr. 1983.
D. R. Glancy. Waveform analysis of simple and complex signals, Test and Measurement World, Apr. 1983.
Waveform recorders, Electrical Equipment, Dec. 1983.
Mike Dance. Acquiring fast signals with waveform transient recorders, Electronics Industry, Feb. 1984.
Ray Ganderton. Spectrum Analysers with counter accuracy to 325 GHz, New Electronics, 7 Feb. 1984.
Larry D. Jones, A. Foster Chin. Electronic Instruments and Measurements, John Wiley and Sons, New York, 1983.
Graham Camplin. Digital waveform analysers, Electronic Product Design, Apr. 1985.
M. Van den Bergh. 2 MHz phase synthesizer brings NBS accuracy to engineer's test bench, Electronic Design, 18 Apr. 1985.
C. Erskine. Chip hardware, software speeds up processing in laboratory instrumentation, Electronic Design, 4 Apr. 1985.
J. O'Donnell. Looking through the right window improves spectral analysis, EDN, 15 Nov. 1984.

C. Everett. Spectrum analyzers meet measurement needs with a wider price range and model selection. EDN, 21 Mar. 1985.
D. Greenwood. Spectrum analysers. Electronics Test. May 1985.
R. Pope, R. Irwin. Enhancing the accuracy of spectrum analysis. Communications International, Aug. 1985.
John H. Mayer. Spectrum Analyzers, Test and Measurement World, Oct. 1985.

К главе 12

F. Mazda. Discrete Electronic Components. Cambridge University Press, 1981.
Jerald B. Murphy. Eliminating time-base errors from oscilloscope measurements, Electronics, 22 Jun. 1978. (Имеется перевод: Дж. Мэрфи. Исключение погрешностей временной развертки при осциллографических измерениях. Электроника, т. 51, № 13(539), с. 59—69, 1978.)
D. Morgan. Digital storage oscilloscopes, New Electronics, 17 Apr. 1979.
P. Jansen. A digital testing oscilloscope, New Electronics, 17 Apr. 1979.
S. Kennedy. Advances in oscilloscope photography, New Electronics, 17 Apr. 1979.
A. Santoni. Laboratory oscilloscopes, EDN, 20 Jan. 1980.
D. Hoare, D. Parish. Analogue oscilloscopes for digital measurements, New Electronics, 29 Apr. 1980.
C. Gilder. Advances in digital oscilloscopes, New Electronics, 29 Apr. 1980.
D. Morgan. Choosing and using digital storage oscilloscopes, New Electronics, 29 Apr. 1980.
D. Parish. New developments in digital storage oscilloscopes, Electronic Engineering, Nov. 1980.
N. Vaughan. Logic analysers — the third generation, New Electronics, 25 Nov. 1980.
L. Farndale. Developments in digital storage oscilloscopes, New Electronics, 21 Apr. 1981.
M. Dance. Developments in oscilloscopes — going digital, Electronics Industry, May 1981.
M. Gasparian. Variable persistence aids signal display, EDN, 10 Jun. 1981.
R. Nelson. Storage oscilloscopes, EDN, 10 Jun. 1981.
Using the 468 digital oscilloscope in envelope mode, Tek News, Autumn 1981.
H. Blatch. The increasing capabilities of modern DMMs, New Electronics, 21 Apr. 1981.
C. M. Boardman, J. P. Michel. Future flat displays — the liquid crystal answer, Electronic Engineering, Feb. 1982.
D. Parish, M. Connah. Digital developments in oscilloscopes, New Electronics, 20 Apr. 1982.
J. Reed. Direct-view storage-tube displays, Electronics and Power, Apr. 1982.
A. Tegen, J. Wright. Oscilloscopes: the digital alternative, New Electronics, 20 Apr. 1982.
R. Nelson. Digital storage scope innovations make signal processing easier, EDN, 9 Jun. 1982.
Phosphor selection as a design consideration, Electronic Engineering, Jun. 1982.
M. Krans. Intelligent oscilloscopes, New Electronics, 1 Jun. 1982.
M. Riezenman. Even in a digital age scopes remain the instrument, Electronic Design, 2 Sep. 1982.
An Introduction to Automating Measurements with the 1980A/B Trigger Flag, Hewlett Packard Product Note 1980A/B, 4 Sep. 1982.
S. Tanaka. Make a good choice of oscilloscopes, JEE, Oct. 1982.
I. Yamada. Programmable oscilloscopes play a vital role in labour saving, JEE, Oct. 1982.
S. Tanaka. Digital memory scopes offer more varied functions, JEE, Feb. 1983.
M. Ota. Integration and growing computer applications enhance demand for wideband oscilloscopes, JEE, Feb. 1983.

M. C. Gasparian. Oscilloscope, counter merge to measure time precisely, Electronic Design, 3 Feb. 1983.
W. Van Groningen. Digital storage oscilloscopes as spectrum analysers, New Electronics, 29 Apr. 1983.
C. H. Small. Oscilloscopes, EDN, May 1983.
C. Foley. Digital storage scopes in a test strategy, Test and Measurement World, May 1983.
C. Crook. Oscilloscope storage goes digital, New Electronics, 14 Jun. 1983.
Liquid crystals filter displays, Electronic Product Design, Sep. 1983.
C. Steward. Envelope-mode scopes exercise random ghosts. Electronic Design, 15 Sep. 1983.
T. Engibons, G. Draper. Flat displays — an alternative to crts? Computer Design, Sep. 1983.
R. E. Peterson Jr. Flat-panel displays, EDN, 24 Nov. 1983.
Dan Denham et al. Using «auto-convergence» in a colour display. Mini-Micro Systems, Nov. 1983.
Miniature flat screen crt, Electronic Product Design, Dec. 1983.
J. Driscoll. Peak monitoring-improving digital storage scope performance, Electronic Engineering, Feb. 1984.
Oscilloscopes, Electronic Engineering, Apr. 1984.
C. Everett. Storage oscilloscopes, EDN, 5 Apr. 1984.
O. Carrado. Measuring crt resolution, New Electronics, 15 May 1984.
R. Bristol. Oscilloscopes: the true general-purpose test and measurement instrument, Test and Measurement World, May 1984.
R. Peterson. High-capacity, high-contrast lcds become viable crt alternatives, EDN, 26 Jul. 1984.
N. Mokhoff. Flat-panel technologies vie to displaca crt in terminals, Computer Design, Sep. 1984.
C. Crooke, D. Parish. Adding alphanumerics to digital storage, New Electronics, 4 Sep. 1984.
E. Evel. Digital oscilloscope is quick on the trigger to nab elusive glitches, Electronic Design, 31 Oct. 1984.
F. D. Rampey, M. Karin. 1-GHz digitals scope keeps a close watch on subnanosecond logic, Electronic Design, 18 Oct. 1984.
D. J. Oldfield. Testing in-circuit ECL is just routine for digital oscilloscope, Electronic Design, 15 Nov. 1984
R. Bristol. Believable time measurements with oscilloscopes, New Electronics, 11 Dec. 1984.
J. Wright, S. Funge. Random sampling speeds up digital scopes, New Electronics, 8 Jan. 1985.
B. Furlow. CAE, scope makers jockey for position, Computer Design, Dec. 1984.
Ray Kushnir et al. Speed and flexibility are equal partners in digitizing scope, Electronic Design, 24 Jan. 1985.
Rod Schlater. Digital scopes gain persistence, Electronics Week, 11 Feb. 1985.

К главе 13

W. S. Richardson. Diagnostic testing of MOS random access memories, Solid State Technology, Mar. 1975.
W. Luciw. Can a user test LSI microprocessors effectively? IEEE Trans. Manufact. Tech., MFT-5, no. 1, Mar. 1976.
Andy Santoni. Automatic testers can characterize as well as inspect, Electronic Design, 22 Nov. 1978.
Phil Nutburn. Economics of IC testing, Electron, 23 Oct. 1979.
Bob Botos. Designer's guide to RCL measurements, EDN, 5 Jun. 1979.
Gene Heftman. IC testers turn complex semis to good account, Electronic Design, 11 Oct. 1980.
Jonah McLeod. ATE packs new weapons as LSI invades components and boards, Electronic Design. 1 Feb. 1980.

Ed Belt, Roy Kole. Testing microprocessors, New Electronics, 10 Nov. 1981.
Mike Portsmouth. LSI testing tomorrow. New Electronics, 10 Nov. 1981.
B. Nicholson. Real time microprocessor testing requires speed and technique, Electronic Industry, Dec. 1981.
A. Santoni. Increased capability, wider range characterize today's benchtop testers, EDN, 18 Feb. 1981.
A. Santoni. Semiconductor test systems, EDN, 16 Apr. 1981.
A. Muto, M. Neil. ADC dynamic performance testing, Electronic Product Design, Jun. 1982.
C. Chrones. Capable analog testers handle variety of devices, EDN, 20 Jan. 1982.
T. Masson. Semiconductor parameter analysis, New Electronics, 16 Nov. 1982.
T. N. Thompson. Temperature testing electronic components, Electronic Production, Jan. 1982.
Y. Kikuchi. Digital LCR measurement instruments, Electronics Industry, Jul. 1982.
Donald R. Glancy. Analog/linear IC testing — flexible test systems solve complex challenges. Test and Measurement World, Sep. 1983.
H. L. Mason. A practical approach to the testing of a high-volume custom linear IC. Electronics and Power, Jun. 1983.
Tim Higgins. How digital signal processing can aid production testing of analogue LSI devices. New Electronics, 3 May 1983.
Chris Chrones. Software — a critical dimension in testing LSI/VLSI chips. Semiconductor International, Mar. 1983.
J. D. Lawrence. Parallel testing of memory devices, Test and Measurement World, Oct. 1983.
P. C. Maywell. Testing integrated circuits, J. Elect. and Electron. Eng. Australia, 3, no. 4, Dec. 1983.
Peter H. Singer. Memory testing: as dynamic as ever, Semiconductor International, May 1983.
Richard Meredith. Enhanced testing of VLSI devices, Electronics and Power, Jun. 1983.
Stephan Ohr. VLSI/LSI testers: speed is primary, Electronic Design, 3 Feb. 1983.
K. Krauss, P. D. Via. In-circuit tester puts VLSI through its paces, Electronic Design, 3 Feb. 1983.
B. Donnelly. Component ATE — full performance testing or goods inward verification, Electronics Industry, Jul. 1983.
F. Hardaway, N. Kelley. Current issues in discrete semiconductor testing, Test and Measurement World, May 1983.
R. S. Gibbons. Measuring true contact resistance, New Electronics, 31 May 1983.
G. Hill. Component failure analysis with curve tracers, Test and Measurement World, Feb. 1983.
D. G. Glancy. IC testers meet the challenges of complex analog/linear circuits, Test and Measurement World, Sep. 1984.
D. Hutcheson. Linear IC test equipment, Test and Measurement World, Sep. 1984.
Stephen F. Scheiber. Emerging alternatives in VLSI testing, Test and Measurement World, Mar. 1984.
Scott Kline. VLSI testers help guarantee chip quality, Electronics Week, 29 Oct. 1984.
P. Buckley. Matching performance test demands, Electronics Manufacture and Test, Mar. 1984.
P. H. Singer. Testing ultra high speed devices, Semiconductor International, Sep. 1984.

Roddy Beat. The memory tester' its architecture and micro-code. Test Electronics, Feb. 1985.
C. McGinley. The semiconductor test problem — an analysis, Test Electronics, Jan. 1985.
John Coghlan. The design of an advanced VLSI tester, Electronic Product Design, Feb. 1985.
J. W. Driscoll. Automated voltage/current technique for cost-effective impedance measurement, Electronics and Power, Mar. 1985.
Terence Lee. In-circuit discrete analogue component testing at higher frequencies, Test and Measurement World, Apr. 1985.
Patrick Zicollelo. Testing video RAMs, Test and Measurement World, Oct. 1985.
Craig Foster. Optimising VLSI test accuracy, Electronics Manufacture and Test, Dec. 1985.

К главе 14

E. G. Fubini, D. C. Johnson. Signal-to-noise ratio in a.m. receivers, Proc. IRE, 36, Dec. 1984.
R. T. Myers, T. A. McKee. Receiver spurious responses — computer improves receiver design, IEEE Trans. Vehic. Comm., Mar. 1966.
J. Linsley Hood. A direct coupled high quality stereo amplifier, Hi-Fi News, Nov. 1972 and Dec. 1972.
P. J. Baxandall. Low distortion amplifiers, J. Brit. Sound Recording Assn., Aug. 1961 and Nov. 1961.
B. A. Blesser. Digitization of audio, JAES, Oct. 1979.
K. J. Wood, M. J. Hawksford. High fidelity digital audio conversion using low-cost components, 65th AES Conv. London, 1980.
Using a Narrow Band Analyser for Characterizing Audio Products, Hewlett Packard Application Note 192, Oct. 1975.
Spectrum Analysis — Distortion Measurement, Hewlett Packard Application Note 150-11.
Accurate and Automatic Noise Figure Measurements, Hewlett Packard Application Note 64-3, Jun. 1980.
Wayne Jones. Measuring audio distortion, Test and Measurement World, Nov. 1982.
H. Pickler, F. Pavuza. Testing digital audio systems, Test and Measurement World, Apr. 1983.

К главе 15

R. Gannaway. Signal to noise ratio in receivers using linear or square-law envelope detectors, Proc. IEEE Letters, Oct. 1965.
A. L. Lance et al. Automated phase noise measurements, Microwave Journal, Jun. 1977.
C. J. Kikkert. A.M./F.M. Modulation standard, IEE Proc. F., Commun., Radar and Signal Proc., 128(6), 1981.
R. H. T. Cartwright. Automated telephone-subscriber line-testing system, Electronics and Power, 27(9), 1981.
Spectrum Analysis Amplitude and Frequency Modulation, Hewlett Packard Application Note 150-1, Nov. 1971.
Spectrum Analysis. Field Strength Measurement. Hewlett Packard Application Note 150-10, Sep. 1976.
Digital Phase Modulation (PSK) and Wideband F. M. Hewlett Packard Application Note 164-4, Aug. 1975.
Measuring F. M. Peak-to-Peak Deviation. Hewlett Packard Application Note 174-8.
Measuring Electrical Length (delay) of Cables. Hewlett Packard Application Note 174-10, Nov. 1971.

Transmission Line Matching and Length Measurements Using Dual-Delayed Sweep in the Microprocessor Controlled Oscilloscope (Model 1722A). Hewlett Packard Application Note 185-2.
Percent Amplitude Modulation Measurements in the Time Domain. Hewlett Packard Application Note 185-3.
Precise Cable Length and Matching Measurements Using the 5370A Universal Time Interval Counter and 5363B Time Interval Probes. Hewlett Packard Application Note 191-6, Mar. 1980.
Applications and Measurements of Low Phase Noise Signals Using the 8862A Synthesized Signal Generator. Hewlett Packard Application Note 283-1, Nov. 1981.
Successful Buried Cable Fault Locating. Hewlett Packard Application Note 285.
Applications and Operation of the 8901A Modulation Analyser. Hewlett Packard Application Note 286-1, 1980.
Richard Adams. Tester checks telecom circuits with high accuracy and automatic speed, Electronics, 29 Dec. 1982. (Имеется перевод: Р. Адамс. Точная быстродействующая система для проверки устройств связи. Электроника, т. 55, № 26(656), с. 50—55, 1982.)
S. C. Coupe. Automatic testing in the local telephone network. Electronics and Power, Jun. 1983.
Roger Allan. Data-comm testers take to the field, Electronic Design, 3 Feb. 1983.
Mark Johnston. Data communications line testing, Test and Measurement World, Dec. 1983.
A. M. Rudkin. Speed and Accuracy in modulation measurement. Electronics and Power, Feb. 1984.
Gabe Kasperek. What to look for in today's analogue test equipment. Data Communications, Nov. 1984.
J. Oxenboll, S. Neilson. Future design of telecom measuring instruments, Telecommunications, Mar. 1985.
Walter A. Fischer. Taking the mystery out of protocol analysis, Telecommunications, Mar. 1985.
David Welch. CATV equipment tests local area networks, New Electronics, 16 Apr. 1985.
E. Chapman. Build a quick and easy cable checker, EDN, 10 Jan. 1985.
E. S. Gillespie. A review of antenna measurement techniques, Proc. 4th Intern. Conf. on Antennas and Propagation (ICAP 85), IEE, Coventry, 16—19 Apr. 1985.
Robert Panther. Subscriber line testing, Telecommunications, Sep. 1985.

К главе 16

A Designer's Guide to Signature Analysis, Hewlett Packard Application Note 222, Apr. 1977.
Monitoring the IEEE-488 Bus with the 1602A Logic Analyser, Hewlett Packard Application Note 280-2, Jul. 1978.
The 1602A Logic State Analyzer as an Automatic Test Instrument, Hewlett Packard Application Note 280-3, Jul. 1978.
S. E. Scrupski. New digital tools evolve for bus-oriented microprocessor systems, Electronic Design, 22 Nov. 1978.
John Marshall. Now choosing the right logic analyzer requires a logical approach, Electronic Design, 22 Nov. 1978.
Rick Muething. Flagging down the logic analyzer express, Digital Design, Nov. 1978.
Lawrence Lowe. Digital troubleshooting, Electron, 19 Jun. 1979.
A. Santoni. Instruments, EDN, 20 Jul. 1979.
Minicomputer Analysis Techniques Using Logic Analyzers, Hewlett Packard Application Note 292, Aug. 1979.

A Manager's Guide to Signature Analysis, Hewlett Packard Application Note 222-3, Oct. 1980.
A Signature Analysis Case Study of a Z80-Based Personal Computer. Hewlett Packard Application Note 222-10, Oct. 1980.
Application Articles on Signature Analysis, Hewlett Packard Application Note 222-2, Oct. 1980.
Bruce Farley. Logic analyzers, Digital Design, Jan. 1980.
Jonah McLeod. Logic analyzers — sharp fault finding getting sharper, Electronic Design, 29 Mar. 1980.
A. Santoni. Logic analyzers, EDN, 5 Oct. 1980.
H. Reiney et al. Logic analyzer responds to user programming language, Electronic Design, 5 Jul. 1980.
K. Barnes. Present and future trends in logic analyzers, Digital Design, Apr. 1980.
I. H. Spector, R. Muething. Under designer's guidance, logic analyzer deploys its full strength against crashes, Electronic Design, 29 Mar. 1980.
Martin J. Weisberg. Designer's guide to testing and troubleshooting microprocessor based products, EDN, 20 Mar. 1980.
RS-232-C Communications with HP 64000 Logic Development System, Hewlett Packard Application Note 298-1, Dec. 1980.
Paul Wintz. Fundamentals of microprocessor development systems, Digital Design, Nov. 1980.
Guidelines for Signature Analysis. Hewlett Packard Application Note 222-4, Jan. 1981.
D. Peacock. Signature analysis aids production testing, 27 Nov. 1979.
A. Santoni. Newest logic and signature analyzers fulfil more digital testing needs, EDN, 25 Nov. 1981.
B. Nicholson. Extending signature analysis, Electronics Industry, Mar. 1981.
Functional Analysis of the IEEE 488 Interface Bus. Hewlett Packard Application Note 292-1, Feb. 1981.
John Mills. Micro logic analysers, New Electronics, 19 May 1981.
Dick Parrish. Speed considerations in logic analysis, New Electronics, 21 Apr. 1981.
A. Santoni. Instruments, EDN, 22 Jul. 1981.
Fred. E. Warren. Understand the tradeoffs in development system selection, EDN, 10 Jun. 1981.
G. Kotelly. Operating systems cost more — but they also do more, EDN, 16 Sep. 1981.
Software Project Management with HP 64000 Logic Development System. Hewlett Packard Application Note 298-2, Jan. 1981.
HP 64000 Logic Development System Microassemblers for Bit-Slice Processors. Hewlett Packard Application Note 298-4, Jan. 1981.
Mike Mihalik, Bob Francis. Understand emulator use to increase prototyping skills, EDN, 10 Jun. 1981.
K. Rothmuller. Signature analysis software guides circuit troubleshooting, Electronic Design, 11 Nov. 1982.
M. Riezenman. Logic analyzers, spurred by microprocessors, move onto faster track, Electronic Design, 25 Nov. 1982.
G. M. Murch, J. Huber. Colour display clears up analysis of digital logic data, Electronic Design, 25 Nov. 1982.
G. F. Chesnutis. Logic analyzers, EDN, 9 Jun. 1982.
J. Mills et al. Aids for the digital designer, New Electronics, 20 Apr. 1982.
T. Saitoh. Logic analyzers are essential for microprocessor troubleshooting, JEE, Aug. 1982.
M. Connah. Trace control in logic analyzers, New Electronics, 16 Nov. 1982.

Chris Bailey. Software strengthens development tools, Electronic Design, 4 Feb. 1982.

A. Santoni. Microprocessor development systems, EDN, 28 Apr. 1982.

Bobo Wang. Dedicated emulators untangle multiprocessor development, Electronic Design, 25 Nov. 1982.

Barrie Nicholson. Troubleshooting microprocessor based equipment, Electronics Industry, Jul. 1980.

Ken Lowe. Clock trigger versatility bolsters logic analysis, Electronic Design, 2 Sep. 1982.

Larry Palley. E^2 PROMs bring flexibility to in-system signature analysis, Electronic Product Design, Feb. 1983.

Lawrence Lowe. A signature analysis based test philosophy. Electronics Industry, Oct. 1983.

Charles H. Small. Enhanced signature analyzers ease microprocessor system diagnosis, EDN, 22 Dec. 1983.

Tom Williams. Logic analyzers rise to the challenge of microprocessors, Computer Design, 5 Apr. 1983.

John Brampton. Logic analyzers — a production tool? Test and Measurement World, Oct. 1983.

Gail Hamilton. Logic analyzer gives programmers real-time view of software performance, Electronics, 5 May 1983. (Имеется перевод: Г. Гамильтон. Логический анализатор, позволяющий определить количественные показателн программ при работе в реальном времени. Электроника, т. 56, № 9 (665), с. 25—32, 1983.)

Randy Steyer. Choose the logic analyzer that best meets your needs, EDN, 26 May 1983.

Bill Donnelly. Logic test instruments — analysers more powerful as software evolves. Electronics Industry, Jun. 1983.

C. Nobles et al. A new approach to instrumentation, Electronic Engineering, Jun. 1983.

Donald R. Glancy. Logic analyzers — a tool for the digital world, Test and Measurement World, Oct. 1983.

Bob Milne. Logic analyzers mount a three-pronged attack on hardware and software debugging, Electronic Design, 15 Sep. 1983.

Dick Woods. Logic analyzer triggering gives the total picture, Electronic Design, 15 Sep. 1983.

Development systems and logic analyzers — towards the universal digital workbench, Electronic Engineering, May 1983.

Sandra Jumonville. Time after time, logic analyzers got the job done, Computer Design, 5 Apr. 1983.

Charles Bilbe. State analyser treats hardware and software. New Electronics, 8 Feb. 1983.

S. D. Beste. Crack tough system problems with a dual-time base analyzer, EDN, 28 Apr. 1983.

B. Ableidinger. Timing boards complement state analyzer in PC add-on, Electronic Design, 24 Nov. 1983.

George Kotelly. Logic analyzer computer combination heralds personal instrument expansion, EDN, 31 Mar. 1983.

John W. Hyde. Software development system keeps up with advanced microprocessors, Electronic Design, 23 Jun. 1983.

R. C. Houghton. Software develompent tools: a profile, Computer, May. 1983.

Charles Malkiel. Microprocessor designers adopt in-circuit emulation, Test and Measurement World, Dec. 1983.

S. Ohr. Focus on development systems: sophisticated tools abound, Electronic Design, 24 Nov. 1983.

S. Pease. Long and short term factors affect development system choice, EDN, 10 Nov. 1983.
Bill Donnelly. Microprocessor development systems — from hardware aid to full computer, Electronics Industry, Dec. 1983.
R. Freund, H. Gilette. Instruments for developing microprocessor based systems, Electronic Industry, Jun. 1983.
D. B. Richey, J. P. Romano. Emulator for 16 bit microprocessor, Hewlett Packard Journal, Mar. 1983.
M. W. Davis et al. Extensive logic development and support capability in one convenient system, Hewlett Packard Journal, Mar. 1983.
Charles H. Small. Emulators, software transform personal computers into development systems, EDN, 10 Nov. 1983.
S. Vannerson. The engineering laboratory of the 1980s, New Electronics, 1 Nov. 1983.
James W. Nash. RX for 16 bit emulation: help is just a menu away, Electronic Design, 23 Jun. 1983.
R. A. Nygaard et al. A modular analyzer for software analysis in the 64000 System, Hewlett Packard Journal, Mar. 1983.
J. E. M. Tyler. Extending microprocessor emulators, Electronic Engineering, Feb. 1983.
Paul Maritz. Software development, Mini-Micro Systems, Dec. 1983.
Gary F. Chestnutis. Multifunction development tools, EDN, 3 Feb. 1983.
R. Drohan et al. Work station merges hardware software design, Electronic Design, 15 Sep. 1983.
Adrian Bishop. Software applies signature analysis to microprocessor chips, Electronic Design, 18 Oct. 1984.
P. Kleindienst, B. Greenlish. Microprocessor specific logic analysis, New Electronics, 17 Apr. 1984.
John Branton. The logic analyser becomes an essential tool, New Electronics, 17 Apr. 1984.
Kenneth Lowe, Mark Van Hook. Hardware/software problems yield to today's logic analyzers, EDN, 6 Sep. 1984.
Robert Delp. New directions in logic analysis, Test and Measurement World, Nov. 1984.
Malcolm Connah. Trends in logic analysers, New Electronics, 17 Apr. 1984.
Peter Heinrich. Multiprocessor development and testing made simple, New Electronics, 7 Feb. 1984.
Charles H. Small. Integrated development tools, EDN, 29 Nov. 1984.
Microprocessor development systems: a review. Electronics Industry, Dec. 1984.
Michael Sykes. Hardware/software integration in microprocessor based systems. Electronic Engineering, Nov. 1984.
R. Ercole. Simulation of microprocessor based systems, Electronic Engineering, Oct. 1984.
Bob Milne. Emulators, backed by strong debugging, mimic latest microprocessors. Electronic Design, 18 Oct. 1984.
B. Hordos. What is emulation and where is it going? Test and Measurement World, Jun. 1984.
Douglas Lundin, Michael Crovitz. Triple-threat instrument debugs microprocessor based systems, Electronic Design, 9 Feb. 1984.
Peter Kleindienst. Teach yourself logic analysis, Test Electronics, Mar. 1985.
David Fynn. Trace control improves logic analyser performance, New Electronics, 5 Feb. 1985.
Trevor Powell. Post processing of logic analyser data, Electronic Product Design, Feb. 1985.
Ken Rush. Probing high speed logic, Test Electronics, Mar. 1985.

Glenis Moore. Logic analysers — wheedling out the bugs, Electronics and Power, Mar. 1985.
John Nichols. Making logic analysis affordable, New Electronics, 16 Apr. 1985.
Colin Dawney. The future of logic analysis, New Electronics, 16 Apr. 1985.
Stan Lang et al. Analyzer plus scope displays timing, analogue waveforms at same time, Electronic Design, 24 Jan. 1985.
H. Van Eijkelenburg. With transitional timing analyzers boost resolution, open wider windows, Electronic Design, 15 Aug. 1985.
John Marshall. Integrated tools in software design, Electronic Product Design, Feb. 1985.
W. Damm. Analyzer module debugs 500 MHz logic with a scope's resolution, Electronic Design, 22 Aug. 1985.
G. Hirst. A portable microprocessor development system, Electronic Engineering, Sep. 1985.
P. Kleindienst. Systematic testing using word generators and logic analysers, New Electronics, 1 Oct. 1985.
Richard Goering. Logic analyzers offer wide choise of performance and price, Computer Design, 1 Sep. 1985.
G. Gohsman. PC-based analyzer links verification with software tools, Computer Design, 15 Aug. 1985.
B. Ableidinger. Real-time analyzer furnishes high-level look at software operation, Electronic Design, 19 Sep. 1985.
Logic analysis — complex functions, lower cost, Electronics Industry, Dec. 1985.
Charles H. Small. Software debuggers struggle to meet engineer's needs, EDN, 12 Dec. 1985.
C. Palmer. MDS-PCs to become dominant, Electronics Industry, Oct. 1985.
V. Schricker. Emulation for a complete 32-bit microprocessor family, Electronics Industry, Oct. 1985.
Tony Stevens. Operating to different principles, Computer Systems, Oct. 1985.
M. Wright. Basic skills speed hardware development, EDN, 17 Oct. 1985.
John Mayer. Logic analyzers, Test and Measurement World, Nov. 1985.
Charles H. Small. Logic analyzers evolve in response to high-level languages, EDN, 6 Feb. 1986.

К главе 17

Jurgen R. Meyer-Arendt. Introduction to Classical and Modern Optics, Prentice-Hall, 1972.
Joe Horwath. Shedding light on LED luminance, Electronic Design, 12 Apr. 1973.
Brian Putland. Optical properties of LEDs. Electron, 18 Jul. 1974.
F. Rose. Measurements, Electron, 14 Mar. 1974.
М. И. Алексеева и др. Объективный универсальный фотометр ФОУ. Оптико-механическая промышленность, т. 45, № 6, с. 26—28, 1978.
J. Chrostowski et al. Asymmetrical Fabry — Perot interferometer with feedback, Appl. Opt., 18, no. 14, Jul. 1979.
D. G. Taylor, J. N. Demas. Light intensity measurements I: large area bolometers with microwatt sensitivities and absolute calibration of the rhodamine B quantum counter, Anal. Chem., May 1979.
D. G. Taylor, J. N. Demas. Light intensity measurements II: luminescent quantum counter comparator and evaluation of some luminescent quantum counters, Anal. Chem., May 1979.
Е. С. Авдошин, В. Б. Никулин. Низкотемпературный радиометр с конническим светопроводом. Приборы и техника эксперимента, № 1, с. 242—244, 1979.
J. M. Palmer. Electrically calibrated pyroelectric radiometer without optical chopping, J. Opt. Soc. Amer., Oct. 1979.

I. Lewin et al. Developments in high speed photometry and spectroradiometry, J. Illum, Eng. Soc., Jul. 1979.
T. Wearden. Test equipment for optical fibre installations, Electronic Engineering, Nov. 1980.
Tom Wearden. Technology and applications of fibre optics, Electronic Product Design, Oct. 1981.
J. D. Archer. Fibre optic communications, Electronic Product Design, Nov. 1982.
Robert W. Zimmerer. Laser power and energy measurement, Test and Measurement World, May 1983.
Optical time domain reflectometry — pinpointing fibre faults, Test and Measurement World, Jan. 1983.
Robert Landon. Fibre optic time domain reflectometers meet expanded system demands, EDN, 26 May 1983.
G. M. Glashauser. Testing fibre optics transmitters and receivers on ATE, Test and Measurement World, Feb. 1983.
R. Rickenbach, P. Wendland. Fibre optics cable fault location, Test and Measurement World, Nov. 1983.
James E. Hayes. The fibre optics test and measurement market, Test and Measurement World, Nov. 1983.
P. H. Wendland et al. Fibre-optic measurement are traceable to NBS standards, Electronic Design, 3 Feb. 1983.
W. L. Schumacher. Fibre optic test methods and measurements, IFOC, Sep. 1983.
Peter Keller. Optical sensors and sources: measuring infrared, visible and ultraviolet light — a primer, Test and Measurement World, May 1984.
Yoshiro Nagaki. The development of optical measuring instruments, Telecommunications, Jul. 1984.
Duane A. Burchick. Operational considerations for the design of fibre optics test equipment, Test and Measurement World, Jan. 1984.
J. D. Chipman, K. Prescott. Optical fibre bandwidth measurements in the field, Test and Measurement World, Mar. 1984.
U. Deserno, D. Schicketanz. Measurement methods for future fibre optic applications, Test and Measurement World, Jun. 1984.
E. Klement, K. Rossner. Principles of optical measurements for communication systems, Test and Measurement World, Jun. 1984.
Harold Winard. Focus on fibre optic cables: steadily forging the link, Electronic Design, 8 Mar. 1984.
A. Eckert, W. Schmid. Optical stimulus and receivers for parametric testing in fibre optics, Hewlett Packard Journal, Jan. 1985.
W. Berkel et al. A versatile, programmable optical pulse power meter, Hewlett Packard Journal, Jan. 1985.
W. E. Schneider Automated spectroradiometric systems: components and applications, Test and Measurement World, Jun. 1985.
David Peri, Israel Fainaro. Direct display of optical fibre perform deflection functions, Test and Measurement World, Sep. 1985.
J. M. Wiesenfeld, J. Stone. New methods for measuring dispersion and light loss in optical fibres, Test and Measurement World, Mar. 1985.
S. Barber. Optical fibre testing, Telecommunications, Jul. 1985.
Alan Wiltshire. Fault location in optical fibres, Electronics and Power, Feb. 1986.
J. Van der Donk. Beam propagation method, Electrical Communications, **59**, no. 4, 1985.

Амперметр 112
— постоянного тока 116
Амплитудно-частотная характеристика анализатора спектра 241
— — передатчика 428
— — усилителя 377
Анализатор логический 440—452
— сигнатурный 435—439
— спектра 237
— — многоканальный 241
— — сканирующий 244
— — — с перестройкой высокой частоты 244
— — — супергетеродинный 245
— схемный 379—380
Аналого-цифровой преобразователь 136—140
Ассемблер 458

Блокинг-генератор 198
Болометр 179, 485

Вагнера заземление 163
Ваттметр 172—175
— электродинамический 171—172
Вестона гальванический элемент 35—37
Вибратор полуволновой симметричный 401—402
— четвертьволновой несимметричный 401—402
Водородный генератор 22
Волокно градиентное 492—493
— со ступенчатым изменением показателя преломления 493
Волоконный световод 495—504
Вольт-амперная характеристика диода 343
— — симистора 354
— — стабилитрона 345
— — тиристора 353
Вольтметр векторный 381, 383
— многопредельный 117
— постоянного тока 116
— цифровой 142—143
— частотно-селективный 236
— электронный 131
— электростатический 129
Всемирное время 26
Вторичная эмиссия 296
Выпрямитель двухполупериодный 123—124
— однополупериодный 123—124

Гальванометр 114
Генератор водородный 22
— емкостный трехточечный 194
— индуктивный трехточечный 193
— качающейся частоты 203—208
— кварцевый 23—24
— логический импульсный 430
— на мосте *Вина* 194
— произвольных импульсов 217
— псевдослучайной последовательности 432—433, 437—438
— развертки 285—288
— сигналов 201
— функций 212
— шума 208
Гистерезис 333
Глитч 135—136

Датчик осциллографа 311
— — активный 311—312
— — пассивный 311—312
Детектор диодный 185
— синхронный 326
— фазовый 335—336
Децибел 169
Джозефсона эффект 37
Динамическая характеристика преобразователя 57
Динамический диапазон анализатора спектра 241
— — счетчика 224
Дисперсия волоконного световода 497
— волноводная 497—498
— материальная 497

— модовая 498
— хроматическая 497
Дифракционная решетка 487
Добротность 323, 327—328

Емкость конденсатора 327

Зонд токовый 313
Зрение дневное 475
— сумеречное 475

Избирательность радиоприемника 392
Измерительный механизм 112
— — выпрямительный 123
— — д'Арсонваля 112
— — магнитоэлектрический 112—115
— — электродинамический 125
— — электромагнитный 126
— — электростатический 129
Импеданс антенны 402—403
— динамический 345—346
— усилителя входной 377
— — выходной 377
Интерполяция линейная 305
— синусоидальная 305
Искажения амплитудно-частотные 383
— гармонические 383—385
— интермодуляционные 383, 387—388
— нелинейные 383—385, 394
— переходные 389
— фазовые 383

Калориметр 177
Каскадный шум 249
Кварцевый кристалл 24—25
Кельвина шкала 475
Коэффициент вторичной эмиссии 297
— гармоник 385
— замедления линии передачи 408, 410
— направленного действия антенны 405
— нелинейных искажений 385
— ослабления синфазного сигнала 378
— отражения 474
— поглощения 474
— пропускания 474
— стоячей волны 410—414
— усиления антенны 405
— шума 248, 251
Куметр 337—340

Лазер 484—485
Лампа накаливания 481
Линейный дифференциальный трансформатор 72—75
Линия задержки с распределенными параметрами 285
— — — сосредоточенными параметрами 283—284
Лиссажу фигуры 319—321
Люминесцентный источник света 482
Люминофоры 271—274

Магниторезистор 78—80
Мегомметр 120
Модуляция амплитудная 417—419
— паразитная 427
— фазовая 417—418
— частотная 417—419
Мост измерительный автоматический 165—166
— — *Варлея* 416—417
— — *Вина* 159
— — двойной *Томсона* 151
— — *Кемпбелла* 155
— — *Максвелла — Вина* 153
— *Оуэна* 155
— — трансформаторный, отношений 160—161
— — *Уитстона* 149
— — *Хея* 154
— — *Шеринга* 157
Мощность высокочастотная 176
— импульсная 186
— реактивная 173
Мультивибратор 199

Облученность 479
Омметр с параллельным включением 119
— — последовательным включением 119
Оптическое поглощение 490, 498—500
Освещенность 478
— энергетическая 479
Острота зрения 477
Осциллограф аналоговый запоминающий 306—308
— быстродействующий запоминающий 302
— двухканальный 289—292
— двухлучевой 292—293
— запоминающий 295
— стробоскопический 293—295
— универсальный 259—263
— цифровой запоминающий 303—304, 306—308
Отклонение электронного пучка электромагнитное 269
— — — электростатическое 267—269

Отклоняющие пластины 260—261, 264, 267—268
Отражение зеркальное 474
— полное внутреннее 490

Петля гистерезиса 333
Погрешность апертурная 309
— аппроксимации 253
— временного селектора 233
— запуска 234
— измерителя глубины модуляции 424
— — шума 254
— каскадного шума 253
— предельная 53
— рассогласования 252
— систематическая 53, 235
— случайная 53
— частоты селекторных импульсов 232
Полоса пропускания измерительного прибора 52
— — осциллографа 262, 308—309
— — световода 502
Постоянная времени преобразователя 57
Потенциалоскоп 299—301
— полутоновый 299—301
— с бистабильной записью 301
Преобразователь активный 55
— аналого-цифровой 136—140
— емкостный 69
— индуктивный 71—74
— оптический 85
— пассивный 55
— потенциометрический 55, 62
— пьезоэлектрический 80—84
— *Холла* 75—78
— цифро-аналоговый 132—136
Приемник оптический 485
— пироэлектрический 486
— супергетеродинный 379
— телевизионный 397—398
— тепловой 485
— фотоэлектронный 85
Пробник 312
— высоковольтный 313
Проводимость активная 323
— полная 323
— реактивная 323

Радиационный пирометр 96
Развертка осциллографа 261—263
— — задержанная 287
— — комбинированная 288
— — переключаемая 289
Разрешение анализатора спектра 239
— измерительного прибора 51
— осциллографа по вертикали 310
— — — горизонтали 311
— преобразователя 56
— счетчика 225
Распределение вероятностей биномиальное 45
— *Вейбулла* 48
— — нормальное 46
— *Пуассона* 45
— — хи-квадратичное 49
— — экспоненциальное 46
Рассеяние света в волокнах 499
— — — — обратное 501
— — — — рэлеевское 499
Редактор 457
— связей 459

Светимость 479
— энергетическая 480
Световой поток 477
Светодиод 482—484
Свип-генератор 203—208
Симистор 353
Синтезатор частот 209—212
Система единиц МКС 9
— — МКСА 11
— — СГС 9
— — СИ 9—13
Сопротивление активное 323
— волновое, линии передачи 410
— добавочное 117
— полное 323, 341—342
— реактивное 323
Спектр электромагнитных волн 472—473
Спектроанализатор — *см.* Анализатор спектра
Спектрорадиометр 486—487
Среднее арифметическое 42
— гармоническое 43
— геометрическое 42
Стабилитрон 345
Стабильность анализатора спектра 240
— цифрового осциллографа 310
— частоты генератора 192
Стандарт частоты атомный 19
— — водородный 22
— — кварцевый 23
— — рубидиевый 22
— — цезиевый 20

Тангенс угла потерь 324
Тензодатчик наклеиваемый 64—65
— ненаклеиваемый 64—65

— полупроводниковый 66
— проволочный 64
— фольговый 65
Термистор 94—95, 179—181
Термобатарея 485
Термометр сопротивления 91
— — платиновый 40, 91—92
Термопара 92—94, 128—129
Тестовая последовательность «бегущие единицы и нули» 368—369
— — «сдвигаемая диагональ» 367
— — «шахматная доска» 368—369
Тиристор 353—358
— симметричный триодный 353
Точность измерений 50
— измерительного моста 163
— осциллографа 310
— преобразователя 56
— счетчика 225
— цифро-аналогового преобразователя 135
— электромагнитного измерительного механизма 127
Транзистор биполярный 346—347
— однопереходный 350—352
— полевой 348—350, 373—374

Усилитель вертикального отклонения 262
— дифференциальный 281
— звуковых частот 375
— операционный 360

Фокусировка электронного пучка 265—266
— электромагнитная 266
— электростатическая 265—266
Фотодиод 87—88
Фотометр 486
Фоторезистор 85—86
Фототиристор 88—89
Фототранзистор 88
Фотоэлемент 89—90
Фурье преобразование 242
— — быстрое 243
— — дискретное 242

Холла эффект 75

Цифро-аналоговый преобразователь 132—136

Часовые пояса 27
Частотная характеристика преобразователя 57
Частотомер 221
Числовая апертура 495—496, 504
Чувствительность акустическая 391
— анализатора спектра 240
— вольтметра 117
— измерительного моста 148
— — прибора 52
— осциллографа 308
— полезная 392
— преобразователя 56
— при заданном отношении сигнал/шум 391
— радиоприемника 390
— счетчика 223
— усилителя входная 376

Ширина полосы радиоприемника 393
Шотки диод 185
Шумовая температура 249
Шум-фактор 248
Шунт 116

Экран на жидких кристаллах 276
Электрометр 129
Эмулятор 463—467
Энергия излучения 479
— световая 477
Эталон вторичный 17
— емкости 34
— индуктивности 39
— магнитного потока 39
— международный 17
— напряжения 35
— первичный 17
— рабочий 17
— силы света 41
— сопротивления 33
— тока 32

Яркость 479
— энергетическая 479

ОГЛАВЛЕНИЕ

От переводчика 5
Предисловие к русскому изданию 7

Часть 1. ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ 9

Глава 1. **Единицы физических величин** 9
1.1. Введение 9
1.2. Единицы и обозначения 9
1.3. Коэффициенты пересчета 14
1.4. Фундаментальные физические постоянные 15

Глава 2. **Эталоны измерений** 17
2.1. Введение 17
2.2. Уровни эталона 17
2.3. Эталоны механических величин 18
2.4. Эталоны электрических величин 32
2.5. Эталоны магнитных величин 39
2.6. Эталоны тепловых величин 40
2.7. Световые эталоны 41

Глава 3. **Погрешности измерений** 42
3.1. Введение 42
3.2. Статистика погрешностей 42
3.3. Факторы, влияющие на погрешности измерений 50
3.4. Типы погрешностей 53

Глава 4. **Преобразователи** 55
4.1. Введение 55
4.2. Выбор преобразователя 56
4.3. Резистивные преобразователи 61
4.4. Емкостные преобразователи 69
4.5. Индуктивные преобразователи 71
4.6. Преобразователи на магнитных эффектах 75
4.7. Пьезоэлектрические преобразователи 82
4.8. Оптические преобразователи 85
4.9. Преобразователи для измерения температуры 91

Глава 5. **Шины приборов** 97
5.1. Введение 97
5.2. Параллельные шины 100
5.3. Последовательные шины 105
5.4. Локальные вычислительные сети (ЛВС) 108

Часть 2. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ ОБЩЕГО НАЗНАЧЕНИЯ 112

Глава 6. **Вольтметры, амперметры, омметры** 112
6.1. Введение 112
6.2. Магнитоэлектрические измерительные приборы постоянного тока 112
6.3. Аналоговые приборы переменного тока 123
6.4. Аналого-цифровое преобразование сигнала 132
6.5. Цифровые измерительные приборы 140
6.6. Методы сравнения с мерой 143

Глава 7. **Измерительные мосты** 147
7.1. Введение 147
7.2. Принцип действия измерительного моста 147
7.3. Резистивные мосты 149
7.4. Мосты для измерения индуктивности 152
7.5. Мосты для измерения емкостей 155
7.6. Мосты для измерения методом замещения 157
7.7. Измерения частоты 159
7.8. Трансформаторный мост отношений 160
7.9. Повышение точности измерений 163
7.10. Автоматические измерительные мосты 165

Глава 8. **Измерение мощности** 167
8.1. Введение 167
8.2. Мощность и коэффициент мощности 167
8.3. Измерение мощности на низких частотах 170
8.4. Измерение высокочастотной мощности 176
8.5. Измерение импульсной мощности 186

Глава 9. **Измерительные генераторы** 191
9.1. Введение 191
9.2. Схемы генераторов 191
9.3. Схемы для генерации импульсов и прямоугольных колебаний 196
9.4. Устройства, генерирующие сигналы 199

Глава 10. **Счетчики и таймеры** 218
10.1. Введение 218
10.2. Принципы действия счетчиков 218
10.3. Режимы измерений 220
10.4. Спецификация счетчиков 223
10.5. Низкочастотные измерения 225
10.6. Высокочастотные измерения 226
10.7. Погрешности измерений 232

Глава 11. **Анализ сигналов** 236
11.1. Введение 236
11.2. Анализ гармоник 236
11.3. Анализатор спектра 237
11.4. Измерение шумов 248
11.5. Регистратор формы сигнала 254

Глава 12. **Осциллографы** 258
12.1. Введение 258
12.2. Универсальный осциллограф 259
12.3. Электронно-лучевая трубка 263
12.4. Цепи управления 278

12.5. Многоканальные осциллографы 289
12.6. Стробоскопические осциллографы 293
12.7. Аналоговые запоминающие осциллографы 295
12.8. Цифровые запоминающие осциллографы 303
12.9. Характеристики осциллографа 308
12.10. Принадлежности осциллографа 311
12.11. Измерения с помощью осциллографа 317

Часть 3. ОБЛАСТИ ПРИМЕНЕНИЯ И СПЕЦИАЛИЗИРОВАННЫЕ ПРИБОРЫ 322

Глава 13. **Испытания электронных компонентов** 322
13.1. Введение 322
13.2. Понятие полного сопротивления 323
13.3. Измерение активного сопротивления 325
13.4. Измеренне емкости 327
13.5. Измерение индуктивностей 332
13.6. Измерения с помощью куметра 337
13.7. Измерение полного сопротивления 341
13.8. Дискретные полупроводниковые приборы 343
13.9. Интегральные схемы 358
13.10. Характериографы 370

Глава 14. **Испытание акустических и телевизионных систем** 375
14.1. Введение 375
14.2. Усилители звуковых частот 375
14.3. Искажения 383
14.4. Радиоприемники 389
14.5. Переходное затухание между каналами стереодекодера 395
14.6. Телевизионные приемники 397

Глава 15. **Испытание передающих систем** 401
15.1. Введение 401
15.2. Антенны 401
15.3. Линии передачи 408
15.4. Проверка передатчиков 417

Глава 16. **Анализ цифровых схем** 429
16.1. Введение 429
16.2. Зонды, импульсные генераторы и зажимы 429
16.3. Сигнатурный анализ 431
16.4. Логические анализаторы 440
16.5. Макетные системы на основе микропроцессоров 453

Глава 17. **Оптоэлектронные измерения** 472
17.1. Введение 472
17.2. Некоторые основные понятия 473
17.3. Единицы измерения 475
17.4. Оптические измерения 480
17.5. Волоконная оптика 489
17.6. Методы измерений 500

Литература 507

Научное издание

Ф. Ф. Мейзда

ЭЛЕКТРОННЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ
И МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЙ

Ст. научный редактор М. Я. Рутковская
Художник А. Я. Коршунов
Художественный редактор В. И. Шаповалов
Технический редактор А. Л. Гулина
Корректор В. И. Киселева

ИБ № 7265

Сдано в набор 23.01.90. Подписано к печати 21.05.90.
Формат 60×88$^{1}/_{16}$. Бумага кн.-журн. Печать офсетная
Гарнитура Литературная. Объем 16,75 бум. л. Усл. печ. л. 32.83
Усл. кр.-отт. 33.13 Уч.-изд. л. 32,37. Изд. № 8/7054.
Тираж 40 000 экз. Зак. 27. Цена 2 р. 60 к.

Издательство «Мир»
В/О «Совэкспорткнига» Государственного комитета СССР
по печати
129820, ГСП, Москва, 1-й Рижский пер., 2

Московская типография № 11
Государственного комитета СССР по печати.
113105, Москва, Нагатинская ул., д. 1