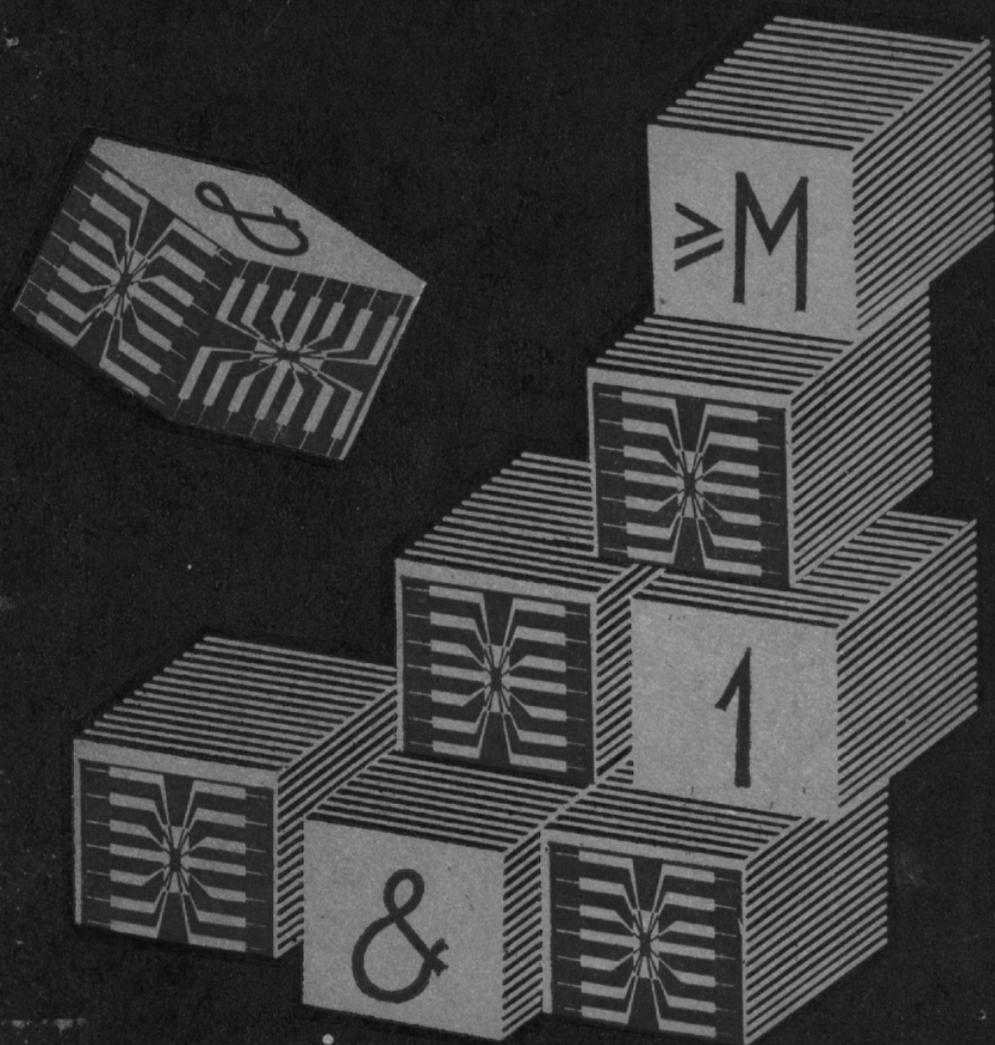


И. М. Полковский
В. П. Стыцько
Ю. Е. Рудберг

СХЕМОТЕХНИКА МИКРО- ЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ



И. М. Полковский,
В. П. Стыцько,
Ю. Е. Рудберг

621.396
1757

**СХЕМОТЕХНИКА
МИКРОЭЛЕКТРОННОЙ
АППАРАТУРЫ**



Москва

«Радио и связь» 1981

ББК 32.844

П51

УДК 621.396.6.049.77

Полковский И. М. и др.

П51 Схемотехника микроэлектронной аппаратуры
И. М. Полковский, В. П. Стыцько, Ю. Е. Руд
берг. — М.: Радио и связь, 1981. — 320 с.; ил.

В пер.: 1 р. 10 к.

Рассматриваются условия и критерии миниатюризации радиоэлектронной аппаратуры, а также основы анализа и синтеза схем радиоэлектронных устройств аналогового, дискретного и комбинированного действия. Излагаются вопросы точности и стабильности параметров таких устройств. Описываются методика оценки технико-экономической эффективности и планирования новизны схем разрабатываемых изделий. Приводятся примеры синтеза схем, а также расчета точности и стабильности параметров и характеристик радиоэлектронных устройств некоторых типов.

Для специалистов, занимающихся проектированием радиоэлектронной аппаратуры на интегральных микросхемах.

П $\frac{30401-231}{046(01)-81}$ 199-81 (Э) 2402020000

ББК 32.844

6Ф2.1

Рецензент В. А. Горохов

Редакция литературы по конструированию и технологии
производства радиоэлектронной аппаратуры

Предисловие

В течение последнего десятилетия произошли существенные сдвиги в области разработки радиоэлектронной аппаратуры на интегральных микросхемах (ИМС) с учетом требований комплексной миниатюризации. Появился новый класс устройств с высокой степенью миниатюризации, которые получили наименование микроэлектронной аппаратуры (МЭА). Определяющим принципом проектирования такой аппаратуры стало достижение минимальных габаритов и массы при значительном повышении ее надежности и приемлемых экономических затратах.

Массовое применение элементной базы третьего и четвертого поколений потребовало радикального развития основополагающих принципов проектирования радиоэлектронных устройств (РЭУ), так как методы построения аппаратуры на элементной базе первого и второго поколений оказались мало пригодными для РЭУ на интегральных микросхемах.

Произошедшие изменения коснулись схемотехники, конструирования и технологии производства РЭУ.

Применительно к схемотехнике, являющейся основным предметом рассмотрения в настоящей книге, эти изменения состоят в следующем. На предшествующих этапах развития электронной техники разработчик РЭУ играл определяющую роль как в создании изделия в целом, так и отдельных его узлов и блоков. Имея некоторый набор электрорадиоэлементов, выполняющих простейшие функции (резисторов, конденсаторов, катушек индуктивности, электронных ламп, транзисторов и т. п.), разработчик, как правило, сам обеспечивал себя необходимыми функциональными узлами и блоками. При этом технические решения по построению последних чаще всего диктовались стремлением как можно полнее учесть специфику конкретного образца РЭУ. Данное обстоятельство явилось причиной появления большого числа разновидностей узлов и блоков анало-

гичного назначения, создаваемых не только различными предприятиями, но иногда даже на одном из них.

На этапе интегральной электроники появилось большое количество схемно и конструктивно завершенных функциональных узлов и блоков аналогового и цифрового типа, рассчитанных на широкое применение в радиоэлектронной аппаратуре различного назначения. В этих условиях перед разработчиками аппаратуры встала задача создания изделий с рациональной структурой при максимальном использовании имеющейся элементной базы общего применения, которая не всегда является оптимальной применительно к конкретному изделию. Естественно, это существенно усложнило задачи проектирования аппаратуры и потребовало системного подхода к ее разработке.

Возникла необходимость в создании аппарата структурного анализа и синтеза, пригодного для «крупноблочного строительства» МЭА с учетом достижения максимальных показателей технико-экономической эффективности. Важное значение при этом приобрели задачи минимизации межузловых соединений и сокращения объема дополнительного оборудования, необходимого для формирования функциональных узлов и блоков и сопряжения их между собой.

Внедрение элементной базы четвертого поколения сопровождается применением больших полупроводниковых и гибридных интегральных микросхем и интегральных микроблоков (микросборок), обладающих широкими функциональными возможностями и высокой степенью автономности. Это потребовало пересмотра ряда принципов схемотехники, характерных для МЭА на элементной базе третьего поколения.

На данном этапе происходит слияние процессов проектирования и изготовления элементной базы и изделий в целом. Если на этапе преобладания элементной базы третьего поколения была четко обозначена граница между схемотехникой «в кристалле», т. е. собственно ИМС, и схемотехникой МЭА, то на этапе элементной базы четвертого поколения данная граница стирается. Это, в первую очередь, характерно для цифровой МЭА, которая благодаря применению больших полупроводниковых ИМС с высоким уровнем интеграции, в том числе микропроцессоров и микро-ЭВМ, вышла на аппаратурный уровень.

К задачам, существенно влияющим на схемотехнику МЭА, относятся:

1) необходимость дальнейшей формализации приемов и методов проектирования аппаратуры. Это продиктовано, в первую очередь, требованиями повышения уровня автоматизации проектирования радиоэлектронных изделий со все более усложняющейся структурой;

2) потребность в комплексном подходе к задачам проектирования, что обусловлено большей, чем на предшествующих этапах развития электроники, зависимостью схемотехники от конструктивных решений и технологии производства аппаратуры;

3) необходимость изыскания оптимальных решений по формированию функциональных узлов и блоков, особенно для МЭА аналогового действия, а также по сопряжению их между собой с минимальной аппаратурной избыточностью;

4) достижение требуемой стабильности параметров и характеристик МЭА при заданных допусках на параметры и характеристики ИМС и наличии дестабилизирующих воздействий;

5) изыскание путей повышения достоверности оценки показателей технико-экономической эффективности изделий для выбора оптимального варианта при минимальном объеме экспериментальных исследований.

За последние годы в нашей стране и за рубежом опубликован ряд работ, в которых рассматриваются вопросы миниатюризации радиоэлектронной аппаратуры различного назначения [2, 3, 6, 8—10]. Общим для имеющихся публикаций является то, что в них, как правило, основное внимание уделяется отдельным аспектам проблемы комплексного проектирования МЭА (например, комплексной миниатюризации, микросхемотехнике, технико-экономической эффективности и т. п.). Что же касается проблемы в целом, то она не нашла систематизированного освещения в научно-технической литературе.

Предлагаемая вниманию читателей книга призвана в какой-то мере восполнить данный пробел. В ней наряду с анализом и обобщением известных материалов содержатся также результаты оригинальных исследований, выполненных авторами в течение ряда лет.

Особенность книги состоит в том, что в ней рассмотрение задач схемотехники тесно увязывается с вопроса-

ми системного проектирования МЭА, а оптимальное схемное решение выбирается по максимальному показателю технико-экономической эффективности проектируемых аналоговых, цифровых и аналого-цифровых структур. Важное значение при этом уделяется вопросам оптимизации межузловых соединений и достижения заданной точности и стабильности параметров и характеристик МЭА.

Приводимые в книге примеры структурного синтеза, а также оценки технико-экономической эффективности и точности параметров и характеристик различных схемных реализаций делает изложение более доступным для широкого круга инженерно-технических работников соответствующей специализации.

Главы 1, 2, 7, 9 и предисловие написаны И. М. Полковским, гл. 3, 4 — В. П. Стыцько, гл. 5, 8 — Ю. Е. Рудбергом, гл. 6 — всеми авторами совместно.

Авторы считают своим долгом выразить признательность рецензенту д-ру техн. наук, проф. В. А. Горохову и научному редактору канд. техн. наук, ст. научн. сотруднику М. А. Бедревскому, замечания и рекомендации которых способствовали улучшению книги.

Отзывы о книге просим направлять по адресу: 101000, Москва, Главпочтамт, а/я 693, изд-во «Радио и связь».

Авторы

МИНИАТЮРИЗАЦИЯ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ

1.1. Представление об элементной базе и радиоэлектронной аппаратуре различных поколений

Примерно в середине 40-х годов весьма остро встал вопрос о необходимости уменьшения габаритов и массы бортовой радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) [1, 2]. Это было обусловлено, главным образом, существенным увеличением объема функций, выполняемых данной аппаратурой, и их усложнением.

Оказалось, что каждое десятилетие число элементов РЭА возрастает примерно на порядок. Это видно из графика, приведенного на рис. 1.1 [3]. Например, радиоэлектронное оборудование самолета В-29 (США, разработка 1942 г.) содержало примерно $2 \cdot 10^3$ элементов, а оборудование аналогичного типа самолета В-58 (США, разработка 1958 г.) уже включало в себя около 10^5 элементов. При этом среднее время наработки на отказ радиоэлектронного оборудования самолета В-29 не превышало 10 ч. Если бы аналогичное оборудование для самолета В-58 было выполнено на тех же элементах, что и самолета В-29, то среднее время его наработки на отказ не превысило бы 12 мин [4].

Относительно простое радионавигационное оборудование и аппаратура связи тяжелых самолетов начала 40-х годов имели массу около 1000 кг. Чтобы представить себе всю остроту данной ситуации, необходимо учесть, что каждый килограмм бортового оборудования

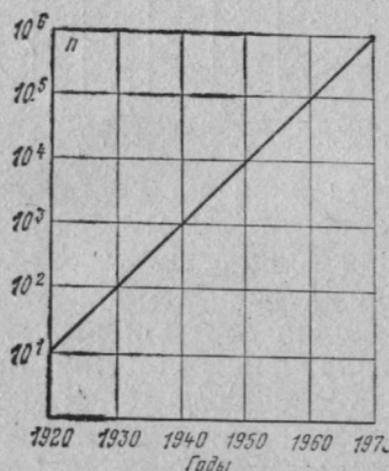


Рис. 1.1. Рост количества электрорадиоэлементов бортовой радиоэлектронной аппаратуры в период с 1920 по 1970 гг.

требует увеличения взлетного веса самолета на 10—20 кг, а космической ракеты — более чем на 1000 кг [4, 5].

Элементная база 1940—1950 гг., которая может быть отнесена к первому поколению, как это видно из табл. 1.1 [6], основывалась на преобладающем применении электровакуумных приборов, электромеханических коммутационных элементов и объемного монтажа.

Таблица 1.1

Поколение РЭА	Электромеханические элементы	Электронные лампы	Полупроводниковые приборы	Объемный монтаж	Печатные кабели	Модули	Микромодули	Интегральные микросхемы	Большие интегральные микросхемы	Печатные платы		Плотность упаковки, эл/дм ³
										одно- и дву- сторонние	МПП	
Первое	+	+	—	+	—	—	—	—	—	—	—	$1,5 \cdot 10^2$
Второе	⊥	⊥	+	⊥	—	+	—	—	—	⊥	—	$5,0 \cdot 10^2$
Третье	—	—	⊥	⊥	+	—	+	+	⊥	⊥	+	$1,5 \cdot 10^3$
Четвертое	—	—	—	—	⊥	—	⊥	⊥	+	—	+	$10^4—10^5$

Примечание: "—" — отсутствует; "⊥" — имеется; "+" — преобладает.

Созданная на ее основе РЭА отличалась большими габаритами и массой и имела малую надежность. Большая мощность, рассеиваемая в электровакуумных приборах, исключала возможность снижения громоздкости изделий путем повышения плотности монтажа. Весьма ограниченными были также возможности резервирования основных узлов и блоков для повышения надежности РЭА. В этот период до 90% отказов оборудования происходили из-за механических повреждений [1].

Переход к элементной базе второго поколения (см. табл. 1.1) открыл перспективы для улучшения массогабаритных характеристик РЭА и повышения ее надежности. Применение полупроводниковых приборов в сочетании с печатным монтажом позволило уменьшить объем ряда узлов и блоков в 20—30 раз. Для сравнения укажем, что применение миниатюрных электронных ламп позволило уменьшить объем узлов, в которых они преобладали, примерно в 4 раза, а субминиатюрных ламп — примерно в 7 раз.

Переход к элементной базе второго поколения знаменовал собой начало периода миниатюризации РЭА. Уменьшение размеров активных и пассивных электро-радиоэлементов открыло возможности для уплотнения монтажа и частичной замены объемных жгутов печатными платами, а также способствовало снижению габаритов и массы источников электропитания. Намети-лась также тенденция к уменьшению объема и повыше-нию надежности вводно-соединительного оборудования и элементов межузлового и межблочного монтажа.

Однако элементная база второго поколения в боль-шинстве случаев не позволяла решать задачи требуе-мого снижения габаритов и массы РЭА и повышения ее надежности главным образом из-за продолжающе-го усложнения радиоэлектронного оборудования (от-метим, что РЭА современного сверхзвукового лайнера содержит 250—300 тыс. электрорадиоэлементов, а кос-мического корабля 500—800 тыс. таких элементов) [7].

Создание РЭА с требуемыми технико-экономически-ми показателями стало возможным только на элемент-ной базе третьего и четвертого поколений при одно-временном внедрении методов комплексной миниатю-ризации.

Переход к элементной базе третьего поколения при-вел к изменению основополагающих принципов проек-тирования и производства РЭА. Существенные измене-ния произошли также на этапе внедрения элементной базы четвертого поколения, знаменовавших переход микроэлектроники на аппаратурный уровень. Для циф-ровой микроэлектронной аппаратуры (МЭА) данный переход сопровождался также повышением уровня стан-дартизации аппаратуры, что, в первую очередь, обу-словлено появлением микропроцессоров и микро-ЭВМ, получивших широкое применение в различных областях науки и техники.

Следует отметить, что схемотехника «в кристалле», т. е. собственно ИМС, даже на интервале преимущест-венного применения, например, элементной базы треть-его поколения претерпевала существенные изменения в ходе совершенствования технологии их производства, в то время как схемотехника МЭА в этот период со-хранялась без ощутимых изменений.

По аналогии с поколениями элементной базы раз-

личают четыре компоновочные структуры радиоэлектронных устройств [8]:

первого поколения — с поблочным функциональным расчленением изделия на конструктивно самостоятельные части, каждая из которых имеет свою амортизацию, защитный кожух, органы управления и индикации;

второго поколения — с модулями, смонтированными на печатных платах, входящих в состав съемных блоков, подключаемых к аппаратуре с помощью многоконтактных соединителей;

третьего поколения — с печатными узлами на ИМС;

четвертого поколения — с использованием в качестве основных конструктивных элементов больших полупроводниковых и гибридных интегральных микросхем.

Первые разработки интегральных микросхем за рубежом относятся к 1958—1960 гг., а в СССР — к 1960—1961 гг. Серийный выпуск первых типов ИМС был начат в США в 1961—1963 гг.

В настоящее время в нашей стране и за рубежом находятся в стадиях серийного выпуска и опытно-конструкторской разработки большое число типов ИМС, более 70% которых предназначены для применения в аппаратуре дискретного действия [8].

Различают следующие структуры микроэлектронной аппаратуры [9]:

выполненной на базе ИМС в корпусах, размещенных на печатных платах (первая ступень интеграции);

скомпонованной на ИМС повышенной степени интеграции с частичным применением больших интегральных микросхем, смонтированных в типовых корпусах (вторая ступень интеграции);

изготовленной с использованием многокристалльных ИМС, в том числе с большим числом компонентов (третья ступень интеграции);

укомплектованной большими ИМС, выполненными на базе бескорпусных микросхем (четвертая ступень интеграции);

скомпонованной на бескорпусных больших ИМС (в том числе гибридных), смонтированных в общем корпусе (пятая ступень интеграции);

выполненной в виде «непрерывной микросхемы», в которой большие ИМС непосредственно соединяются между собой без применения соединительных плат (шестая ступень интеграции).

Относительные показатели РЭА, выполненной на элементной базе различных поколений, представлены в табл. 1.2 [9].

Из табл. 1.2 видно, что при переходе к элементной базе третьего и четвертого поколений объем уменьшается в 80—400 раз, в то время как снижение потребляемой мощности составляет 17—50 раз по сравнению с РЭА второго поколения.

Таблица 1.2

Поколение РЭА	Отношение показателей, раз			
	Количество электрорадиоэлементов	Объем	Частота отказов	Потребляемая мощность
Первое	400	2500	150	5000
Второе	600	400	30	50
Третье	50	5	5	3
Четвертое	1	1	1	1

Удельный объем вторичных источников электропитания в РЭА второго поколения составляет 30—50%. Если учесть, что миниатюризация упомянутых источников электропитания сопряжена со значительными трудностями, а также то, что элементная база третьего и четвертого поколений предъявляет повышенные требования к качеству напряжения и тока, то станет очевидным, что источники электропитания стали одним из основных сдерживающих факторов комплексной миниатюризации [10, 11].

Особого внимания заслуживает вопрос о стоимости ИМС. Ряд авторов указывают на то, что основным недостатком МЭА является ее высокая стоимость. С подобным утверждением нельзя согласиться по следующим причинам:

1) стоимость аппаратуры следует рассматривать в ряду других показателей ее технико-экономической эффективности. В частности, следует учитывать, что повышение надежности РЭА снижает расходы на ее обслуживание. Уменьшение габаритов и массы бортового радиоэлектронного оборудования позволяет получить существенный выигрыш за счет снижения стоимости ее транспортирования и т. д.;

2) стоимость самих ИМС имеет тенденцию к быстрому снижению [12]. Представление о том, как реализуется тезис, касающийся снижения стоимости ИМС, дает табл. 1.3.

Как видно из табл. 1.3, даже на сравнительно небольшом отрезке времени (с 1969 по 1972 гг.) число вентилях в одном кристалле МДП-структуры возросло в 40 раз, а стоимость одного вентиля снизилась в 20 раз. Биполярные структуры характеризуются более скромными показателями: за указанный период число вентилях в одном кристалле возросло примерно в 17 раз, а стоимость одного вентиля снизилась в 5 раз.

Таблица 1.3

Годы	Число вентилях в одном кристалле		Стоимость одного вентиля, дол.	
	МДП-структуры	Биполярные структуры	МДП-структуры	Биполярные структуры
1969	300	30	0,1	0,5
1970	700	80	0,05	0,25
1972	12 000	500	0,005	0,1

Существенные изменения претерпели и другие электрорадиоэлементы. Так, за последнее десятилетие объем резисторов уменьшился примерно в 50—75 раз, удельный объем пленочных конденсаторов сократился в 60—70 раз, удельная емкость керамических конденсаторов возросла в 250—300 раз. В среднем же массы и габариты радиокомпонентов уменьшились в 2—15 раз [14].

В свете изложенного ясно, почему, например, при технико-экономическом обосновании перевода на ИМС автоматических телефонных станций № 1Е55 и 101Е55 (США), разработанных первоначально на элементной базе первого и второго поколений, стоимость узлов и блоков на ИМС была принята меньшей, чем аналогичных узлов на навесных элементах [15].

Эффективность миниатюризации в значительной степени зависит также от удельного веса ИМС в РЭА. Представление о достигнутых в этом направлении результатах дает табл. 1.4 [16].

К данным, приведенным в табл. 1.4, можно добавить следующее: в радиолокационной аппаратуре в настоящее время можно перевести на ИМС до 20% узлов и блоков [3], а в аппаратуре многоканальной связи, в которой преобладают узлы и блоки каналообразующего тракта, — до 80% [17].

Таблица 1.4

Тип аппаратуры	Удельный вес ИМС, % по годам		
	1968	1970	1973
Электронно-вычислительные машины	73	85	90
Электронно-счетные машины	40	76	87
Радиоприемные устройства	20	45	61
Телевизионные приемники	5	20	40
Контрольно-измерительные приборы	49	80	88

Переход к конструированию РЭА на элементной базе третьего и четвертого поколений в достаточной мере подготовлен технически и в большинстве случаев является экономически целесообразным.

1.2. Сравнительный анализ основных принципов проектирования устройств дискретной и интегральной электроники

На этапе массового внедрения интегральных микросхем в РЭА произошли изменения во взаимоотношениях между проектировщиком этой аппаратуры и создателями интегральных микросхем.

При разработке РЭА на элементной базе первого и второго поколений проектировщик играл определяющую роль как при создании аппаратуры в целом, так и отдельных ее узлов и блоков. Имея набор электрорадиоэлементов (электровакуумных и полупроводниковых приборов, резисторов, конденсаторов и т. п.), проектировщик, как правило, сам обеспечивал себя необходимыми узлами и блоками, что приводило к появлению большого числа разновидностей узлов и блоков аналогичного назначения.

На этапе интегральной электроники при определении необходимой номенклатуры полупроводниковых

ИМС важную роль играют вопросы их унификации и пригодности к крупносерийному производству. Это приводит к тому, что выпускаемые типы ИМС не всегда являются оптимальными применительно к конкретному типу РЭА.

Следовательно, при решении поставленной задачи проектировщик вынужден приспособляться к имеющейся элементной базе. Поэтому на этапе интегральной электроники значительно возрастают требования к комбинаторным способностям проектировщика и уровню его квалификации, так как наряду с инженерными знаниями по специальности он должен освоить также основы системотехники. Задача проектирования на рассматриваемом этапе формулируется следующим образом: необходимо разработать устройство с параметрами, близкими к оптимальным, при имеющейся номенклатуре ИМС, а также микроузлов и микроблоков общего применения, которые не полностью учитывают специфику и схемное построение конкретного типа РЭА.

И если разработчик не обладает надлежащей подготовкой, то обычно он тратит значительную часть усилий на обоснование «насуточной необходимости» разработки ИМС, пригодных, главным образом, для удовлетворения нужд конкретного образца РЭА. Однако такого рода попытки, как правило, оказываются безуспешными, а время и усилия, затраченные на обоснование «насуточной необходимости», — безвозвратно потерянными.

Вместе с тем при разработке РЭА аналогового действия иногда возникает необходимость разработки ИМС частного применения для определенного типа РЭА с использованием бескорпусных полупроводниковых приборов [18].

В интегральной электронике находят применение почти все наиболее прогрессивные методы конструирования и технологии, характерные для современного этапа развития науки и производства. При этом проектирование схем, конструкций и технологии составляет единый процесс разработки МЭА. В качестве самого прогрессивного утвердился функционально-узловой метод проектирования аппаратуры, определяющую роль в котором призваны сыграть непосредственные создатели ИМС и разработчики МЭА. Их согласованные действия во многом определяются тем, в какой мере

взаимоувязаны разработки микросхем и микроэлектронной аппаратуры в целом как на этапе проектирования, так и на этапе производства.

Известно, что миниатюризация РЭА осуществляется на базе функциональных узлов, выполненных в виде модулей, микромодулей, а также полупроводниковых и гибридных интегральных микросхем различной степени интеграции [13, 19, 20].

Модули выполняются на обычных навесных электрорадиоэлементах. В микромодулях применяются специальные навесные элементы, позволяющие наилучшим образом использовать отведенный объем. И те и другие являются законченными функциональными узлами, предназначенными для усиления и генерации сигналов, выполнения логических операций, коммутации и т. п. Уровень интеграции узлов данного типа невелик и в среднем составляет 2—10 элементов в 1 см^3 [19].

Не вдаваясь в классификацию ИМС, которая подробно освещена в литературе [14, 19, 20], рассмотрим некоторые особенности их схемного и конструктивного исполнения, необходимые для дальнейшего изложения:

1) различают два основных структурных класса ИМС: полупроводниковые и гибридные. Известны также совмещенные ИМС, объединяющие микросхемы обоих упомянутых типов.

Полупроводниковые ИМС разрабатывают и выпускают специализированные предприятия электронной промышленности. Они же поставляют бескорпусные приборы для гибридных микросхем частного применения, разработчиками которых обычно являются предприятия, проектирующие и производящие МЭА. При этом более доступными с точки зрения изготовления и более экономичными являются гибридные ИМС, выполненные на базе толстопленочной технологии. Вместе с тем такие микросхемы характеризуются меньшей точностью и стабильностью параметров, чем гибридные ИМС, выполненные на базе тонкопленочной технологии;

2) основными компонентами полупроводниковых ИМС являются транзисторы — биполярные, а также полевые на МДП-структурах. Последние получили широкое распространение, так как обладают лучшей технологичностью, обеспечивают более высокую степень интеграции и хорошие экономические показатели. Существенным недостатком МДП-структур является низкое быстродействие. Преимущества, свойственные биполярным и полевым структурам, совмещают появившиеся в начале 70-х годов элементы инжекционной логики, каждый из которых в наиболее распространенном варианте содержит многоколлекторный *n-p-n* транзистор, выполняющий функции вентильного элемента и *p-n-p* транзистор, используемый в качестве нагрузки [68].

По мнению специалистов, структуры такого рода имеют хорошие перспективы [21];

3) согласно ГОСТ 17467—72 для ИМС унифицированы корпуса: прямоугольный с перпендикулярным расположением выводов в пределах проекции тела корпуса (К150—К160)*, прямоугольный с перпендикулярным расположением выводов за пределами тела корпуса (К201—К237, К240—К245, К260—274)*, круглый с перпендикулярным расположением выводов по окружности в пределах

* Шифры типоразмеров корпусов.

тела корпуса (К301, К302) * и прямоугольный с параллельным расположением выводов за пределами проекции тела корпуса (К401—К426, К440, К441, К460—К469) *. Различают стеклянные, металло-стеклянные, пластмассовые, металлокерамические и металлополимерные корпуса.

Гибридные ИМС чаще всего монтируются в металlostеклянных квадратных и круглых корпусах, а также в корпусах пенального типа с перпендикулярным расположением выводов. Каждый из указанных типов корпусов микросхем требует определенного конструктивного решения узлов и блоков МЭА.

Анализ показывает, что степень сложности модулей, микромодулей и интегральных микросхем находится в противоречии с их универсальностью: чем сложнее узел, тем уже область его применения. Поэтому для ИМС, выполняющих простейшие операции и ограниченное число функций, как правило, не существует проблемы серийности: такие микросхемы находят самое широкое применение. Это особенно характерно для операционных усилителей и логических ИМС.

Создание больших полупроводниковых интегральных микросхем экономически оправдано главным образом для МЭА, выпускаемой крупными сериями, а больших гибридных ИМС — также для мелкосерийной МЭА.

Модули и микромодули по своим свойствам и структуре близки аналогичным устройствам дискретной электроники с объемным или печатным монтажом. Отличие состоит, главным образом, в том, что при проектировании модулей и микромодулей больше внимания уделяется вопросам отвода теплоты и изоляции элементов, так как в целях лучшего использования объема они размещаются на незначительных расстояниях друг от друга. Кроме того, известное влияние на параметры модулей и микромодулей оказывает заливка их компаундами. Для рассматриваемого типа устройств в основном приемлемы те же методы проектирования, которые применяются для узлов и блоков РЭА первого и второго поколений.

Иначе обстоит дело при построении РЭА на элементной базе третьего и четвертого поколений. Основопологающие принципы проектирования такой аппаратуры, как уже отмечалось, существенно отличаются от принципов проектирования соответствующих изделий, выполненных на элементной базе первого и второго поколений. Это исключает возможность копирования в интегральном исполнении схем и конструкций узлов и блоков, разработанных применительно к навесным электрорадиоэлементам.

* Шифры типоразмеров корпусов.

При проектировании МЭА рекомендуется придерживаться следующих правил [8]:

создание нового, экономически приемлемого и работоспособного варианта изделия невозможно без существенного пересмотра аналога, выполненного на элементной базе первого и второго поколений;

не допускается воспроизведение в интегральном исполнении схемы и конструкции аналога, выполненного на навесных элементах. В лучшем случае при проектировании МЭА может быть сохранена лишь функциональная схема изделия, подлежащего миниатюризации;

проектирование МЭА должно осуществляться с учетом специфических особенностей интегральной электроники.

Чем же обусловлено отличие схмотехники ИМС от схмотехники соответствующих аналогов, выполненных на элементной базе первого и второго поколений? В интегральной электронике отошла на второй план проблема избыточности, так как увеличение в значительных пределах числа компонентов и каскадов не приводит к изменению габаритов ИМС и их массы. Это обусловлено тем, что коэффициент заполнения, представляющий собой отношение объема части структур, выполняющих заданные функции, к суммарному объему элемента, является незначительным и составляет для транзисторов примерно 0,05%, для пленочных резисторов 0,001%, а для ИМС 0,5—5%. Для РЭА в целом коэффициент заполнения объема находится в пределах 0,05—10% [19].

Поэтому при достигнутом в новейших типах ИМС уровне интеграции без ущерба для их габаритов и массы могут быть реализованы практически любые схемные решения, оптимальные с точки зрения качества и надежности функционирования, если при этом не превышает допустимая мощность рассеяния и обеспечивается требуемая устойчивость к самовозбуждению.

Вследствие высокого уровня интеграции компонентов проблема отвода теплоты стала одной из основных проблем современной микроэлектроники. Рассмотрим это положение более подробно.

Мощность, рассеиваемая одним логическим элементом, не превышает 10—30 мВт [21]. Минимальная мощность, рассеиваемая одним активным элементом, примерно равна 100 мВт [19]. При достигнутой в на-



стоящее время плотности размещения компонентов $6 \cdot 10^4$ эл/см³ мощность, рассеиваемая в объеме 1 см³, $P_{\text{ср}} \geq 6$ Вт. Мощность, рассеиваемая ИМС, содержащей 100 логических элементов, достигает 1—3 Вт. Таким образом, даже при сравнительно небольших уровнях интеграции требуется применять дополнительные теплоотводы, так как для большинства серийно выпускаемых ИМС $P_{\text{ср}} \leq 0,5$ Вт. При теоретически достижимой максимальной плотности размещения компонентов в объеме 1 см³ равной 10^{11} мощность рассеяния составит 10^7 Вт.

Экспериментально установлено [21], что при снижении мощности, потребляемой ИМС, на 50 МВт происходит уменьшение температуры кристалла на 10°C , что делает весьма привлекательным возможность использования ИМС в микрорежиме.

Известно, что по величине потребляемой мощности различают следующие типы ИМС; мощные ($0,025 \leq P_{\text{п}} \leq 0,25$ Вт), средней мощности ($0,3 \cdot 10^{-3} \leq P_{\text{п}} \leq 3 \cdot 10^{-3}$ Вт), маломощные ($10^{-4} \leq P_{\text{п}} \leq 10^{-2}$ Вт) и микромощные, в том числе микроваттные ($10^{-7} \leq P_{\text{п}} \leq 10^{-4}$ Вт) и нановаттные ($10^{-9} \leq P_{\text{п}} \leq 10^{-7}$ Вт).

Снижение потребляемой мощности достигается применением взаимодополняющих транзисторов, импульсных рабочих режимов с большой скважностью, специальных схемных решений.

При работе в микрорежиме происходит ухудшение усилительных свойств транзисторов, снижаются их помехозащищенность и стабильность. Однако это не является решающим, так как введение необходимой схемной и конструктивной избыточности для улучшения перечисленных показателей практически не влияет на объем и стоимость ИМС. Последнее видно, в частности, из данных табл. 1.3.

Значительное влияние на величину мощности рассеяния оказывают допуски на параметры компонентов [22]. Это видно, в частности, из рис. 1.2, на котором представлены графики зависимости приращения мощности, рассеиваемой в коллекторе транзистора усилительного каскада с фиксированным смещением, выполненного по схеме, изображенной на рис. 1.3, от разброса параметров элементов и колебания напряжения источника электропитания.

Кривые, приведенные на рис. 1.2, построены по результатам расчета усилительного каскада на маломощном транзисторе [22]. Расчеты выполнены по методике, описанной в [23]:

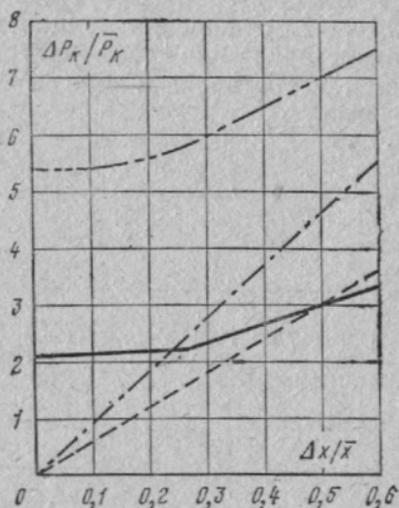
для условного каскада, отклонения параметров элементов которого, равно как и напряжения источника электропитания, в каждой

точке отсчета одинаковы. При таком подходе удастся выявить некоторые общие закономерности, характерные для зависимости рассматриваемого типа, хотя сам подход является в известной мере искусственным;

для реального каскада, у которого допуски на параметры транзистора соответствуют реально существующим, а отклонения сопротивлений резисторов и напряжения источника электропитания в каждой точке отсчета являются одинаковыми.

Рис. 1.2. Графики зависимости мощности, рассеиваемой транзистором в каскаде с фиксированным смещением, от разброса параметров элементов и напряжения источника электропитания:

реальный каскад — $t_1 = +20^\circ\text{C}$;
 — · — · — $t_2 = +70^\circ\text{C}$; условный каскад
 — — — — $t_1 = +20^\circ\text{C}$; — · — · — $t_2 = +70^\circ\text{C}$;
 ΔP_K и \bar{P}_K — соответственно приращение и номинальное значение мощности, рассеиваемой в коллекторе транзистора; Δx и \bar{x} — соответственно приращение и номинальное значение параметра элемента или напряжения источника электропитания



Как видно из рис. 1.2, отношение рассеиваемых мощностей при температурах 70 и 20°C составляет: для условного каскада при $\Delta x/\bar{x}=0,5$ примерно 1,6 раза; для реального каскада при $\Delta x/\bar{x}=0,5$ — 2,3 раза, а при $\Delta x/\bar{x}=0$ — 2,8 раза.

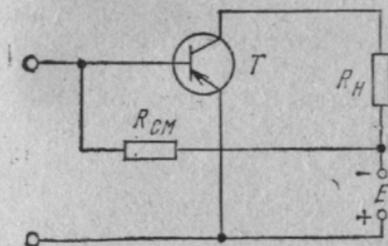


Рис. 1.3. Схема усилительного каскада с фиксированным смещением

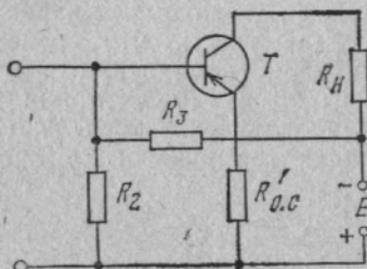


Рис. 1.4. Схема усилительного каскада с последовательной отрицательной обратной связью

В усилительном каскаде с последовательной отрицательной обратной связью, схема которого изображена на рис. 1.4, был установлен такой же рабочий режим, как и в каскаде с фиксированным смещением. Результаты расчета зависимости $\Delta P_K/\bar{P}_K = \varphi(\Delta x/\bar{x})$ для такого каскада представлены на рис. 1.5, из которого следует, что при слабой стабилизации рабочего режима по постоянному току (коэффициент режимной неустойчивости $S=10$) отношение $\Delta P_K/\bar{P}_K$ соответственно при температурах 70 и 20° для $\Delta x/\bar{x}=0$ составляет примерно 3 раза, а для $\Delta x/\bar{x}=0,5$ — 1,6 раза. Если обес-

печивается жесткая стабилизация рабочего режима на постоянном токе ($S=2$), то отношение упомянутых мощностей соответственно составляет при $\Delta x/\bar{x}=0$ примерно 1,4 раза, а при $\Delta x/\bar{x}=\pm 0,5-1,1$ раза. Таким образом, стабилизация рабочего режима на постоянном токе способствует существенному уменьшению разброса параметров усилителей и снижению рассеиваемой мощности.

При реальных величинах допусков на параметры компонентов ИМС, приведенных в табл. 1.5 [19, 20, 24], которые составляют для транзисторов $\Delta x_T/\bar{x}_T=0,3-0,4$, а для резисторов $\Delta x_P/\bar{x}_P=\pm 0,1-0,2$, отношения мощностей рассеяния в коллекторных цепях транзисторов при температурах 70 и 20°C согласно кривым на рис. 1.5 составляют: при $S=10$ 2,5 раза, а при $S=2$ примерно 1,2 раза.

Таблица 1.5

Типы микросхем	Допуски на параметры, %		
	транзисторов	резисторов	конденсаторов
Полупроводниковые	$\pm (15-20)$	$\pm (10-15)$	± 20
Тонкопленочные	$\pm (6-10)$	$\pm (5-10)$	$\pm (5-10)$
Гибридные	$\pm (10-15)$	± 5	± 10

Применение кремния наряду с другими преимуществами (простотой создания изолирующей пленки, обеспечивающей хорошую адгезию с исходным материалом, получением активных элементов с малой барьерной емкостью, возрастанием предельно допустимой рабочей температуры) позволяет также повысить стабильность работы интегральных микросхем.

Если учесть, что предельно допустимые рабочие температуры переходов германиевых и кремниевых транзисторов соответственно равны 90 и 120°C, то при температуре окружающей среды $t_{окр}=\pm 20^\circ\text{C}$ отношение предельно допустимых мощностей рассеяния в переходах германиевого и кремниевого транзисторов на основе формул, приведенных в [23], составляет $P_{ср.к}/P_{ср.г}=1,43$, а при $t_{окр}=\pm 70^\circ\text{C}$ $P_{ср.к}/P_{ср.г}=2,5$.

Использование ИМС в микрорежиме кроме улучшения тепловых условий работы позволяет также повысить быстродействие, снизить уровни шумов и облегчить источники электропитания. Нельзя не учитывать того, что в микрорежиме повышается достоверность прогнозирования работы МЭА по шумовым и ряду других характеристик ИМС.

Следующей особенностью интегральной электроники является наличие сильных паразитных связей между компонентами. Если в микромодулях и интегральных узлах, выполненных на пассивных подложках, ухудшение изоляции между компонентами обусловлено глав-

ным образом повышенной плотностью их размещения, то в полупроводниковых ИМС качественно изменяется характер межкомпонентных связей.

В настоящее время в полупроводниковых микросхемах в основном применяются два способа изоляции компонентов: с использованием обратно смещенных $p-n$ переходов и диэлектрических свойств двуокиси кремния.

Рис. 1.5. Графики зависимости мощности, рассеиваемой транзистором в усилительном каскаде с последовательной отрицательной обратной связью, от разброса параметров элементов и напряжения источника электропитания:

$\bar{S} = 10$ { ————— $t_1 = +20^\circ\text{C}$;
 — · · · · · $t_2 = +70^\circ\text{C}$;
 $\bar{S} = 2$ { — — — — — $t_1 = +20^\circ\text{C}$;
 — · · · · · $t_2 = +70^\circ\text{C}$;



Первый способ получил более широкое распространение, так как он повышает процент выхода годных микросхем и сопряжен с меньшими материальными затратами. К недостаткам данного метода относится ухудшение частотных свойств и импульсных характеристик ИМС, так как обратно смещенные переходы имеют сравнительно большие емкости. Следует также иметь в виду, что сопротивление изоляции в рассматриваемом случае не является стабильным, так как обратные токи смещенных переходов в сильной степени зависят от температуры и радиационных воздействий.

Второй способ изоляции компонентов, основанный на применении диэлектрической пленки двуокиси кремния, позволяет примерно на порядок по сравнению с ранее описанным способом уменьшить паразитные емкости межкомпонентных связей и повысить стабильность сопротивления изоляции. Однако и в этом случае качество изоляции все же заметно хуже, чем при при-

менении пассивной подложки. Следует также учитывать, что создание пленки двуокиси кремния сопряжено с усложнением технологии и повышением стоимости ИМС.

Наличие сильных паразитных связей между компонентами микросхем значительно затрудняет их моделирование и возможность проведения экспериментальной проверки разработанных схем на лабораторных макетах.

Особенно грубое приближение к реальным узлам имеет место при использовании при моделировании ИМС навесных элементов. Поэтому некоторые зарубежные фирмы для целей моделирования ИМС выпускают специальные наборы компонентов [25]. Однако и в данном случае удается получить приблизительные аналоги лишь для сравнительно ограниченных диапазонов частот и температур. Поэтому очень остро на современном этапе ощущается необходимость разработки более совершенных методов математического моделирования ИМС и повышения точности расчета их параметров и характеристик.

На этапе интегральной электроники произошли также значительные изменения в части номенклатуры применяемых электрорадиоэлементов и соотношений между ними в радиотехнических устройствах различных типов.

В настоящее время отсутствуют приемлемые решения по созданию катушек индуктивности для интегральных микросхем (область применения дросселей в интегральном исполнении еще существенно ограничена), невелики емкости конденсаторов, возникают известные трудности при подборе сопротивлений резисторов. Изменился сам подход к применению компонентов различных типов. Если в функциональных узлах, выполненных на элементной базе первого и второго поколений, соотношение активных и пассивных компонентов составляло $1:5-1:8$, то в ИМС оно примерно равно $1:1$ [24]. В большинстве случаев оказывается более выгодным применить транзистор взамен резистора, а потери усиления, обусловленные исключением конденсаторов из цепей отрицательной обратной связи (ООС) и межкаскадных соединений, компенсировать увеличением числа усилительных каскадов.

Естественным является также применение в схемах частотной избирательности и в цепях временной коррекции элементов RC взамен элементов LC .

На первых этапах развития микроэлектроники в связи с технологическими трудностями в ИМС предпочитали применять транзисторы одной структуры ($p-n-p$ или $n-p-n$). Однако преимущества инжекционной логики побудили к воспроизведению в одном кристалле транзисторов n - и p -типа [68].

Сильная корреляция параметров ИМС, обусловленная изготовлением всех компонентов в одном кристалле и преобладанием гальванических межкаскадных связей, открыла широкие возможности для эффективного использования компенсационных методов стабилизации параметров интегральных микросхем при работе их в условиях значительного перепада рабочих температур [23].

Важное значение имеет также использование «эффекта парности» транзисторов, изготовленных в одном кристалле. В этом случае разброс их параметров не превышает $\pm(3-5)\%$, в то время как разброс параметров других компонентов ИМС достигает $\pm(15-20)\%$ (см. табл. 1.5). Благодаря этому дифференциальные интегральные усилители обладают лучшей симметрией, чем усилители дискретной электроники, даже в случае специального подбора пар транзисторов.

Данное обстоятельство определило широкое распространение в интегральной электронике дифференциальных схем и открыло благоприятные возможности для крупносерийного производства операционных усилителей высокой точности и интегральных дифференциальных усилителей постоянного тока, устойчивых к различного рода дестабилизирующим воздействиям и имеющих малый дрейф нуля.

Преобладание в устройствах интегральной электроники активных компонентов и широкое использование обратных связей выдвинуло в качестве одной из важных задач разработку методов обеспечения требуемой устойчивости ИМС аналогового типа к самовозбуждению.

Так как микросхемы применяются в узлах и блоках, к которым предъявляются различные требования, то в них предусматриваются выводы для подключения навесных элементов, обеспечивающих воспроизведение

характеристик и рабочих режимов, необходимых для применения в конкретном устройстве, а также повышение устойчивости к самовозбуждению.

Для расширения области использования ИМС определенного типа применяются сопрягающие узлы или так называемые «пусковые схемы». Последние обычно выполняются на навесных электрорадиоэлементах и имеют габариты и массу, значительно превышающие соответствующие показатели ИМС.

Данный недостаток может быть устранен только при комплексном решении задач миниатюризации и тесной увязки разработок ИМС и МЭА.

Если же «пусковые схемы» создает разработчик МЭА, пользуясь навесными электрорадиоэлементами и свойственными им методами проектирования, то это приводит к ощутимому ухудшению технико-экономических показателей разрабатываемой аппаратуры.

Характерной особенностью микроэлектроники является также возможность создания активных компонентов с большим числом переходов и, в частности, многоэмиттерных транзисторов, а также составных транзисторов и каскодных схем. Это позволяет существенно упростить разработку ряда типов устройств дискретно го и отчасти аналогового действия.

Наиболее важный вывод, который может быть сделан из изложенного, состоит в том, что проектирование радиоэлектронной аппаратуры на элементной базе третьего и четвертого поколений существенно отличается от проектирования подобной аппаратуры на элементной базе первого и второго поколений. Поэтому в подавляющем большинстве случаев недопустимо копировать для интегрального исполнения схемы узлов и блоков аналогичного назначения, выполненных на элементной базе дискретной электроники. Существенно изменяются также методы конструирования и производства аппаратуры. Вместе с тем методы расчета параметров и характеристик большинства типов ИМС и МЭА в целом могут быть выполнены с использованием в основном того же аппарата, который применяется для РЭА, выполненной на элементной базе первого и второго поколений с учетом специфических особенностей интегральной электроники. Однако при этом должна быть существенно повышена точность расчетов и усовершенствованы методы математического и физиче-

ского моделирования схем интегральных узлов и блоков, а также МЭА в целом.

Что же касается методики проектирования, то она должна в возможно большей степени опираться на аппарат системотехники.

1.3. Условия и критерии миниатюризации

При решении задач миниатюризации следует различать два основных класса микроэлектронной аппаратуры:

1) со структурой, слабо зависящей от конфигурации и характеристик системы в целом (изделия автономного типа);

2) со структурой, существенно зависящей от конфигурации и характеристики системы в целом (изделия комплексированного типа).

К МЭА первого типа относятся, в частности, устройства аналоговой многоканальной связи, вопросы комплексной миниатюризации которых освещены в [17].

Эффективность миниатюризации аппаратуры данного типа достаточно полно характеризуется показателями, приведенными в табл. 1.4, т. е. удельным объемом узлов и блоков, которые могут быть выполнены на элементной базе третьего и четвертого поколений.

Эффективность комплексной миниатюризации МЭА второго типа (кроме упомянутого показателя) определяется также степенью оптимизации конфигурации системы и связей между ее элементами. Это можно проиллюстрировать на примере сетей связи, структурные схемы которых изображены на рис. 1.6.

В сети связи, в которой абонентские аппараты АА и радиоустройства РУ непосредственно соединяются друг с другом (рис. 1.6, а), даже при сравнительно небольших расстояниях между ее элементами и ограничении доступности соединений имеет место значительный расход соединительных кабелей. Кроме того, в такой сети связи затрудняется решение задач унификации применяемого в ней оборудования вследствие зависимости схем и конструкции абонентских аппаратов от количества подключаемых линий.

В сети связи, в которой абонентские аппараты и радиоустройства соединяются друг с другом через стан-

цию коммутации СК (рис. 1.6, б), схема и конструкция абонентских аппаратов определяются главным образом объемом выполняемых функций и слабо зависят от емкости сети связи, что открывает благоприятные возможности для их унификации. В данном случае масса соединительных кабелей, например, для сети речевой связи, развертываемой на борту пассажирского самолета, уменьшается на 60—80% по сравнению со случаем развертывания аналогичной сети связи по схеме, изображенной на рис. 1.6, а [192].

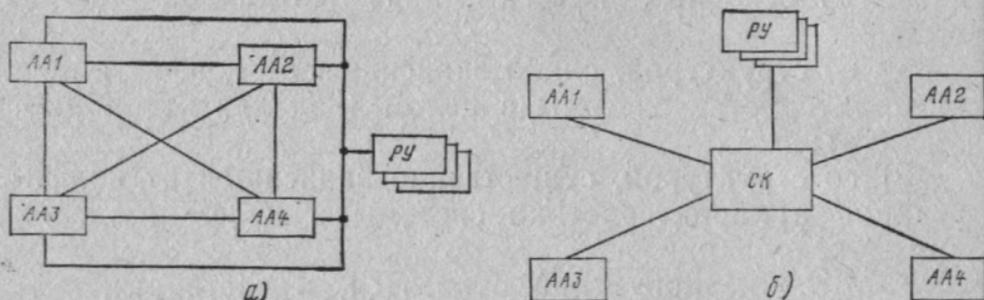


Рис. 1.6. Структурные схемы сетей связи:
а — без станции коммутации; б — со станцией коммутации

Естественно, что абонентские устройства для такой сети связи являются более простыми по схеме и обслуживанию, чем абонентские аппараты, предназначенные для применения в сети связи, структурная схема которой изображена на рис. 1.6, б. Кроме того, в состав последней вводится такое сложное оборудование, как станция коммутации.

Однако перечисленные недостатки при выполнении абонентских аппаратов и станции коммутации на элементной базе третьего и четвертого поколений полностью компенсируются выигрышем в стоимости, достигаемым за счет сокращения числа соединительных кабелей, повышением надежности и улучшением качества обслуживания абонентов.

Из приведенного примера видно, что эффективность миниатюризации изделий комплексированного типа в значительной степени определяется свойствами системы, в которой они применяются. Наличие такого рода связи требует комплексного подхода к проектированию конкретного изделия и системы в целом.

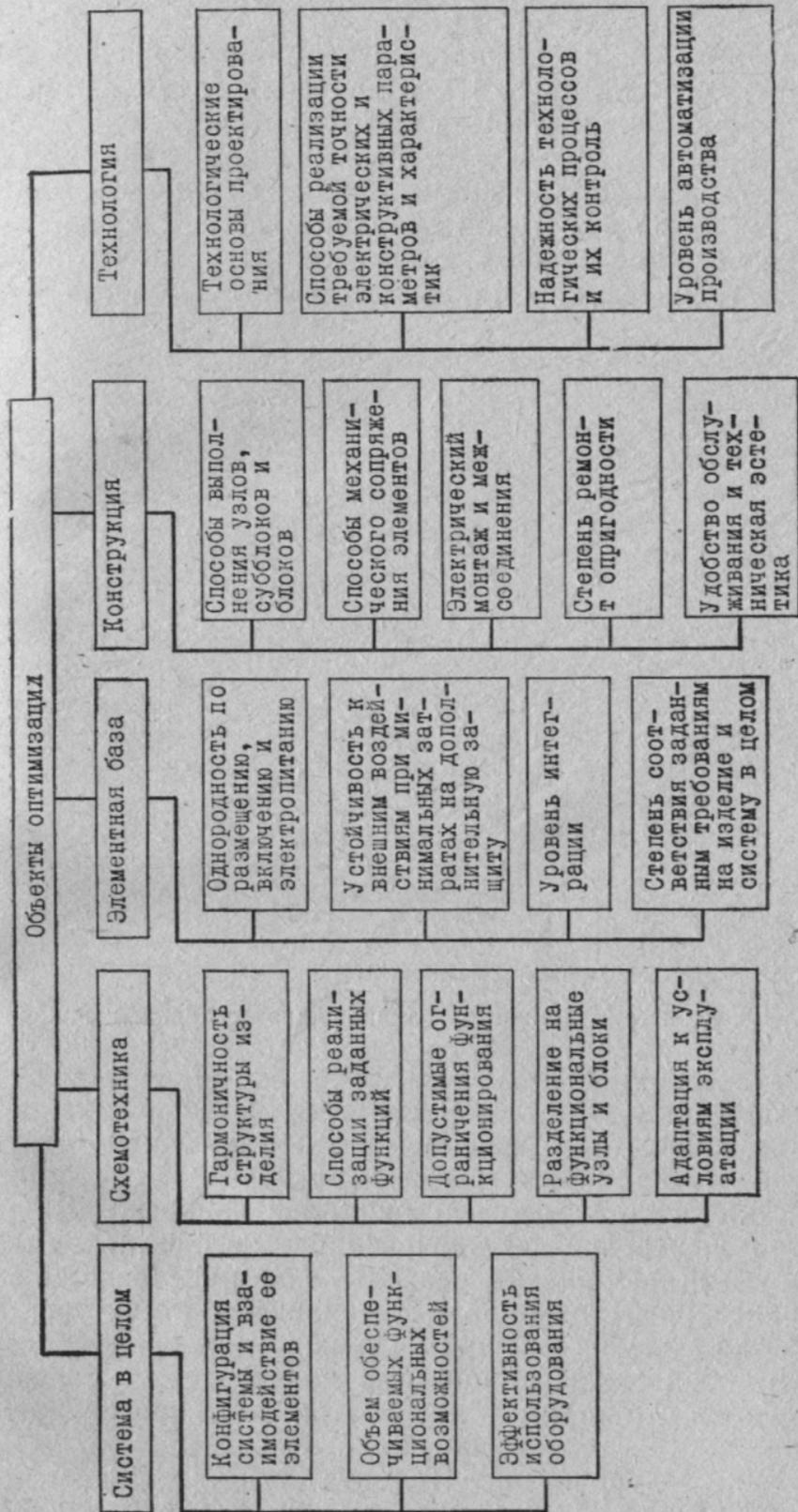


Рис. 1.7. Основные направления оптимизации параметров и характеристик РЭА

Направления комплексной миниатюризации МЭА представлены на рис. 1.7, а критерии оптимизации проектируемой аппаратуры — на рис. 1.8.

Основными объектами оптимизации параметров и характеристик МЭА, как это видно из рис. 1.7, являются: система, в которой предполагается использовать проектируемое изделие, схемотехника и элементная база этого изделия, а также его конструкция и технология.

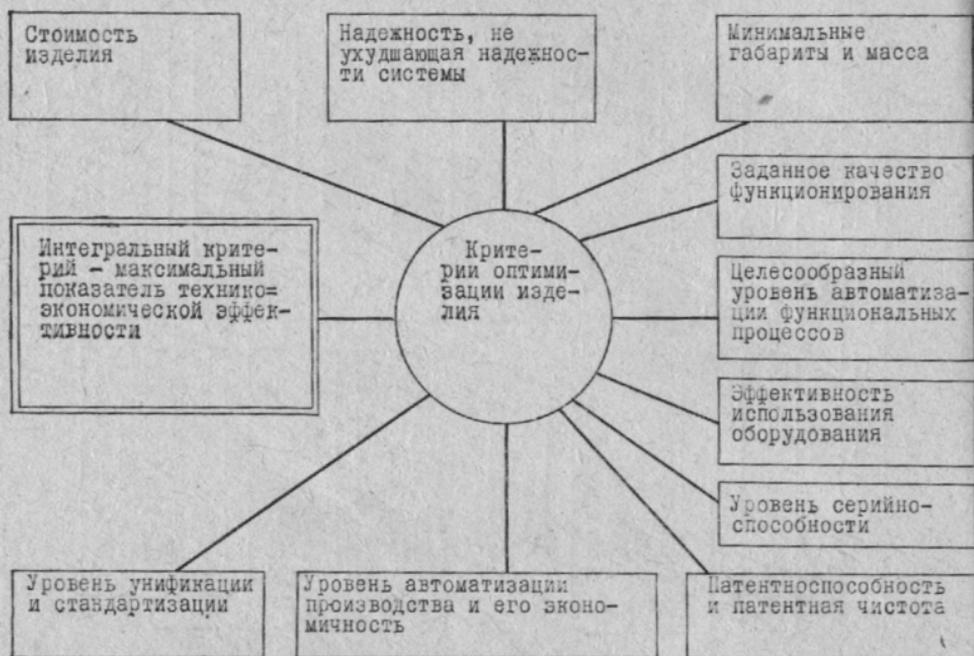


Рис. 1.8. Критерии миниатюризации радиоэлектронной аппаратуры

Следует стремиться к тому, чтобы до начала разработки конкретного изделия были определены структура, а также параметры и характеристики комплекса (системы), для которого оно предназначено. Другими словами, изделие должно разрабатываться в комплексе с другими элементами системы, а не приспособляться к ранее разработанной и устоявшейся структуре. Разработка изделия и системы в целом должна представлять собой единый процесс, в ходе которого совершенствуются структура и параметры как проектируемого конкретного изделия, так и системы.

Как следует из рис. 1.7, оптимизация системы должна осуществляться в направлении совершенствования

ее конфигурации и взаимодействия составных элементов, а также в части уточнения объема выполняемых функций и повышения эффективности использования оборудования.

Оптимизация схемотехнических решений предполагает выбор гармоничной структуры изделия, при которой основные узлы и блоки выполняются на однородной элементной базе, изыскание оптимальных способов схемной реализации заданных функций, а также определение допустимых ограничений функционирования изделия и расчленение аппаратуры на унифицированные узлы и блоки, допускающие компоновку изделий для ряда систем (комплексов) при минимальном объеме дополнительного оборудования. Возможность использования изделия в различных системах (комплексах) при введении минимальной аппаратурной избыточности характеризует уровень его адаптивности.

Оптимизация элементной базы предполагает ее однородность по установке, включению и электропитанию, обеспечение устойчивости к внешним воздействиям при минимальных затратах на дополнительную защиту, выбор целесообразного уровня интеграции компонентов. Большое внимание при этом должно уделяться выбору элементной базы, которая в наибольшей степени удовлетворяет требованиям, предъявляемым к конкретному изделию. В данной части задача сводится к тому, чтобы создать изделие со структурой и параметрами, близкими к оптимальным, на элементах, которые не в полной мере удовлетворяют требованиям, предъявляемым к аппаратуре.

Оптимизация конструкции должна осуществляться в направлении нормализации размеров функциональных узлов, модулей, субблоков и блоков, механическое сопряжение которых должно позволять создавать конструктивно законченные структуры при минимальном объеме вспомогательных крепежных элементов и приспособлений. При этом следует также стремиться к исключению объемного межблочного монтажа, например, путем применения кроссовых матриц, выполненных на основе многослойных печатных плат, обеспечить ремонтпригодность изделий и удобство пользования органами управления с учетом требований инженерной психологии и технической эстетики.

Оптимизация технологии предполагает выбор на этапе проектирования изделия таких принципов построения, при которых обеспечивается простота изготовления, а также требуемые точность и воспроизводимость электрических и конструктивных параметров и характеристик при минимальном объеме регулировок и контрольных проверок. Одним из важнейших показателей технологичности изделия является достигаемый при выпуске уровень автоматизации производства и его экономичность.

К основным критериям комплексной миниатюризации относятся (см. рис. 1.8):

материальные затраты на изготовление изделия и его стоимость при серийном производстве;

целесообразный уровень надежности функционирования изделия, т. е. такой, при котором применение изделия не приводит к ощутимому ухудшению надежности объекта (комплекса, системы). Стремление обеспечить как можно более высокую надежность изделия без учета общей надежности объекта (комплекса, системы) и затрат на это не имеет практического смысла;

минимальные габариты и масса изделия. Понятие «минимальности» является условным и количественно определяется только относительно конкретного изделия с учетом требования к массо-габаритным показателям комплекса (системы);

качество функционирования изделия (точность, стабильность, достоверность, устойчивость и т. п.) обычно относится к числу заданных требований, которые подлежат уточнению в процессе проектирования. Поэтому оценка по критерию точности должна производиться с учетом аналогичных требований к другим элементам и к комплексу (системе) в целом;

высокий уровень автоматизации функциональных процессов является одним из основных признаков большой системы. Вместе с тем каждому изделию соответствует целесообразный уровень автоматизации, учитывающий его стоимость, габариты, массу, надежность и т. п.;

эффективность использования оборудования в значительной мере определяет его окупаемость. Однако и в тех случаях, когда требование по окупаемости не выдвигается, требование о **высокой эффективности** использования изделия не снимается, так как данный показа-

тель неразрывно связан с такими характеристиками изделия, как габариты, масса, стоимость;

уровень серийноспособности представляет собой комплексный показатель, включающий в себя степень технологичности изделия, воспроизводимость электрических и конструктивных параметров и характеристик, налаженный выпуск функциональных узлов, модулей, субблоков, электрическую и механическую взаимозаменяемость однотипных элементов и др. [26];

критерий патентоспособности и патентной чистоты проектируемого изделия приобретает все большее значение. Это обусловлено не только стремлением получить экономические выгоды, хотя данное обстоятельство играет не последнюю роль, но также тем, что новизна изделия неразрывно связана с его эффективностью и конкурентоспособностью на мировых рынках. При этом стремятся защитить патентами не только то, что реализовано в конкретном изделии, но и то, что может быть реализовано в обозримом будущем;

степень автоматизации производства и его экономичность являются взаимозависимыми и взаимообусловленными показателями. При этом на различных уровнях производства (изготовление функциональных узлов, модулей, блоков, субблоков) целесообразная степень автоматизации может быть различной. Естественно, что автоматизация тем выгоднее, чем более массовым является выпуск соответствующих элементов и изделий в целом. В этом плане наибольшие выгоды дает компоновка изделий на базе унифицированных узлов, модулей и субблоков;

уровень унификации и стандартизации узлов, субблоков и блоков.

Важность различных направлений и критериев комплексной миниатюризации зависит от требований, предъявляемых к МЭА конкретного типа. Поэтому они не могут быть на все случаи практики однозначно составлены в порядке важности.

Достоверная оценка эффективности комплексной миниатюризации конкретного изделия может быть дана на базе максимального значения интегрального показателя технико-экономической эффективности. Аналогично могут быть оценены также различные варианты одного и того же изделия, рассматриваемые в процессе проектирования.

Ориентировочная оценка уровня изделия может быть дана, например, с использованием шкалы, приведенной ниже [27].

Сравнение разработанного изделия с изделием-аналогом	Оценка в баллах
Выше уровня любого из выпускаемых изделий	5
На уровне лучших выпускаемых изделий . . .	4
На уровне хороших выпускаемых изделий . . .	3
На уровне посредственных выпускаемых изделий	2
На уровне плохих выпускаемых изделий . . .	1
Ниже уровня любого из выпускаемых изделий	0

Из вышеизложенного следует, что комплексная миниатюризация является эффективным средством повышения качества изделий в условиях возрастания их сложности при одновременном предъявлении все более жестких требований к основным параметрам и характеристикам.

Глава вторая

АНАЛИЗ И СИНТЕЗ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СТРУКТУР

2.1. Применение аппарата системотехники для анализа и синтеза структуры МЭА

В последние годы все большее место в научно-технической литературе отводится проблемам системологии [28]. Это обусловлено необходимостью совершенствования аппарата, в наибольшей мере приспособленного к решению задач анализа и синтеза сложных систем, в том числе физических, социологических, биологических, интеллектуальных, кибернетических, технических.

Системотехника представляет собой один из разделов системологии, учитывающий специфику построения сложных технических структур.

Согласно наиболее распространенному определению под системой понимают совокупность некоторого количества взаимосвязанных частей, образующих, как правило, иерархическую структуру и предназначенных для достижения единой цели.

По масштабам условно различают простые, сложные и очень сложные системы [29]. Структуры двух последних типов именуют также большими системами.

К простым системам относятся такие, которые содержат от 10 до 10^3 эквивалентов элементов, а к сложным — системы, содержащие от 10^3 до 10^7 таких элементов. Системы с числом эквивалентов элементов более 10^7 относятся к очень сложным.

Замечено, что в сложных и очень сложных системах количество внутренних связей находится в квадратичной зависимости от числа элементов, причем одновременно с ростом масштабов и сложности системы все острее ощущается недостаток информации о характере ее поведения и изменениях параметров в процессе функционирования [30, 31].

К основным признакам большой системы относятся: иерархичность структуры, выражающаяся в автономности исполнительных блоков (субсистем), управляемых одним или несколькими узлами или блоками на основе ограниченного объема информации. При этом более совершенной считается система, управление которой обеспечивается при минимальном объеме вводимой извне информации;

целенаправленность функционирования, проявляющаяся в единстве цели, что, однако, не исключает решения некоторой совокупности задач;

масштабность и сложность, определяемые многофункциональностью и наличием большого числа элементов и внутренних связей;

высокий уровень автоматизации функционирования при одновременном сохранении возможности вмешательства оператора в процесс управления;

стохастический характер внешних воздействий и протекающих процессов, вследствие чего невозможно точно предсказать поведение системы в любой момент времени (особенно при ограниченном объеме информации для управления ею);

наличие альтернатив и конкурентных ситуаций.

В качестве примеров больших технических систем можно назвать системы управления производством, управления воздушным движением, связи, радиолокационные, вычислительные и другие системы.

Признаки большой системы имеют также многие разновидности радиоэлектронной аппаратуры, выпол-

ненной на элементной базе третьего и четвертого поколений. Это обусловлено, в первую очередь, изменением элементной основы аппаратуры. Если на предшествующих этапах проектирования основным «строительным материалом» РЭА были компоненты, выполнявшие элементарные функции (резисторы, конденсаторы, катушки индуктивности), или компоненты с ограниченным объемом выполняемых функций (электронные лампы, транзисторы, диоды и т. п.), то на современном этапе на смену им пришли функциональные узлы в интегральном исполнении, способные в составе изделий или автономно выполнять сложные функции или их наборы (например, усиления, генерации, преобразования, селективности, сравнения, счета, накопления и т. п.).

В [32] микросхемотехника определяется как область науки и техники, в которой исследуется возможность использования интегральных микросхем в качестве инструмента «крупноблочного строительства» радиоэлектронной аппаратуры. Поэтому привлечение аппарата системотехники для анализа и синтеза структуры упомянутого класса устройств является правомерным и, как показывает опыт их проектирования, весьма продуктивным. Данный подход в известной степени отражает общую тенденцию развития радиоэлектроники. Не случайно в качестве генерального направления конструирования МЭА провозглашен принцип: от интеграции схем к интеграции систем [8].

Системный подход к проектированию МЭА требует пересмотра методов разработки аппаратуры предшествующих поколений, а также предъявляет новые требования к психологии и квалификации разработчиков. Это, в частности, обусловлено тем, что копирование при создании МЭА структуры и электрических схем РЭА, выполненной на элементарных компонентах, не позволяет получить работоспособное и в достаточной степени экономичное изделие. Данное положение в настоящее время признается большинством специалистов [8, 32].

К наиболее общим правилам системотехники МЭА относятся:

структура, копирующая аналогичное устройство на элементной базе первого и второго поколений, обладает низкой эффективностью. Существенное повышение последней достигается только в случае, когда структура

МЭА учитывает особенности элементной базы третьего и четвертого поколений;

первое решение обычно не является наилучшим; оптимальный вариант должен выбираться путем оценки ряда возможных решений. Единственный вариант, как правило, далек от оптимального.

К методам, обеспечивающим систематический просмотр возможных технических решений в процессе проектирования, в частности, относится описываемый в § 2.4 метод морфологического анализа.

Рассмотрим некоторые вопросы, касающиеся основного содержания и этапов проектирования МЭА как большой системы и применяемого для этих целей аппарата.

В своем развитии система проходит следующие основные этапы:

1) **Формулирования и согласования технического задания на разработку.** На данном этапе кроме требований к основным параметрам и характеристикам производится также выбор критериев оценки эффективности системы, подлежащей разработке, и оценивается корректность выдвинутых требований. Корректность технического задания предполагает наличие хотя бы одного решения, близкого к оптимальному, некорректность относится к числу весьма распространенных ошибок, обусловленных стремлением заказчика достигнуть максимальной эффективности системы при минимальных затратах без учета реальных технических возможностей. При этом нередко ошибочно не только представление о возможности реализации системы с заданными характеристиками, но и сама формулировка условий ее оптимальности.

2) Проектирования, включающего в себя:

а) постановку задачи исследования и разработки с выявлением основных факторов, влияющих на эффективность проектируемой системы, и главных ограничений как в части ее функционирования, так и применения;

б) формализацию задачи, включая разработку модели системы, и определение возможных допущений. Для достижения нетривиальных результатов должен быть найден компромисс между допущениями, принимаемыми с целью упрощения задачи, и показателями, характеризующими работоспособность системы и ее

основные свойства. По замечанию Белмана, на этом этапе должен быть найден компромисс «между западной переупрощения и болотом переусложнения» [31];

в) выбор элементной базы и разработку структурных, функциональных и принципиальных схем системы в целом, а также ее основных узлов и блоков. При этом необходимо учитывать следующие обстоятельства. Во-первых, элементная база оказывает консервативное влияние на структуру проектируемого изделия, так как разработчик стремится применять главным образом функциональные компоненты и в первую очередь это относится к ИМС, серийно выпускаемым промышленностью. Во-вторых, существенно возрастает роль структурной схемы блока и изделия в целом, так как они строятся на функциональных узлах с известной принципиальной схемой. Поэтому схема изделия, которую иногда по инерции называют принципиальной, по существу представляет собой схему соединений функциональных узлов между собой. Нельзя не отметить и того, что некоторые авторы [33] безоговорочно принимают тезис о достаточной полноте информации, содержащейся в функциональных и структурных схемах, хотя отказ от разработки принципиальных схем блоков и изделия в целом не всегда возможен;

г) разработку конструкций блоков и приборов;

д) разработку полного комплекта технической документации на систему с учетом требований ЕСКД и ЕСТД.

3) Изготовления опытных образцов и их испытаний.

4) Серийного производства аппаратуры.

5) Эксплуатации системы.

В процессе проектирования необходимо считаться с ограничениями, обусловленными:

заданными сроками разработки, уровнем квалификации разработчиков, возможностями моделирования и постановки экспериментальных исследований на имеющемся лабораторном оборудовании;

серийно выпускаемой элементной базой, необходимостью разработки ИМС частного применения, а также уровнем технологии и оснащенностью предприятия-изготовителя изделия.

Данные ограничения особенно важны для процесса проектирования МЭА, учитывая, что

при разработке новой аппаратуры определяющей является ориентация на серийно выпускаемые ИМС; схема и конструкция блоков должны разрабатываться, исходя из условий наиболее рационального использования имеющейся элементной базы;

функциональная избыточность элементов, узлов и блоков, даже если она не приводит к заметному ухудшению массо-габаритных характеристик изделия, является нежелательной, так как снижает его экономические показатели.

Особое внимание должно быть обращено на сроки разработки и новизну технических решений. Опыт показывает, что, например, электронные вычислительные машины морально устаревают через 4—5 лет, в то время как процесс их проектирования в лучшем случае занимает 2—3 года [29]. В этом плане исключительно важное значение приобретает планирование новизны изделия как одного из компонентов процесса разработки [27].

Сущность методики планирования новизны излагается в § 2.4.

При проектировании системы необходимо стремиться к тому, чтобы она обладала максимальной эффективностью при допустимом уровне затрат. При этом под эффективностью понимается наибольшая приспособленность системы к выполнению поставленной задачи.

Системный подход к проектированию предполагает оптимизацию параметров объекта как единого целого. Разбиение на блоки (подсистемы), необходимое для повышения доступности решения задачи, не должно приводить к нарушению оптимальности структуры и параметров объекта в целом. При этом следует иметь в виду, что построение объекта из блоков (подсистем), которые при автономном использовании или в составе других структур обладают оптимальными свойствами, не гарантирует оптимальности структуры и параметров разрабатываемого изделия;

дифференциацию критериев оценки эффективности объекта с выделением по возможности главного (лучше — единственного) критерия или с ранжированием критериев по важности и присвоением каждому из них весового коэффициента. Ориентация на ряд равнозначных критериев, как правило, приводит к существенному усложнению оценки технико-экономической эффективно-

сти разработанного варианта изделия и к отступлению от оптимальных решений. При этом, однако, не исключается отыскание компромиссных решений (например, между сложностью и массо-габаритными характеристиками, стоимостью и надежностью, универсальностью и приспособленностью к решению узкого круга задач и т. п.);

введение разумных ограничений на функционирование и область применения изделия. В этом аспекте оптимальность большинства систем является условной.

Математическое содержание задачи оптимального проектирования состоит из составления математической модели системы и исследования зависимостей ее выходных параметров от параметров функциональных элементов (узлов, блоков, подсистем). При таком разделении выходные параметры характеризуют ценность объекта для потребителя (заказчика), в то время как параметры функциональных элементов представляют интерес в первую очередь для разработчика.

К выходным параметрам относятся, например, массо-габаритные характеристики, надежность, стоимость, дальность действия, точность воспроизведения параметров, качество связи и т. п. Параметры функциональных элементов — это внутренние параметры, формирующие систему. К ним, например, относятся полоса эффективно передаваемых частот, различные виды искажений сигналов в трактах передачи (амплитудные, амплитудно-частотные, фазочастотные, нелинейные), способы преобразования сигналов, методы обнаружения и исправления ошибок и т. п. Совокупность внутренних параметров не определяет однозначно зависящие от них выходные параметры. Между тем заказчик иногда стремится регламентировать не только, скажем, качество связи, но и такие внутренние параметры, как полоса эффективно передаваемых частот, амплитудно-частотные и некоторые другие виды искажений. Однако деление на внутренние и выходные параметры является условным. Так, например, существует категория так называемых параметров сопряжения, которые в зависимости от условий в равной мере могут быть отнесены к одной из двух упомянутых выше категорий. Допустим, если полоса эффективно передаваемых частот радиоканала при его автономном использовании может быть отнесена к внутренним параметрам, то для составных каналов нормирование указанного параметра в качестве внешнего являет-

ся обязательным. Это же касается уровней приема и передачи, способов формирования многоканального тракта, входного и выходного сопротивлений и т. п. Однако во всех случаях техническое задание должно содержать по возможности обобщенные параметры, не ограничивающие инициативу разработчика.

Математическая модель системы обычно представляет собой совокупность уравнений вида

$$\left. \begin{aligned} F_1 &= \varphi_1(a_1, a_2, \dots, a_n); \\ F_2 &= \varphi_2(a_1, a_2, \dots, a_n); \\ &\dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots \\ F_k &= \varphi_k(a_1, a_2, \dots, a_n), \end{aligned} \right\} \quad (2.1)$$

где F_1, F_2, \dots, F_k — выходные параметры; a_1, a_2, \dots, a_n — параметры функциональных элементов, или внутренние параметры.

Технико-экономические показатели системы обычно оценивают с помощью целевой функции вида

$$z = \psi(F_1, F_2, \dots, F_k). \quad (2.2)$$

Соотношение (2.2) позволяет количественно сравнивать возможные варианты решения поставленной задачи для выявления оптимальных соотношений (параметров, характеристик, структуры), определяемых максимумом или минимумом (в зависимости от характера оценочного критерия) целевой функции.

Вопросы численного решения целевых функций для объектов с известной структурой широко освещены в имеющихся публикациях [8, 27—36]. Поэтому в дальнейшем основное внимание уделяется вопросам синтеза оптимальных структур применительно к задачам проектирования МЭА.

Попутно заметим, что задача выбора оптимального варианта структуры проектируемого изделия по максимальному значению обобщенного показателя технико-экономической эффективности подробно рассматривается в гл. 9.

Структурный синтез производится с учетом следующих основных предпосылок:

существенное влияние на структуру изделия оказывает правильность выбора элементной базы. О значимости влияния элементной базы на характеристики электронных вычислительных машин свидетельствуют данные, приведенные в табл. 2.1 [29]. Степень влияния оп-

ределяется рангом от 1 до 4: чем меньше цифра, определяющая ранг, тем больше влияние элементной базы на соответствующую характеристику ЭВМ;

перевод отдельных узлов и блоков МЭА на ИМС с повышенной степенью интеграции (в том числе на большие гибридные интегральные микросхемы) не должен приводить к существенным изменениям спроектированной структуры и нарушению оптимальности ее характеристик;

Таблица 2.1

Характеристики ЭВМ	Ранг, характеризующий значимость характеристики ЭВМ		
	универсальной	специализированной бортовой	специализированной наземной
Быстродействие	1	2	2
Надежность	2	1	2
Стоимость	1	3	1
Потребляемая мощность	4	3	4
Габариты	3	2	3

изделие имеет минимальную функциональную избыточность при отсутствии резервирования и оптимальную избыточность при наличии резервирования;

сопряжение ИМС между собой, а также с источником сигнала и нагрузкой обеспечивается применением минимального количества дополнительных элементов (в том числе согласующих узлов и так называемых «пусковых схем»).

К наиболее распространенным методам структурного синтеза относятся:

метод, основанный на воспроизведении математической модели объекта (так называемый формульный метод моделирования);

метод наращивания функций, или функциональный метод моделирования;

метод логического синтеза, основанный на применении булевой алгебры.

Первый метод применяется главным образом для синтеза структурных схем сравнительно простых устройств аналогового действия и, в частности, схем четырехполюсников, отображающих свойства транзисторов [37, 38], а также схем фильтров и формирующих цепей

по их частотным и переходным характеристикам с привлечением матричной теории электрических цепей [39—43]. При этом используются как изоморфные, так и гомоморфные модели, первые из которых обладают поэлементным подобием, а вторые — подобием по выходному эффекту.

Метод наращивания функций обладает более универсальными свойствами и, в принципе, пригоден для синтеза структур любой сложности. Его сущность сводится к выявлению необходимых функциональных преобразований в схеме проектируемого изделия и выбору реализующих их функциональных элементов. Задача синтеза в этом случае состоит в оптимальном соединении между собой элементов, реализующих с минимальной избыточностью требуемый объем функциональных преобразований. Очевидно, что наиболее совершенной является структурная схема, которая содержит наименьшее число функциональных узлов, а также минимальное количество межсоединений и элементов межузловых согласований.

Рассматриваемый метод синтеза может быть применен при проектировании устройств как аналогового, так и дискретного действия.

Сущность метода синтеза, основанного на применении аппарата алгебры логики, состоит в отыскании схемных решений, обеспечивающих необходимые преобразования сигналов, приобретающих значения только логической 1 или логического 0, при минимальном количестве функциональных элементов и связей между ними. Данный метод синтеза целесообразно применять при проектировании функциональных узлов и блоков цифровых устройств.

При проектировании многих классов аппаратуры целесообразно применять оба рассмотренных метода синтеза. К такой аппаратуре, в частности, относятся устройства с дискретным преобразованием аналоговых сигналов, например, с использованием импульсно-кодовой или дельта-модуляции, системы временного уплотнения и др.

2.2. Синтез структурных схем аналоговых устройств

Синтез структурных схем аналоговых устройств может быть осуществлен способом наращивания функций с использованием индуктивного, эвристического и интуитивно-эвристического методов.

Первый метод основывается на использовании опыта предшествовавших разработок аналогичных изделий и инженерной интуиции разработчика, благодаря чему он позволяет обычно создать несколько вариантов структурных и функциональных схем изделия и путем последовательного анализа и экспериментов выбрать наиболее приемлемый из них, хотя в принципе этот вариант может отличаться от оптимального.

Интуитивный метод наиболее пригоден для синтеза сравнительно простых структур, а также систем различной сложности с устоявшейся «традиционной» структурой. К последним, например, относятся большинство типов станций коммутации, каналообразующая аппаратура с частотным и временным разделением каналов, модемы различных типов и т. п.

Эвристический метод предполагает осуществление синтеза структурной или функциональной схемы на основе математической модели системы и преимущественно реализуется с использованием ЭВМ.

Комбинированный интуитивно-эвристический метод синтеза является наиболее эффективным, так как он позволяет сочетать опыт и интуицию разработчика с широкими возможностями современной вычислительной техники.

Во всех случаях проектирование структуры представляет собой процесс последовательного приближения к оптимальному варианту с введением усовершенствований и уточнений по мере конкретизации технических решений и их экспериментальной проверки. Следует, однако, заметить, что использование при этом так называемого метода «проб и ошибок» является малоэффективным [32]. Это обусловлено главным образом усложнением конструкции и технологии микроэлектронной аппаратуры (применение многослойных печатных плат, микросварки, наличие паразитных связей, которые могут быть оценены только на реальном изделии, сложность моделирования тепловых режимов и т. п.), вследствие чего необходимо по возможности устранить ошибки на этапе структурного синтеза и теоретического анализа разработанной структуры.

Рассмотрим теперь основные характеристики функциональных элементов и их классификацию, а также содержание и характер функциональных преобразований.

Под функциональным преобразованием принято по-

Вид функционального преобразования и его условное обозначение	Содержание функционального преобразования
Усиление — А1	Передача энергии источника электропитания в нагрузку при подведении к соответствующим электродам активных элементов управляющего воздействия, энергия которого меньше энергии, выделяемой в нагрузку
Генерация — А2	Воссоздание последовательности сигналов требуемой формы с использованием энергии источника электропитания, обратной связи, частотной и временной коррекции
Частотная селекция (фильтрация) — А3	Ограничение полосы частот передаваемых или воспроизводимых сигналов
Временная селекция— А4	Различение сигналов по длительности
Сопряжение цепей—А5	Согласование цепей по входному и выходному сопротивлениям, уровням сигналов и т. п.
Амплитудное ограничение—А6	Подавление сигналов с уровнями, лежащими ниже или выше установленного порогового значения (соответственно различают нижнее и верхнее ограничения)
Умножение частоты — А7	Выделение составляющих с частотами, превышающими основную частоту и кратными ей
Деление частоты—А8	Выделение составляющих с частотами, лежащими ниже основной частоты и кратными ей
Смещение сигналов—А9	Одновременная передача через линейную цепь ряда сигналов
Аналого-аналоговое преобразование — А10	Преобразование сигналов переменного тока в сигналы постоянного тока и наоборот с изменением при необходимости их уровня, формы, частоты или длительности
Модуляция аналоговая — А11	Преобразование амплитуды, частоты или фазы путем одновременного подведения к нелинейному элементу несущего и управляющего сигналов
Демодуляция аналоговая (детектирование) — А12	Восстановление с заданной точностью первоначальной формы модулированного сигнала
Модуляция аналого-дискретная — А13	Преобразование, осуществляемое путем одновременного воздействия на нелинейный элемент аналогового и дискретного сигналов, которое реализуется с помощью амплитудно-импульсной, частотно-импульсной, фазово-импульсной и широтно-импульсной модуляции

Вид функционального преобразования и его условное обозначение	Содержание функционального преобразования
Демодуляция аналого-дискретная — А14	Восстановление с заданной точностью первоначальной формы дискретно-модулированного сигнала
Аналого-цифровое преобразование — А15	Преобразование аналогового сигнала в кодовую комбинацию
Цифро-аналоговое преобразование — А16	Восстановление с заданной точностью первоначальной формы модулированного аналогового сигнала в соответствии с принятой кодовой комбинацией
Компарация аналоговая — А17	Сравнение двух и более сигналов по уровню, частоте или фазе
Транспонирование спектра — А18	Перенос спектра сигнала или совокупности сигналов в область более высоких частот
Задёржка во времени — А19	Сдвиг сигналов во времени относительно начала их поступления либо по отношению друг к другу
Коррекция амплитудно-частотная — А20	Воспроизведение требуемой амплитудно-частотной характеристики тракта передачи сигнала
Коррекция фазочастотная — А21	Воспроизведение требуемой фазочастотной характеристики тракта передачи сигнала
Регулировка коэффициента передачи — А22	Ручная или автоматическая установка требуемых уровней выходных сигналов в соответствии с заданными условиями их приема и передачи
Коммутация (переключение) — А23	Реализация функций запирающего, отпирающего и изменения режима работы в электрической цепи
Запоминание аналоговой информации — А24	Кратковременная или долговременная фиксация уровня, формы, частоты, длительности либо других показателей аналогового сигнала
Изменение времени срабатывания или отпущения — А25	Коррекция крутизны фронтов управляющего сигнала или времени реакции исполнительной цепи на управляющее воздействие
Защита от выбросов напряжения или тока — А26	Ослабление чувствительности электрической цепи к выбросам напряжения (тока), длительности и уровни которых больше допустимых значений
Выпрямление — А27	Преобразование переменного напряжения (тока) в постоянный определенной полярности
Сглаживание пульсаций — А28	Очищение постоянного напряжения (тока) от переменных составляющих

Вид функционального преобразования и его условное обозначение	Содержание функционального преобразования
Стабилизация энергетического уровня — А29	Поддержание постоянства напряжения (тока) электропитания при наличии дестабилизирующих воздействий на источник
Суммирование (вычитание) аналоговое — А30	Формирование выходного сигнала из суммы (разности) входных сигналов с учетом приписанного им „веса“
Перемножение аналоговое — А31	Формирование выходного напряжения, амплитуда которого пропорциональна произведению амплитуд входных напряжений
Дифференцирование — А32	Формирование выходного напряжения, значение которого пропорционально скорости изменения входного напряжения
Интегрирование — А33	Формирование выходного напряжения, скорость изменения которого пропорциональна значению входного напряжения

нимать процесс перехода сигнала или вспомогательно-го элемента из одного состояния в другое в соответствии с разработанным алгоритмом работы системы [44].

По реализуемым возможностям целесообразно различать основные виды функциональных преобразований, используемых в аналоговых и аналого-дискретных системах, которые представлены в табл. 2.2. Необходимо обратить внимание на правильность трактовки понятий аналогового и дискретного сигналов и соответственно — аналоговой и дискретной аппаратуры.

Под аналоговыми следует понимать все виды сигналов, непосредственно содержащих в себе передаваемую информацию (в зависимости от формы сигнала, его уровня, частоты и т. п.).

Элементы и узлы, реализующие различные виды функциональных преобразований, представлены в табл. 2.3.

Обычно последовательность функциональных преобразований, необходимых для реализации устройства с заданными свойствами, известна из имеющегося опыта проектирования аналогичных изделий. В таком случае синтез структуры проектируемого устройства сводится к выбору функциональных узлов, реализующих требуемые функциональные преобразования, и к оптимальному соединению этих узлов.

Функциональные узлы	Обозначения ИМС		Реализуемые виды функциональных преобразований
	выпускаемых серийно	согласно ГОСТ 18682—73*	
Усилители:	У	У	—
синусоидальных сигналов	УС	—	A1, A3, A5
высокой частоты	—	УВ	A1, A3, A5
промежуточной частоты	—	УР	A1, A3, A5
низкой частоты	—	УН	A1, A3, A5
постоянного тока	УТ	УТ	A1, A5
импульсных сигналов	УИ	УИ	A1, A4
повторители	УЭ	УЕ	A5
операционные и дифференциальные	—	УД	A1—A5, A17, A24, A30—A33
считывания и воспроизведения	—	УЛ	A1, A3, A4
индикации	—	УМ	A1, A5
видеоусилители	УБ	—	A1, A5
прочие	УП	УП	—
Генераторы:	Г	Г	—
синусоидальных колебаний	ГС	—	A2
гармонических сигналов	—	ГС	A2
сигналов специальной формы	ГФ	ГФ	A2
прямоугольных сигналов	—	ГГ	A2
линейно изменяющихся сигналов	—	ГЛ	A2
шума	—	ГМ	A2
прочие	—	ГП	—
Преобразователи:	П	П	—
частоты	ПС	ПС	A7, A8, A9, A18
фазы	ПФ	ПФ	A19, A21
формы сигнала	ПМ	—	A6, A14, A15
длительности	—	ПД	A4, A7, A8
напряжения	ПН	ПН	A10, A27
мощности	—	ПМ	A10
уровня	ПУ	ПУ	A5, A10, A22
аналог—код	ПК	ПВ	A15
код—аналог	ПД	ПА	A16
прочие	ПП	ПП	—
Модуляторы:	М	М	—
амплитудные	МА	МА	A11, A14
частотные	МС	МС	A11, A14
фазовые	МФ	МФ	A11, A14
импульсные	МИ	МИ	A13
прочие	МП	МП	—
Детекторы:	Д	Д	—
амплитудные	ДА	ДА	A12
частотные	ДС	ДС	A12

Функциональные узлы	Обозначения ИМС		Реализуемые виды функциональных преобразований
	выпускаемых серийно	согласно ГОСТ 18682—73*	
фазовые	ДФ	ДФ	A12
импульсные	ДИ	ДИ	A14
прочие	ДП	ДП	—
Коммутаторы и ключи:	К	К	—
транзисторные	КТ	—	A23
диодные	КД	—	A23
оптоэлектронные	КЭ	—	A23
тока	—	КТ	A23
напряжения	—	КН	A23
прочие	КП	КП	—
Фильтры:	Ф	Ф	—
верхних частот	ФВ	ФВ	A3
нижних частот	ФН	ФН	A3, A28
полосовые	ФП	ФЕ	A3
заградительные	ФГ	—	A3
режекторные	—	ФР	A3
сглаживающие	ФС	—	A3
прочие	—	ФП	—
Схемы селекции и сравнения:	Ж	С	—
амплитудные	ЖА	СА	A17, A1
аналого-импульсные	ЖЕ	—	A17
частотные	—	СС	A17, A1, A3
фазовые	—	СФ	A17, A1
временные	—	СВ	A17
прочие	—	СП	—
Элементы задержки:	Ш	Б	—
схемные	ШС	—	—
пассивные	—	БМ	A19, A21
активные	—	БР	A19, A21
прочие	ШП	БП	—
Наборы элементов:	Н	Н	—
резисторов	НС	НР	A4, A22, A25, A26
конденсаторов	НЕ	НЕ	A4, A25, A26
диодов	НД	НД	A6, A22, A27
транзисторов	НТ	НТ	A1, A2, A6, A22
комбинированные	НК	НК	A1, A2, A4, A6, A22, A25—A27
прочие	—	НП	—

Функциональные узлы	Обозначения ИМС		Реализуемые виды функциональных преобразований
	выпускаемых серийно	согласно ГОСТ 18682—73*	
Схемы источников вторичного электропитания:	—	Е	—
выпрямители	—	ЕВ	А27, А28
преобразователи	—	ЕМ	А10, А13
стабилизаторы напряжения	ЕН, ПП	ЕН	А29
стабилизаторы тока	ЕТ	ЕТ	А29
прочие	—	ЕП	—

* Введены для вновь разрабатываемых и модернизируемых ИМС.

Предположим, что функциональные преобразования типа A_1, A_2, \dots, A_n реализуются с помощью функциональных узлов $\Phi_1, \Phi_2, \dots, \Phi_n$. Тогда может быть составлена матрица соответствий (рис. 2.1), в которой символы 1 и 0 указывают соответственно на причастность либо непричастность данного функционального узла к

	A_1	A_2	A_3	A_n
Φ_1	$+1 \begin{smallmatrix} n \\ m \end{smallmatrix}$	0	0	0
Φ_2	0	$+1 \begin{smallmatrix} s \\ l \end{smallmatrix}$	0	$+1 \begin{smallmatrix} c \\ g \end{smallmatrix}$
Φ_3	0	0	$-1 \begin{smallmatrix} v \\ y \end{smallmatrix}$	0
⋮					
Φ_N	0	0	0	$-1 \begin{smallmatrix} d \\ g \end{smallmatrix}$

Рис. 2.1. Матрица соответствий

реализации определенного функционального преобразования. Индекс при символе 1 (на рис. 2.1 — это v, m, s, l, g) указывает на количество повторяющихся цепей аналогичного типа, а показатель степени при упомянутом символе (на рис. 2.1 — это n, k, c, d, r) — на количество каскадно

соединенных функциональных узлов, образующих одну цепь функционального преобразования.

Скобки в матрице указывают на то, что соответствующее функциональное преобразование реализуется с помощью ИМС, размещенной в одном корпусе.

Матрицы соответствий в зависимости от степени сложности проектируемого изделия могут составляться на уровне объекта в целом (поблочное представление), блока (поузловое представление) и функционального узла (поэлементное представление).

При проектировании сложного объекта (системы), как правило, должны составляться матрицы соответствий всех трех видов с последовательным переходом от одного уровня к другому, т. е. с изменением масштаба структурной схемы.

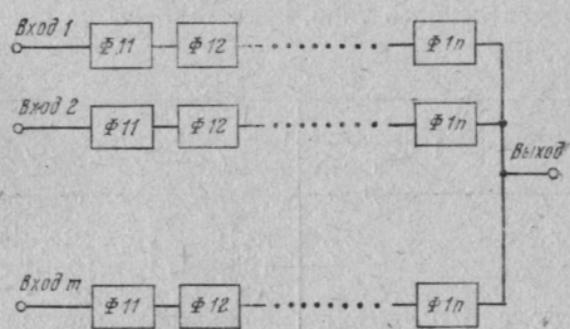


Рис. 2.2. Графическое представление реализации сочетания $+1^n_m$

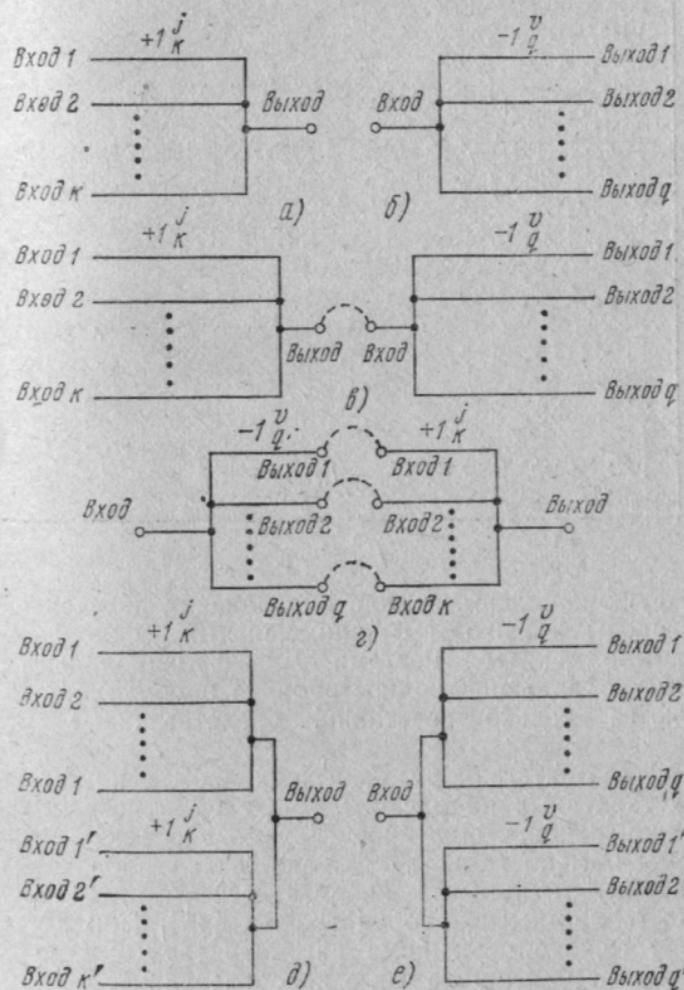


Рис. 2.3. Возможные сочетания включения узлов, реализующих функциональное преобразование

На рис. 2.2 в качестве иллюстрации представлена реализация функционального преобразования A_1 с помощью функционального узла Φ_1 (соответствует сочетанию $+1^m$). Рассматриваемое устройство содержит m повторяющихся цепей функционального преобразования A_1 , в каждом из которых имеется n каскадно соединенных функциональных узлов ($\Phi_{11}, \Phi_{12}, \dots, \Phi_{1n}$). Возможные сочетания включения узлов, реализующих функциональное преобразование определенного типа, представлены на рис. 2.3.

Таблица 2.4

Типы ИМС	Серии, содержащие ИМС данного типа
УС	K118, 119, 122, 123, K167, 173—175, 177, 198, 218, 219, K224, 226, 228, 235, K237, 265, 272, 504
УТ, УД	K118, 119, 122, 140, 153, 177, 198
УИ	146, 202, 215, 218, 243, 263
УБ	K118, 119, 122, 224
УЭ	119, 218, 284
УП	156, K224, 243
ГФ	119, 133, 155, 218, 219, K224, 263
ГС	219, K237
КТ, КП	101, K108, 124, 146, 149, 155, 162, 168, 190, K224, 263
КД	228, 235, 265
НТ	129, 159, K166, 198, 201, 217, 219, K224, 243, 504, 204, 205, 228
НК	K224, 228, K237, 521
СА, ЖА	119, 175, 218, 235
ДА	K224, 235
ДС	215, 235, 263
ПН, ПС	119, K224, 235
ПП	119, 140, 219, 235, 263
МА, МС, МП	K511
ПУ	

Для обратимых функциональных узлов, обладающих двусторонней проводимостью, входы и выходы функциональных узлов и их сочетаний могут взаимно меняться местами. Для функциональных узлов вентиляльного типа, обладающих односторонней проводимостью, разрешенными являются только сочетания, представленные на рис. 2.3.

На основе матриц соответствий различных уровней, с помощью схем сочетаний, представленных на рис. 2.3, могут быть построены структурная и функциональная схемы проектируемого объекта. Так как такого рода схемы обычно представляют собой многополюсные разветвленные структуры, то для их анализа и синтеза весьма эффективно может быть применена теория графов [45]. При этом следует исходить из того, что вершинами рассматриваемых структур являются необходимые функциональные преобразования, а ребрами — реализующие их функциональные узлы.

При таком подходе процесс оптимизации структуры по объему аппаратуры сводится к выполнению операций по минимизации количества ребер.

Так как функциональное преобразование практически любого вида может быть реализовано с помощью ряда типов ИМС, что видно, в частности, из табл. 2.4 [32, 46—48, 237], то необходимо выбрать такие микросхемы, которые обеспечивают выполнение изделия с заданными свойствами при минимальных затратах. Если при этом заданы жесткие требования к габаритам, массе, точности и надежности, то для удовлетворения всем перечисленным требованиям должны быть введены некоторые компромиссные условия.

Выбор оптимального варианта в этом случае может быть сделан на основе оценки показателей технико-экономической эффективности ряда разработанных вариантов изделия (см. гл. 9).

2.3. Анализ и синтез цифровых устройств

Различают следующие типы цифровых устройств:

выходные сигналы которых в определенный момент однозначно определяются входными сигналами. Устройства данного типа не содержат элементов памяти и обычно именуется логическими, или комбинационными;

выходные сигналы которых в определенный момент времени определяются не только входными сигналами в данный момент времени, но и состоянием, в котором находилось устройство вследствие воздействия входных сигналов, поступивших на предшествующих временных интервалах. Устройства этого типа содержат элементы памяти и обычно именуется конечными или дискретными автоматами.

На основе анализа процессов проектирования быстродействующих микроэлектронных цифровых устройств [9], представляющих собой распространенную разновидность аппаратуры дискретного действия, предлагается различать следующие основные этапы логического проектирования такого рода устройств:

1) анализ характера входной информации. На данном этапе выявляются специфические особенности решаемых задач, составляется алгоритм функционирования устройства и дается математическое описание его модели;

2) анализ выходных параметров и характеристик и оценка путей их реализации. На данном этапе особое внимание уделяется выбору элементной базы, которая в наибольшей степени соответствует поставленным задачам;

3) составление и минимизация логических уравнений, определяющих структуру устройства;

4) разработка структурных, функциональных и принципиальных схем, удовлетворяющих заданным требованиям.

При синтезе оптимальной структуры логических устройств эффективно используется аппарат булевой алгебры. Что же касается синтеза дискретных автоматов, то здесь наряду с булевой алгеброй может быть также применен описанный в предыдущем параграфе метод наращивания функций.

Учитывая, что вопросы анализа и синтеза цифровых устройств освещаются во многих работах [9, 32, 49—55 и др.], в настоящем параграфе рассматриваются главным образом некоторые основополагающие положения в плане общей постановки задач системного проектирования, а также методы структурного синтеза такого рода устройств.

В отличие от устройств аналогового действия, обеспечивающих обмен сигналами, непосредственно несущими в себе информацию и поэтому характеризующимися многозначностью по уровням, частоте и форме, устройства дискретного действия обеспечивают передачу и прием только символов двух типов, которые принято обозначать 1 и 0. Вместе с тем в зависимости от количества входов и выходов дискретных устройств, а также от принятых способов кодирования могут иметь место самые разнообразные сочетания упомянутых символов как в определенный момент времени (при использовании параллельного позиционного кода), так и в ряде последовательных временных интервалов (при применении последовательного позиционного кода).

Однако во всех случаях 1 и 0 не выражают непосредственно каких-либо численных характеристик, а соответствуют определенным энергетическим уровням (например, напряжениям срабатывания или несрабатывания переключаемых элементов) или одному из двух состояний электрической цепи. Символы 1 и 0 могут соответственно обозначать истинное либо ложное высказывание, замкнутую или разомкнутую электрическую цепь, прямое либо инвертированное включение источников энергии, выступ или впадину на кодирующих (декодирующих) линейках и т. п.

Реализация соответствующих возможностей может обеспечиваться с помощью релейных контактов, механических переключателей различных типов, бесконтактных переключающих элементов, узлов пороговой логики.

Учитывая, что в микроэлектронной аппаратуре применяются бесконтактные переключающие элементы и известную перспективу имеет применение узлов пороговой логики, им уделяется основное внимание при последующем изложении. Попутно отметим, что вопросы построения логических схем на электромеханических релейных элементах с использованием аппарата булевой алгебры подробно освещены в [56]. Что же касается комбинаторных линеек, получивших широкое распространение, например, в стартстопных телеграфных аппаратах, то принципы их построения также описаны в соответствующих пособиях [57].

Типовая переключательная функция может быть представлена в виде

$$y = f(x_1, x_2, \dots, x_n), \quad (2.3)$$

где x_1, x_2, \dots, x_n — независимые переменные.

Устройство характеризуется входным и выходным алфавитом, которые соответственно записываются в виде

$$X = \{x_1, x_2, \dots, x_k\}; \quad (2.4)$$

$$Y = \{y_1, y_2, \dots, y_k\}. \quad (2.5)$$

При применении двузначной логики, когда любой из аргументов приобретает только значения 1 или 0, при наличии n аргументов таблица истинности, содержащая все возможные сочетания (наборы) переменных, должна иметь 2^n строк и 2^{2n} столбцов.

Рассмотрим возможные наборы переменных переключательной функции вида

$$y = \varphi(x_1, x_2). \quad (2.6)$$

Для упорядочения представления переменных принято, что чередования 1 и 0 происходят по закону $2^0, 2^1$ в строках для x_1 и x_2 и $2^0, 2^1, 2^2, 2^3$ в столбцах 1—4.

С учетом этой предпосылки построена табл. 2.5, иллюстрирующая характер логических операций для рассматриваемого случая.

Как видно из табл. 2.5, наряду с элементарными функциями, к которым относятся конъюнкция y_9 , дизъ-

юнкция y_{15} и инверсия y_4, y_6 , реализуемые соответственно с помощью логических операций И, ИЛИ и НЕ, представлены также функции, базирующиеся на сочетаниях элементарных функций. К ним относятся функция Вебба или стрелка Пирса y_2 , реализуемая с помощью сочетания ИЛИ-НЕ, штрих Шеффера y_8 , реализуемый с помощью сочетания И-НЕ, запрет по одной из переменных

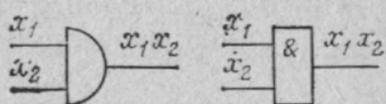
Таблица 2.5

x_1	0	1	0	1	Тип функции (операции)	Обозначение функций (операции)
x_2	0	0	1	1		
y_1	0	0	0	0	Константа нуля	—
y_2	1	0	0	0	Функция Вебба или стрелка Пирса (операция ИЛИ-НЕ)	$x_1 \circ x_2$ либо $x_1 \downarrow x_2$
y_3	0	1	0	0	Запрет по x_1	$\overline{x_1 x_2}$
y_4	1	1	0	0	Инверсия по x_2	$\overline{x_2}$
y_5	0	0	1	0	Запрет по x_2	$\overline{x_1 x_2}$
y_6	1	0	1	0	Инверсия по x_1	$\overline{x_1}$
y_7	0	1	1	0	Сложение по модулю два (строго разделительное ИЛИ)	$x_1 \oplus x_2$
y_8	1	1	1	0	Штрих Шеффера (операция И-НЕ)	x_1/x_2
y_9	0	0	0	1	Конъюнкция (логическое умножение)	$x_1 \cdot x_2$ либо $x_1 \& x_2$
y_{10}	1	0	0	1	Равнозначность (эквивалентность)	$x_1 \sim x_2$ либо $x_1 \equiv x_2$
y_{11}	0	1	0	1	Тавтология по x_1	$x_1 = x_1$
y_{12}	1	1	0	1	Импликация от x_2 к x_1	$x_2 \rightarrow x_1$
y_{13}	0	0	1	1	Тавтология по x_2	$x_2 = x_2$
y_{14}	1	0	1	1	Импликация от x_1 к x_2	$x_1 \rightarrow x_2$
y_{15}	0	1	1	1	Дизъюнкция (логическое сложение)	$x_1 + x_2$ либо $x_1 \vee x_2$
y_{16}	1	1	1	1	Константа единицы	—

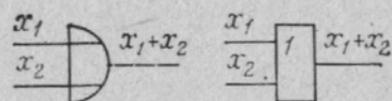
y_3, y_5 , сложение по модулю два или функция строго разделительного ИЛИ y_7 , функция равнозначности или эквивалентности y_{10} , реализуемая с помощью логических операций И и НЕ либо ИЛИ и НЕ, тавтология y_{11}, y_{13} , реализуемая с помощью логических операций И либо ИЛИ, импликация y_{12}, y_{14} , реализуемая с помощью операций ИЛИ и НЕ либо И и НЕ, константа единицы

Рис. 2.4. Условные обозначения логических элементов согласно ГОСТ 2.743—68 и ГОСТ 2.743—72:

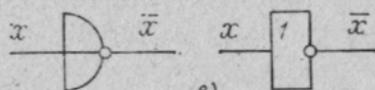
a — элемент И; *б* — элемент ИЛИ; *в* — элемент НЕ; *г* — элемент И-НЕ; *д* — элемент ИЛИ-НЕ



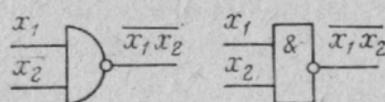
a)



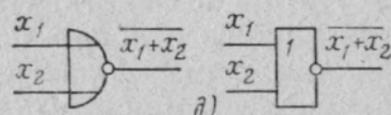
б)



в)



г)



д)

*y*₁₆, реализуемая с помощью логических операций И и НЕ либо ИЛИ и НЕ.

Константа нуля соответствует исходному (нулевому) состоянию устройства и не имеет логического значения.

Таким образом, любая из рассмотренных функций может быть реализована с помощью логических операций И, ИЛИ и НЕ.

Условные изображения элементов, реализующие данные элементарные операции, представлены на рис. 2.4.

Рассмотрим теперь основные законы алгебры логики и вытекающие из них равносильные преобразования, на базе которых могут выполняться операции по минимизации переключательных функций.

К основным законам алгебры логики относятся: *переместительные* (коммутативные):
относительно дизъюнкции

$$x_1 + x_2 = x_2 + x_1; \quad (2.7)$$

относительно конъюнкции

$$x_1 x_2 = x_2 x_1; \quad (2.8)$$

сочетательные (ассоциативные):
относительно дизъюнкции

$$(x_1 + x_2) + x_3 = x_1 + (x_2 + x_3); \quad (2.9)$$

относительно конъюнкции

$$(x_1 x_2) x_3 = x_1 (x_2 x_3); \quad (2.10)$$

распределительные (дистрибутивные):
относительно дизъюнкции

$$(x_1 + x_2)x_3 = x_1x_3 + x_2x_3; \quad (2.11)$$

относительно конъюнкции

$$x_1x_2 + x_3 = (x_1 + x_3)(x_2 + x_3); \quad (2.12)$$

отрицания (инверсии):

относительно дизъюнкции

$$\overline{x_1 + x_2} = \bar{x}_1\bar{x}_2; \quad (2.13)$$

относительно конъюнкции

$$\overline{x_1x_2} = \bar{x}_1 + \bar{x}_2. \quad (2.14)$$

Нетрудно видеть, что переместительные и сочетательные законы относительно как дизъюнкции, так и конъюнкции, а также распределительные законы относительно дизъюнкции, выраженные соотношениями (2.7) — (2.11), не отличаются от соответствующих законов обычной алгебры. Это позволяет во многих случаях при выполнении операций по упрощению исходных переключательных функций пользоваться привычным математическим аппаратом.

Что же касается распределительных законов относительно конъюнкции и законов инверсии относительно как дизъюнкции, так и конъюнкции, выраженных соотношениями (2.12) — (2.14), то они характерны только для булевой алгебры.

Из законов инверсии вытекает свойство двойственности или дуальности дизъюнкции и конъюнкции, что видно из приводимых ниже формул де Моргана [49]:

$$\left. \begin{aligned} x_1 + x_2 + \dots + x_n &= \overline{x_1x_2 \dots x_n}; \\ x_1x_2 \dots x_n &= \overline{x_1 + x_2 + \dots + x_n}. \end{aligned} \right\} \quad (2.15)$$

Обобщенную трактовку закона двойственности содержит теорема Шеннона, согласно которой для перехода от исходной переключательной функции к ее эквиваленту необходимо заменить аргументы их инвертированными значениями, совершить переход от дизъюнкции к конъюнкции или наоборот и изменить знак функции-эквивалента по отношению к исходной функции.

Непосредственно из закона двойственности следует возможность сокращения количества разновидностей логических ИМС.

Как уже отмечалось, переключательная функция любого вида и сложности может быть реализована с помощью логических операций И, ИЛИ, НЕ. Если при этом учесть свойство двойственности логических операций И и ИЛИ, то можно придти к выводу, что реализация переключательной функции любого вида и сложности может быть осуществлена с помощью двух логических операций из трех упомянутых выше, а именно: с помощью И и НЕ либо ИЛИ и НЕ.

Из основных законов булевой алгебры и формул де Моргана вытекают следующие равносильные преобразования:

$$x + \bar{x} = 1; \quad (2.16)$$

$$x \cdot \bar{x} = 0; \quad x \cdot 0 = 0; \quad x + 1 = 1; \quad \bar{x} + 1 = 1; \quad (2.17)$$

$$\left. \begin{array}{l} x \cdot 1 = x; \quad \bar{\bar{x}} = x; \\ x \cdot x \cdot x \dots x = x; \quad x + x + x + \dots + x = x; \end{array} \right\} (2.18)$$

$$x_1 + \bar{x}_1 x_2 = x_1 + x_2; \quad (2.19)$$

$$\bar{x}_1 + x_1 \bar{x}_2 = \bar{x}_1 + x_2; \quad (2.20)$$

$$x_1 \rightarrow x_2 = \bar{x}_1 + x_2; \quad (2.21)$$

$$x_1 \equiv x_2 = (\bar{x}_1 + x_2)(x_1 + \bar{x}_2); \quad (2.22)$$

$$x_1 \oplus x_2 = \overline{x_1 \equiv x_2}. \quad (2.23)$$

Непосредственно из формул (2.16) и (2.18) следует, что

$$x_1 + x_1 x_2 + x_1 x_3 = x_1; \quad (2.24)$$

$$x_1 (x_1 + x_2)(x_1 + x_3) = x_1. \quad (2.25)$$

Ниже приводятся примеры отыскания эквивалентных переключательных функций путем использования приведенных выше равносильных преобразований:

1. Задана функция вида

$$y = x_1 x_2 + \bar{x}_1 x_2 x_3 + x_2 (\overline{x_1 x_3}).$$

В результате преобразований с использованием соотношения (2.15) получаем

$$y = x_2(x_1 + \bar{x}_1 x_3) + x_2(\bar{x}_1 + \bar{x}_3).$$

Отсюда с учетом (2.20)

$$y = x_2(x_1 + x_3) + x_2(\bar{x}_1 + \bar{x}_3).$$

Приняв во внимание (2.16) и (2.18), получаем

$$y = x_2(x_1 + \bar{x}_1) + x_2(x_3 + \bar{x}_3) = x_2.$$

2. Доказать справедливость равенства (2.24)

$$y = x_1 + x_1 x_2 + x_1 x_3 = x_1.$$

Отсюда с учетом (2.16)

$$y = x_1(1 + x_2) + x_1 x_3 = x_1(1 + x_3).$$

Откуда $y = x_1$.

3. Доказать справедливость равенства (2.25)

$$y = x_1(x_1 + x_2)(x_1 + x_3) = x_1.$$

Отсюда с учетом (2.18)

$$y = (x_1 + x_1 x_2)(x_1 + x_3) = x_1(1 + x_2) + x_1 x_3(1 + x_2).$$

Далее с учетом (2.16) получаем

$$y = x_1(1 + x_3) = x_1.$$

Упрощение переключательных функций может осуществляться как путем их преобразования с применением приведенных выше соотношений, так и с использованием формализованных методов минимизации.

Первый путь пригоден главным образом для простейших переключательных функций. Что же касается формализованных методов минимизации, то при количестве переменных не более шести упрощение функций может производиться как вручную, так и на ЭВМ, а при большем числе переменных — только на ЭВМ. Однако и в последнем случае количество переменных не должно превышать 30—35.

Если число переменных больше указанного выше, то задачи минимизации решаются с применением методов функциональной декомпозиции, согласно которым сложная переключательная функция представляется в виде совокупности более простых переключательных функций с последующей минимизацией каждой из них и получаемой на их основе упрощенной переключательной функции [49]. Однако и в данном случае сохраняется ограничение по числу столбцов матрицы, используемой для представления переключательной функции. Наконец, нельзя не учитывать того, что имеющийся аппарат ми-

нимизации переключательных функций дает ощутимые результаты лишь в случае преобразования их к виду, когда соответствующая функция представляется набором универсальных логических элементов, реализующих операции И, ИЛИ, НЕ.

Рассмотрим основные понятия и определения, которые необходимы для выполнения операций по минимизации переключательных функций:

1) Совершенная дизъюнктивная нормальная форма (СДНФ) — такое представление переключательной функции, при котором каждый из ее наборов включает в себя произведения (элементарные конъюнкции) всех аргументов, имеющих в различных сочетаниях прямые или инвертированные значения (например, x_i или $\overline{x_i}$). При этом СДНФ содержит только те наборы, на которых переключательная функция обращается в единицу. Следует иметь в виду, что наборы, содержащие инвертированные значения произведений аргументов (например, $\overline{x_i x_j}$), к СДНФ не относятся.

2) Совершенная конъюнктивная нормальная форма (СКНФ) — такое представление переключательной функции, при котором каждый из ее наборов включает в себя суммы (элементарные дизъюнкции) всех аргументов, имеющих в различных сочетаниях прямые или инвертированные значения. При этом СКНФ содержит только те наборы, на которых переключательная функция обращается в нуль. Следует иметь в виду, что наборы, содержащие инвертированные значения сумм аргументов (например, $\overline{x_i + x_j}$), к СКНФ не относятся.

3) Минтерм — переключательная функция, которая при всех возможных наборах аргументов (кроме одного) принимает нулевое значение и только при одном наборе аргументов — значение единицы.

4) Макстерм — переключательная функция, обратная минтерму: при всех наборах аргументов (кроме одного) она приобретает значение единицы и только при одном наборе — значение нуля.

Рассмотрим примеры СДНФ и СКНФ для функции вида $y = f(x_1, x_2, x_3)$, значения которой представлены в табл. 2.6.

Таблица 2.6 содержит четыре единичных набора (пп. 5—8), образующих СДНФ, и четыре нулевых набора (пп. 1—4), образующих СКНФ.

Каждый из наборов СДНФ представляет собой элементарную конъюнкцию, реализуемую с помощью логической операции И. В соответствии с этим получение единичных наборов для значений аргу-

ментов, приведенных в табл. 2.6, осуществимо

в п. 5: $x_1x_2\bar{x}_3$ (учитывая, что $x_1=1$; $x_2=1$ и $\bar{x}_3=0$);

в п. 6: $\bar{x}_1x_2x_3$ (учитывая, что $\bar{x}_1=0$; $x_2=1$ и $x_3=1$);

в п. 7: $x_1\bar{x}_2x_3$ (учитывая, что $x_1=1$; $\bar{x}_2=0$ и $x_3=1$);

в п. 8: $x_1x_2x_3$ (учитывая, что $x_1=1$; $x_2=1$ и $x_3=1$).

Таким образом, СДНФ рассматриваемой переключательной функции имеет вид

$$y_d = x_1x_2\bar{x}_3 + \bar{x}_1x_2x_3 + x_1\bar{x}_2x_3 + x_1x_2x_3. \quad (2.26)$$

Каждый из наборов СКНФ представляет собой элементарную дизъюнкцию, реализуемую с помощью логической операции ИЛИ.

Таблица 2.6

№ п/п	x_1	x_2	x_3	y	№ п/п	x_1	x_2	x_3	y
1	0	0	0	0	5	1	1	0	1
2	0	0	1	0	6	0	1	1	1
3	0	1	0	0	7	1	0	1	1
4	1	0	0	0	8	1	1	1	1

В соответствии с этим получение нулевых наборов для значений аргументов, приведенных в табл. 2.6, осуществимо

в п. 1: $\bar{x}_1 + \bar{x}_2 + \bar{x}_3$ (учитывая, что $\bar{x}_1=0$; $\bar{x}_2=0$ и $\bar{x}_3=0$);

в п. 2: $\bar{x}_1 + \bar{x}_2 + x_3$ (учитывая, что $\bar{x}_1=0$; $\bar{x}_2=0$ и $x_3=1$);

в п. 3: $\bar{x}_1 + x_2 + \bar{x}_3$ (учитывая, что $\bar{x}_1=0$; $x_2=1$ и $\bar{x}_3=0$);

в п. 4: $x_1 + \bar{x}_2 + \bar{x}_3$ (учитывая, что $x_1=1$; $\bar{x}_2=0$ и $\bar{x}_3=0$).

Таким образом, СКНФ рассматриваемой переключательной функции имеет вид

$$y_k = (\bar{x}_1 + \bar{x}_2 + \bar{x}_3)(\bar{x}_1 + \bar{x}_2 + x_3)(\bar{x}_1 + x_2 + \bar{x}_3)(x_1 + \bar{x}_2 + \bar{x}_3). \quad (2.27)$$

В табл. 2.7 M_{T0} , M_{T1} , M_{T2} и M_{T3} — наборы минтермы минтермов и макстермов для функции вида $y = \varphi(x_1, x_2)$.

В табл. 2.7 M_{T0} , M_{T1} , M_{T2} и M_{T3} — наборы минтермов; M_{K0} , M_{K1} , M_{K2} и M_{K3} — наборы макстермов.

По данным значений аргументов и соответствующих наборов, приведенных в табл. 2.7, можно записать: минтермы в виде

$$M_{T0} = \bar{x}_1\bar{x}_2; M_{T1} = x_1\bar{x}_2; M_{T2} = \bar{x}_1x_2 \text{ и } M_{T3} = x_1x_2;$$

макстермы в виде

$$M_{K0} = x_1 + \bar{x}_2; M_{K1} = x_1 + \bar{x}_2; M_{K2} = \bar{x} + x_2 \text{ и } M_{K3} = x_1 + x_2.$$

Рассмотрим основные методы минимизации переключательных функций, в том числе:

основанный на непосредственных преобразованиях переключательной функции с применением равносильностей;

метод Квайна, основной операцией которого является склеивание наборов функции;

основанные на применении диаграмм Вейча или карт Карно.

Таблица 2.7

x_1	x_2	M_{T0}	M_{T1}	M_{T2}	M_{T3}	M_{K0}	M_{K1}	M_{K2}	M_{K3}
0	0	1	0	0	0	1	1	1	0
1	0	0	1	0	0	1	1	0	1
0	1	0	0	1	0	1	0	1	1
1	1	0	0	0	1	0	1	1	1

Чаще всего минимизируемые функции рассматриваются в СДНФ, которая более удобна для решения такого рода задач.

Метод минимизации, основанный на непосредственных преобразованиях переключательной функции с применением равносильностей, пригоден главным образом для решения простых задач. Это обусловлено тем, что достигаемые с его помощью результаты в значительной мере зависят от комбинаторных способностей проектировщика и требуют выполнения сравнительно большого объема операций.

Для иллюстрации существа данного метода рассмотрим процесс минимизации с его помощью функции типа $y=f(x_1, x_2, x_3)$. Условия работы соответствующего узла даны в табл. 2.6.

Для единичных наборов СДНФ рассматриваемой переключательной функции, определяющих, например, условия срабатывания исполнительного узла цифрового устройства, справедливо соотношение (2.26). После преобразований с учетом (2.16) и (2.19) получаем

$$y_d = x_1 x_2 (x_3 + \bar{x}_3) + x_1 \bar{x}_2 x_3 + \bar{x}_1 x_2 x_3 = x_1 (x_2 + \bar{x}_2 x_3) + \bar{x}_1 x_2 x_3 = x_1 x_2 + x_3 (x_1 + \bar{x}_1 x_2).$$

Откуда минимальная ДНФ рассматриваемой функции

$$y_{d \text{ мин}} = x_1 x_2 + x_1 x_3 + x_2 x_3. \quad (2.28)$$

Структурная схема узла, реализующего переключательную функцию (2.28), приведена на рис. 2.5,а.

Для нулевых наборов СКНФ рассматриваемой переключательной функции, определяющих, например, условия несрабатывания исполнительного узла дискретного устройства, справедливо соотношение (2.27).

Пользуясь соотношением (2.15), запишем

$$\bar{y}_d = \bar{x}_1 \bar{x}_2 \bar{x}_3 + \bar{x}_1 \bar{x}_2 x_3 + \bar{x}_1 x_2 \bar{x}_3 + x_1 \bar{x}_2 \bar{x}_3.$$

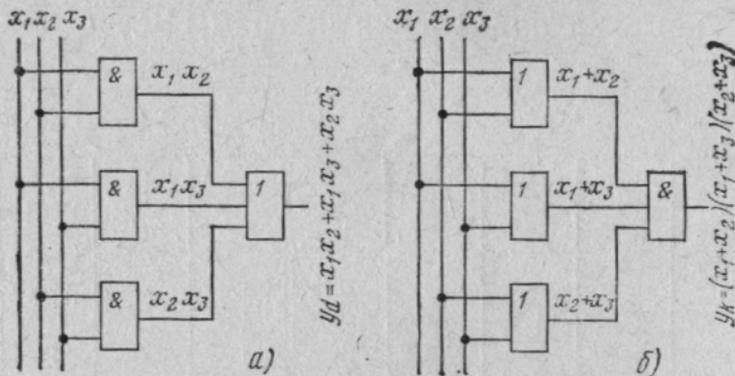


Рис. 2.5. Структурные схемы, реализующие переключательные функции:

а — (2.28); б — (2.29)

Отсюда с учетом (2.16) и (2.19) после преобразований получим

$$\bar{y}_d \text{ мин} = \bar{x}_1 \bar{x}_2 + \bar{x}_1 \bar{x}_3 + \bar{x}_2 \bar{x}_3.$$

Наконец, согласно (2.15) минимальная КНФ

$$y_{k \text{ мин}} = (x_1 + x_2)(x_1 + x_3)(x_2 + x_3). \quad (2.29)$$

Структурная схема узла, реализующего переключательную функцию (2.29), приведена на рис. 2.5,б.

Метод Квайна и его усовершенствованная форма, предложенная Мак-Класки [49], были продиктованы стремлением в какой-то мере ослабить зависимость конечного результата минимизации от комбинаторных способностей проектировщика и уменьшить объем операций, выполняемых при минимизации переключательных функций.

Метод Квайна предполагает отыскание минимальной ДНФ следующим образом [52, 54]:

путем получения сокращенной ДНФ в результате попарного сравнения смежных минтермов исследуемой

функции друг с другом. Данный процесс сопровождается снижением рангов минтермов;

путем получения минимальной ДНФ, включающей в себя только простые импликанты, не склеиваемые друг с другом.

Под смежными минтермами понимаются такие, которые отличаются друг от друга только одним аргументом, входящим в один из минтермов в прямой, а в другой минтерм — в инверсной форме. Это позволяет снижать ранг соответствующей пары минтермов, пользуясь соотношением (2.16).

Произведем минимизацию функции (2.26) с помощью метода Квайна. Пронумеруем наборы упомянутой функции и запишем ее в виде

$$y_d = \underbrace{x_1 x_2 \bar{x}_3}_1 + \underbrace{\bar{x}_1 x_2 x_3}_2 + \underbrace{x_1 \bar{x}_2 x_3}_3 + \underbrace{x_1 x_2 x_3}_4.$$

Легко установить, что минтермы 1—2, 1—3 и 2—3 не являются смежными и поэтому не склеиваются. Из остальных пар минтермов, пользуясь соотношением (2.16), получаем:

из набора 1—4:

$$\left. \begin{array}{l} x_1 x_2 \bar{x}_3 \\ x_1 x_2 x_3 \end{array} \right\} x_1 x_2;$$

из набора 2—4:

$$\left. \begin{array}{l} \bar{x}_1 x_2 x_3 \\ x_1 x_2 x_3 \end{array} \right\} x_2 x_3;$$

из набора 3—4:

$$\left. \begin{array}{l} x_1 \bar{x}_2 x_3 \\ x_1 x_2 x_3 \end{array} \right\} x_1 x_3.$$

На основе минтерм переключательной функции и полученных выше импликант $x_1 x_2$, $x_1 x_3$ и $x_2 x_3$ строится табл. 2.8 для нахождения существенных импликант.

Таблица 2.8

Импли- канты	Минтермы			$x_1 x_2 x_3$
	$\bar{x}_1 x_2 \bar{x}_3$	$x_1 x_2 \bar{x}_3$	$x_1 \bar{x}_2 x_3$	
$x_1 x_2$	—	✓	—	✓
$x_1 x_3$	—	—	✓	✓
$x_2 x_3$	✓	—	—	✓

Минимальная ДНФ определяется непосредственно из табл. 2.8: для этого достаточно выбрать такие импликанты, которым в каждом из столбцов соответствует одна метка, указывающая на то, что конкретная импликанта перекрывается определенным минтермом (или минтермами).

С учетом этого минимальное значение ДНФ рассматриваемого типа

$$y_{d \text{ мин}} = x_1 x_2 + x_1 x_3 + x_2 x_3.$$

Нетрудно видеть, что данное выражение совпадает с (2.28), полученным методом непосредственных преобразований переключательной функции.

Произведем теперь с помощью метода Квайна минимизацию функции (2.27). Пронумеруем наборы этой функции, представив ее в виде

$$\bar{y}_d = \underbrace{\bar{x}_1 \bar{x}_2 \bar{x}_3}_1 + \underbrace{\bar{x}_1 \bar{x}_2 x_3}_2 + \underbrace{\bar{x}_1 x_2 \bar{x}_3}_3 + \underbrace{x_1 \bar{x}_2 \bar{x}_3}_4.$$

Легко установить, что минтермы 2—3, 2—4 и 3—4 не являются смежными и поэтому не склеиваются. Из остальных пар минтермов, пользуясь соотношением (2.16), получаем:

из набора 1—2:

$$\left. \begin{array}{l} \bar{x}_1 \bar{x}_2 \bar{x}_3 \\ \bar{x}_1 \bar{x}_2 x_3 \end{array} \right\} \bar{x}_1 \bar{x}_2;$$

из набора 1—3:

$$\left. \begin{array}{l} \bar{x}_1 \bar{x}_2 \bar{x}_3 \\ \bar{x}_1 x_2 \bar{x}_3 \end{array} \right\} \bar{x}_1 \bar{x}_3;$$

из набора 1—4:

$$\left. \begin{array}{l} \bar{x}_1 \bar{x}_2 \bar{x}_3 \\ x_1 \bar{x}_2 \bar{x}_3 \end{array} \right\} \bar{x}_2 \bar{x}_3.$$

Отсюда минимальная ДНФ

$$\bar{y}_{d \text{ мин}} = \bar{x}_1 \bar{x}_2 + \bar{x}_1 \bar{x}_3 + \bar{x}_2 \bar{x}_3.$$

С учетом (2.15) получаем минимальную КНФ

$$y_{k \text{ мин}} = (x_1 + x_2)(x_1 + x_3)(x_2 + x_3).$$

Нетрудно видеть, что данное выражение идентично (2.29), полученному методом непосредственных преобразований переключательной функции.

Отметим, что при минимизации функций с числом аргументов более трех нередко возникает необходимость построения нескольких модификаций таблиц по типу табл. 2.8 с последовательным упрощением их в процессе отыскания варианта ДНФ с минимальным суммарным числом букв.

Предложение Мак-Класки производить запись минтермов в виде двоичных чисел [49] в какой-то мере способствует ослаблению отмеченных недостатков, однако не устраняет их.

Табличные методы минимизации переключательных функций с использованием диаграмм Вейча [50, 51, 59] или карт Карно [32, 47, 52, 60, 61] по сравнению с рассмотренными ранее характеризуются более высокой степенью формализации и меньшей трудоемкостью вычислений.

В диаграммах Вейча чередование аргументов в наборах переключательной функции соответствует перестановке цифр простого двоичного кода 00 01 10 11. При реализации такой последовательности в диаграммах Вейча не удастся выполнить для всех соседних ячеек условие смежности минтермов. Поэтому в ряде случаев при применении упомянутых диаграмм усложняется получение минимальных ДНФ и КНФ.

	\bar{x}_2	x_2
\bar{x}_1	$\bar{x}_1 \bar{x}_2$ 0 0	$\bar{x}_1 x_2$ 0 1
x_1	$x_1 \bar{x}_2$ 1 0	$x_1 x_2$ 1 1

а)

	\bar{x}_2		x_2	
\bar{x}_1	$\bar{x}_1 \bar{x}_2 \bar{x}_3$ 0 00	$\bar{x}_1 \bar{x}_2 x_3$ 0 01	$\bar{x}_1 x_2 \bar{x}_3$ 0 11	$\bar{x}_1 x_2 x_3$ 0 10
x_1	$x_1 \bar{x}_2 \bar{x}_3$ 1 00	$x_1 \bar{x}_2 x_3$ 1 01	$x_1 x_2 \bar{x}_3$ 1 11	$x_1 x_2 x_3$ 1 10
	\bar{x}_3	x_3	\bar{x}_3	x_3

б)

	x_3		x_3		
\bar{x}_1	$\bar{x}_1 \bar{x}_2 \bar{x}_3 \bar{x}_4$ 00 00	$\bar{x}_1 \bar{x}_2 \bar{x}_3 x_4$ 00 01	$\bar{x}_1 \bar{x}_2 x_3 \bar{x}_4$ 00 11	$\bar{x}_1 \bar{x}_2 x_3 x_4$ 00 10	\bar{x}_2
x_1	$\bar{x}_1 x_2 \bar{x}_3 \bar{x}_4$ 01 00	$\bar{x}_1 x_2 \bar{x}_3 x_4$ 01 01	$\bar{x}_1 x_2 x_3 \bar{x}_4$ 01 11	$\bar{x}_1 x_2 x_3 x_4$ 01 10	x_2
	$x_1 x_2 \bar{x}_3 \bar{x}_4$ 11 00	$x_1 x_2 \bar{x}_3 x_4$ 11 01	$x_1 x_2 x_3 \bar{x}_4$ 11 11	$x_1 x_2 x_3 x_4$ 11 10	x_2
x_1	$x_1 \bar{x}_2 \bar{x}_3 \bar{x}_4$ 10 00	$x_1 \bar{x}_2 \bar{x}_3 x_4$ 10 01	$x_1 \bar{x}_2 x_3 \bar{x}_4$ 10 11	$x_1 \bar{x}_2 x_3 x_4$ 10 10	\bar{x}_2
	\bar{x}_4	x_4	\bar{x}_4	x_4	в)

г)

	x_3		x_3		
\bar{x}_1	$\bar{x}_1 \bar{x}_2 \bar{x}_3 \bar{x}_4$ 00 00	$\bar{x}_1 \bar{x}_2 \bar{x}_3 x_4$ 00 01	$\bar{x}_1 \bar{x}_2 x_3 \bar{x}_4$ 00 11	$\bar{x}_1 \bar{x}_2 x_3 x_4$ 00 10	\bar{x}_2
x_1	$\bar{x}_1 x_2 \bar{x}_3 \bar{x}_4$ 01 00	$\bar{x}_1 x_2 \bar{x}_3 x_4$ 01 01	$\bar{x}_1 x_2 x_3 \bar{x}_4$ 01 11	$\bar{x}_1 x_2 x_3 x_4$ 01 10	x_2
	$x_1 x_2 \bar{x}_3 \bar{x}_4$ 11 00	$x_1 x_2 \bar{x}_3 x_4$ 11 01	$x_1 x_2 x_3 \bar{x}_4$ 11 11	$x_1 x_2 x_3 x_4$ 11 10	x_2
x_1	$x_1 \bar{x}_2 \bar{x}_3 \bar{x}_4$ 10 00	$x_1 \bar{x}_2 \bar{x}_3 x_4$ 10 01	$x_1 \bar{x}_2 x_3 \bar{x}_4$ 10 11	$x_1 \bar{x}_2 x_3 x_4$ 10 10	\bar{x}_2
	\bar{x}_4	x_4	\bar{x}_4	x_4	д)

Рис. 2.6. Карты Карно с реализацией последовательности циклического кода двоичных чисел в строках и столбцах, отображающие переключательные функции двух (а), трех (б), четырех (в), пяти (г) и шести (д) аргументов

Что же касается карт Карно, то чередование аргументов в наборах переключательной функции в них соответствует перестановке цифр циклического двоичного кода 00 01 11 10.

При реализации такой последовательности всегда удастся выполнить условие смежности минтермов соседних ячеек. Поэтому карты Карно являются более экономичными по объему вычислений, чем диаграммы Вейча. Кроме того, карты Карно характеризуются большей простотой структуры и легко могут быть построены для любого числа аргументов.

Учитывая, что карты Карно представляют собой усовершенствованную запись диаграмм Вейча, некоторые авторы [54] называют упомянутые карты диаграммами Вейча. В принципе же, более правомерно говорить о методе минимизации переключательных функций Вейча—Карно.

В зависимости от способа размещения аргументов переключательной функции по сторонам соответствующих таблиц различают две основные разновидности карт Карно: с реализацией последовательности циклического кода в строках и столбцах (рис. 2.6) или с реализацией последовательности данного кода в первичных ячейках (рис. 2.7).

При пользовании картами Карно, представленными на рис. 2.6 и 2.7, нет необходимости вписывать в их ячейки соответствующие наборы аргументов, а достаточно проставить в них единицы при минимизации на основе СДНФ или нули при минимизации на основе СКНФ.

Чаще упомянутые карты используются для отыскания минимальных ДНФ. В этом случае выявляются такие варианты перекрытия единиц, при которых ДНФ описываются наименьшим числом букв.

При минимизации переключательных функций необходимо придерживаться следующих правил, которые вытекают из соотношения (2.16):

две единицы, размещенные в соседних ячейках, имеющих общие стороны, или в ячейках, находящихся на противоположных концах определенной строки или столбца, указывают на возможность снижения соответствующих смежных минтермов на один ранг с заменой их одной импликантой;

если строка (столбец) или соответствующий ей по емкости блок концевых ячеек двух соседних строк (столбцов) заполнены единицами, то это указывает на возможность снижения соответствующих смежных минтермов на два ранга с заменой их одной импликантой;

если две соседние строки (столбца) или соответствующий им по емкости блок концевых ячеек заполнены единицами, то это указывает на возможность снижения соответствующих смежных минтермов на три ранга с заменой их одной импликантой.

При минимизации на основе СКНФ аналогичные операции выполняются относительно соседних и концевых ячеек, а также соответствующих строк (столбцов), содержащих нули.

	x_1	\bar{x}_1
x_2	$x_1 x_2$ 1 1	$\bar{x}_1 x_2$ 0 1
\bar{x}_2	$x_1 \bar{x}_2$ 1 0	$\bar{x}_1 \bar{x}_2$ 0 0

а)

	x_1	\bar{x}_1
x_3	$x_1 \bar{x}_2 x_3$ 1 0 1	$\bar{x}_1 \bar{x}_2 x_3$ 0 0 1
\bar{x}_3	$x_1 x_2 \bar{x}_3$ 1 1 0	$\bar{x}_1 x_2 \bar{x}_3$ 0 1 0
	\bar{x}_2	x_2

б)

	x_1	\bar{x}_1
x_2	$x_1 x_2 \bar{x}_3 \bar{x}_4$ 11 00	$\bar{x}_1 x_2 \bar{x}_3 \bar{x}_4$ 01 10
\bar{x}_2	$x_1 x_2 \bar{x}_3 x_4$ 11 01	$\bar{x}_1 x_2 \bar{x}_3 x_4$ 01 11
x_4	$x_1 \bar{x}_2 \bar{x}_3 x_4$ 10 01	$\bar{x}_1 \bar{x}_2 \bar{x}_3 x_4$ 00 11
\bar{x}_4	$x_1 \bar{x}_2 \bar{x}_3 \bar{x}_4$ 10 00	$\bar{x}_1 \bar{x}_2 \bar{x}_3 \bar{x}_4$ 00 10
	\bar{x}_3	x_3

в)

Рис. 2.7. Карты Карно с реализацией последовательности циклического кода двоичных чисел в первичных ячейках, отображающие переключательные функции двух (а), трех (б), четыре (в), пяти (г) и шести (д) аргументов

		x_2				x_3				
		x_5	\bar{x}_5	x_5	\bar{x}_5	x_5	\bar{x}_5	x_5	\bar{x}_5	
x_1	$x_1 x_2 \bar{x}_3 \bar{x}_4 x_5$									
	\bar{x}_1	$11 \ 00 \ 1$	$11 \ 00 \ 0$	$11 \ 01 \ 1$	$11 \ 01 \ 1$	$10 \ 01 \ 0$	$10 \ 01 \ 1$	$10 \ 00 \ 0$	$10 \ 00 \ 1$	
\bar{x}_1	$x_1 x_2 \bar{x}_3 \bar{x}_4 x_5$									
	\bar{x}_1	$11 \ 10 \ 1$	$11 \ 10 \ 0$	$11 \ 11 \ 1$	$11 \ 11 \ 1$	$10 \ 11 \ 0$	$10 \ 11 \ 1$	$10 \ 10 \ 0$	$10 \ 10 \ 1$	
\bar{x}_1	$\bar{x}_1 x_2 x_3 \bar{x}_4 x_5$									
	\bar{x}_1	$01 \ 10 \ 1$	$01 \ 10 \ 0$	$01 \ 11 \ 1$	$01 \ 11 \ 1$	$00 \ 11 \ 0$	$00 \ 11 \ 1$	$00 \ 10 \ 0$	$00 \ 10 \ 1$	
\bar{x}_1	$\bar{x}_1 x_2 x_3 \bar{x}_4 x_5$									
	\bar{x}_1	$01 \ 00 \ 1$	$01 \ 00 \ 0$	$01 \ 01 \ 1$	$01 \ 01 \ 1$	$00 \ 01 \ 0$	$00 \ 01 \ 1$	$00 \ 00 \ 0$	$00 \ 00 \ 1$	
		\bar{x}_4	\bar{x}_4				\bar{x}_4			

Рис. 2.7. Продолжение

При объединении единиц (нулей) в карте Карно следует стремиться к тому, чтобы каждая из них сочеталась с другой минимальное число раз, хотя, в принципе, число таких сочетаний не лимитируется.

Ниже приводятся примеры минимизации переключательных функций с использованием карт Карно.

1. На рис. 2.8 представлены СДНФ и СКНФ функции, заданной табл. 2.6. Номера соответствующих наборов аргументов исследуемой функции проставлены в левом верхнем углу каждой из ячеек карт Карно.

	00	\bar{x}_2	01	11	x_2	10
0	1	2	6	3		
\bar{x}_1	(0)	(0)	(1)	(0)		
1	4	7	8	5		
x_1	(0)	(1)	(1)	(1)		
	\bar{x}_3		x_3		\bar{x}_3	

а)

		x_1		\bar{x}_1	
	7	8	6	2	
1	x_3	(1)	(1)	(1)	(0)
	01	11	11	01	
0	4	5	3	1	
\bar{x}_3	(0)	(1)	(0)	(0)	
	00	10	10	00	
	\bar{x}_2		x_2		\bar{x}_2

б)

Рис. 2.8. Минимизация переключательной функции, заданной табл. 2.6 с помощью карт Карно, изображенных на рис. 2.6,б (а) и 2.6,б (б)

Из карты Карно, изображенной на рис. 2.8,а, следует:
 перекрытие единиц в ячейках 5 и 8 позволяет исключить x_3 и \bar{x}_3 и получить импликанту x_1x_2 ;
 перекрытие единиц в ячейках 7 и 8 позволяет исключить x_2 и \bar{x}_2 и получить импликанту x_1x_3 ;
 перекрытие единиц в ячейках 6 и 8 позволяет исключить x_1 и \bar{x}_1 и получить импликанту x_2x_3 .

С учетом этого минимальная ДНФ

$$y_{\text{дмин}} = x_1x_2 + x_1x_3 + x_2x_3.$$

И карты Карно, изображенной на рис. 2.8,б, следует:

перекрытие единиц в ячейках 5 и 8 позволяет исключить x_3 и \bar{x}_3 и получить импликанту x_1x_2 ;
 перекрытие единиц в ячейках 7 и 8 позволяет исключить x_2 и \bar{x}_2 и получить импликанту x_1x_3 ;
 перекрытие единиц в ячейках 6 и 8 позволяет исключить x_1 и \bar{x}_1 и получить импликанту x_2x_3 .

С учетом этого минимальная ДНФ

$$y_{\text{дмин}} = x_1x_2 + x_1x_3 + x_2x_3.$$

Полученные выражения идентичны друг другу и минимальным ДНФ, полученным для исследуемой функции методом непосредственных преобразований и методом Квайна.

На основе рассмотренных карт Карно можно также получить минимальные КНФ. В этом случае из карты Карно, изображенной на рис. 2.8,а, следует:

перекрытие нулей в ячейках 1 и 2 позволяет исключить x_3 и \bar{x}_3 и получить импликанту $\bar{x}_1\bar{x}_2$;

Перекрытие нулей в ячейках 1 и 3 позволяет исключить x_2 и \bar{x}_2 и получить импликанту $\bar{x}_1\bar{x}_3$;

перекрытие нулей в ячейках 1 и 4 позволяет исключить x_1 и \bar{x}_1 и получить импликанту $\bar{x}_2\bar{x}_3$.

С учетом этого инвертированное значение минимальной ДНФ

$$\bar{y}_d \text{ мин} = \bar{x}_1 \bar{x}_2 + \bar{x}_1 \bar{x}_3 + \bar{x}_2 \bar{x}_3.$$

Откуда согласно (2.15) минимальная КНФ

$$y_{\text{КМНН}} = (x_1 + x_2)(x_1 + x_3)(x_2 + x_3).$$

Из карты Карно, изображенной на рис. 2.8,б, следует:

перекрытие нулей в ячейках 1 и 2 позволяет исключить x_3 и \bar{x}_3 и получить импликанту $\bar{x}_1\bar{x}_2$;

перекрытие нулей в ячейках 1 и 3 позволяет исключить x_2 и \bar{x}_2 и получить импликанту $\bar{x}_1\bar{x}_3$;

перекрытие нулей в ячейках 1 и 4 позволяет исключить x_1 и \bar{x}_1 и получить импликанту $\bar{x}_2\bar{x}_3$.

С учетом этого инвертированное значение минимальной ДНФ

$$\bar{y}_d \text{ мин} = \bar{x}_1\bar{x}_2 + \bar{x}_1\bar{x}_3 + \bar{x}_2\bar{x}_3.$$

Откуда согласно (2.15) минимальная КНФ

$$y_{\text{КМНН}} = (x_1 + x_2)(x_1 + x_3)(x_2 + x_3).$$

2. Минимизация переключательной функции четырех аргументов, представленной на рис. 2.9,а.

Из карты Карно, изображенной на данном рисунке, следует:

перекрытие единиц в двух средних строках (ячейки 2—5 и 6—9) в соответствии со сформулированным выше правилом позволяет снизить соответствующие минтермы на три ранга благодаря исключению x_1 и \bar{x}_1 , x_3 и \bar{x}_3 , x_4 и \bar{x}_4 и получить импликанту x_2 ;

перекрытие единиц в ячейках 1, 3, 7, 10 позволяет исключить x_1 и \bar{x}_1 , x_2 и \bar{x}_2 и получить импликанту \bar{x}_3x_4 ;

перекрытие единиц в ячейках 9, 11 позволяет исключить x_2 и \bar{x}_2 и получить импликанту $x_1x_3\bar{x}_4$.

С учетом этого минимальная ДНФ

$$y_d \text{ мин} = x_2 + \bar{x}_3x_4 + x_1x_3\bar{x}_4.$$

Из карты Карно, изображенной на рис. 2.9,б, следует:

перекрытие единиц в двух соседних строках (ячейки 6, 9, 5, 2 и 7, 8, 4, 3) позволяет снизить соответствующие минтермы на три ранга благодаря исключению x_1 и \bar{x}_1 , x_3 и \bar{x}_3 , x_4 и \bar{x}_4 и получить импликанту x_2 ;

перекрытие единиц в ячейках 7 и 10 позволяет исключить x_2 и \bar{x}_2 и получить импликанту $x_1\bar{x}_3x_4$;

перекрытие единиц в ячейках 3 и 1 позволяет исключить x_2 и \bar{x}_2 и получить импликанту $\bar{x}_1\bar{x}_3x_4$;

перекрытие единиц в ячейках 9 и 11 позволяет исключить x_2 и \bar{x}_2 и получить импликанту $x_1x_3\bar{x}_4$.

С учетом изложенного упрощенная ДНФ

$$y'_d = x_2 + x_1\bar{x}_3x_4 + \bar{x}_1\bar{x}_3x_4 + x_1x_3\bar{x}_4.$$

Откуда с использованием соотношения (2.16) получаем минимальную ДНФ

$$y_d \text{ мин} = x_2 + \bar{x}_3x_4 + x_1x_3\bar{x}_4.$$

Таким образом, выражения для минимальной ДНФ, полученные с использованием обоих типов карт Карно, являются идентичными. Вместе с тем при пользовании таблицами второго типа (рис. 2.9,б) несколько возрастает объем вычислений.

Вопросы построения логических устройств на элементах пороговой логики (ЭПЛ) подробно рассмотрены в [54] и отчасти в [9, 52].

Поэтому в данной части ограничимся некоторыми общими замечаниями:

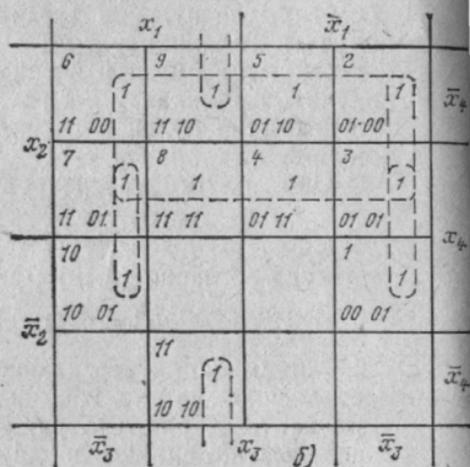
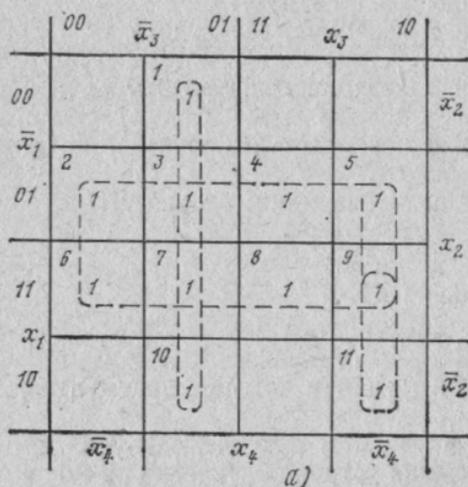


Рис. 2.9. Минимизация переключательной функции четырех аргументов с помощью карт Карно, изображенных на рис. 2.6,в (а) и 2.7,в (б)

1) в отличие от элементов булевой логики, реализующих только операции отождествления, ЭПЛ оперируют со взвешенными суммами сигналов;

2) устройства на ЭПЛ содержат линейный сумматор, каждому из входов которого присваивается определенный «вес», и дискриминатор, на выходе которого функция приобретает значение 1 или 0. Так как элементы булевой алгебры не различают «веса» входных сигналов, то по своим комбинаторным свойствам они уступают ЭПЛ. Поэтому последние способны обеспечить реализацию заданных переключательных функций (за исключением простейших) с меньшими аппаратными затратами, чем элементы булевой алгебры;

3) ЭПЛ обеспечивают возможность быстрой перестройки комбинаторного устройства, например, путем изменения уровней порогов линейного сумматора, а следовательно, и «весов» соответствующих входов;

Вид функционального преобразования и его условное обозначение	Содержание функционального преобразования
Логические операции: дизъюнкция (ИЛИ)—В1 конъюнкция (И)—В2 инверсии (НЕ)—В3 штрих Шеффера (И-НЕ)—В4 стрелка Пирса (ИЛИ-НЕ)—В5	Преобразование переключательных функций с использованием законов булевой алгебры для реализации устройств комбинационного типа (см. табл. 2.5 и поясняющий текст к ней)
Запоминание дискретной информации: кратковременное—В6к долговременное—В6д Счет импульсов—В7	Накопление и хранение двоичных чисел (кратковременное или долговременное) в специально приспособленных для этой цели элементах (узлах) Фиксация поступающих импульсов без деления или с делением их количества
Шифрование информации—В8	Преобразование наборов пространственных перемещений механических узлов или управляющих потенциалов в комбинации последовательного или параллельного позиционного кода
Дешифрование информации—В9	Преобразование комбинаций позиционного кода в пространственные перемещения механических узлов или в управляющие потенциалы, поступающие с пространственно разделенных выходов соответствующих устройств
Синхронизация работы дискретных устройств—В10	Согласование во времени работы элементов (узлов, блоков, устройств) трактов передачи и приема дискретной информации
Формирование импульсов—В11	Воспроизведение импульсов с заданными конфигурацией, длительностью, фронтом и срезом
Формирование статистической последовательности импульсов—В12	Формирование заданного закона статистического распределения последовательностей информационных импульсов или импульсных помех
Импульсно-временное уплотнение—В13	Формирование временных каналов (циклов временных последовательностей), обеспечивающих работу ряда трактов обмена дискретной информацией через общую физическую цепь или широкополосный канал
Преобразование кода—В14	Автоматическое преобразование одного вида кода в другой (например, простого в простой, простого в корректирующий, двоичного в многопозиционный и т. п.).
Компарация дискретная—В15	Сравнение импульсных сигналов по уровням, длительности или по признакам кодирования

Вид функционального преобразования и его условное обозначение	Содержание функционального преобразования
Суммирование (вычитание) дискретное—В16	Формирование новых переключательных функций (кодовых комбинаций) на основе сочетаний различных переключательных функций (кодовых комбинаций), подводимых ко входу устройства комбинационного типа

Таблица 2.10

Функциональные узлы	Обозначения ИМС		Реализуемые виды функциональных преобразований
	выпускаемых серийно	согласно ГОСТ 81682—73*	
Логические элементы:	Л	Л	—
ИЛИ	ЛЛ	ЛЛ	В1
И	ЛИ	ЛИ	В2
НЕ	ЛН	ЛН	В3
И-НЕ, ИЛИ-НЕ	ЛБ	ЛБ	В1—В5
И-ИЛИ	ЛС	ЛС	В1, В2
И-ИЛИ-НЕ	ЛР	ЛР	В1—В5
И-ИЛИ-НЕ/И-ИЛИ	ЛК	ЛК	В1—В5
расширители	ЛП	ЛД	А5
прочие	ЛЭ	ЛП	—
Элементы арифметических и дискретных устройств:	И	И	—
регистры	ИР	ИР	В6
сумматоры	ИС	ИМ	В16
счетчики	ИЕ	ИЕ	В7
шифраторы	ИШ	ИВ	В8
дешифраторы	ИД	ИД	В9
комбинированные	ИК	ИК	—
прочие	ИП	ИП	—
Триггеры:	Т	Т	
со счетным запуском	ТС	—	В6
с отдельным запуском	ТР	—	В6
с комбинированным запуском	ТК	ТК	В6
Шмидта	ТШ	ТЛ	В6, В11
динамические	ТД	ТД	В6
JK-типа	—	ТВ	В6
RS-типа	—	ТР	В6
D-типа	—	ТМ	В6
T-типа	—	ТТ	В6
прочие	—	ТП	—

Функциональные узлы	Обозначения ИМС		Реализуемые виды функциональных преобразований
	выпускаемых серийно	согласно ГОСТ 18682—73*	
Преобразователи:	П	П	—
кодирующие	ПК	—	В14
декодирующие	ПД	—	В14
код—код	—	ПР	В14
Схемы селекции и сравнения:	Ж	—	—
импульсные	ЖИ	—	В15
логические	ЖЛ	—	В15
аналого-логические	ЖВ	—	В15
импульсно-логические	ЖГ	—	В15
аналого-импульсно-логические	ЖК	—	В15
Запоминающие устройства:	Я	Р	—
на магнитных элементах	ЯЛ	—	В6
матрицы	ЯМ	—	В6
матрицы-накопители			
оперативных запоминающих устройств (ОЗУ)	—	РМ	В6
постоянных запоминающих устройств (ПЗУ)	—	РВ	В6
ОЗУ со схемами управления	—	РУ	В6
ПЗУ со схемами управления	—	РЕ	В6
прочие	ЯП	РП	—

* Введены для вновь разрабатываемых и модернизируемых ИМС.

Таблица 2.1

Типы ИМС	Серии, содержащие ИМС данного типа
ЛИ	104, 109, К172, 178, 204, 243, К511
ЛБ	104, 105, 106, 109, 110, 113, 114, 115, К120, 121, 130, К131, 133, 134, 136, К137, К138, 155, 156, К158, К172, К176, 178, К187, 191, 201, 204, 205, 210, 211, 217, 218, 221, 223, 240, 243
ЛС	113, 115, 128, 201, 202, 215, 564
ЛН	110, 202, 205, 211, 215, 218, 221, 243, К264, 564
ЛР	106, К108, 128, 130, К131, 133, 134, 136, 155, К158, К172, 178, 217, 221
ЛП	106, 109, 114, 115, К120, 121, 128, 130, К131, 133, 136, К137, К138, 155, 156, К176, К187, 191, 202, 217, 221, 240, 243, 564
ИР	114, К120, К144, 211, 230, 240, 502
ИЛ	110, 113, 114, К137, 191, 223
ИЕ	К120, 155, 211, 223, 230, 231, 240, 501, К511, 564

Типы ИМС	Серии, содержащие ИМС данного типа
ИД	K120, 223, 229, 508, 511
ИС, ИП	K120, 155, 240, 502, 564
ТР	106, 113, 114, 115, K137, K138, K172, 178, K187, 191,
ТК, ТМ	211, 217, 221, 223, 564
ТС	K108, 110, 119, 130, K131, 133, 134, 136, 155, K158,
ТШ, ТВ	K176, 204, 217, 218, 223, 228, 229, 501, 564
ЖЛ	205, 218, K224, 228
ПК	K118, 119, 122, 564
ПД	134, 155, 229
РЕ, РУ, РМ	228, 265
	164, K176, 507

4) наличие статистических связей между входами ЭПЛ позволяет с минимальными затратами повысить устойчивость работы комбинационных устройств, в которых они применяются.

Проектирование комбинационных устройств на ЭПЛ также осуществляется с применением аппарата булевой алгебры. Задача состоит в том, чтобы из некоторой совокупности ЭПЛ, реализующих заданную функцию, выбрать такой, у которого сумма абсолютных значений весовых коэффициентов и порогов является минимальной [54]. При этом возникают существенные трудности по выбору оптимальных критериев реализации соответствующих комбинационных устройств или их блоков.

Синтез структуры дискретных автоматов может быть осуществлен на базе описанного ранее метода наращивания функций.

В заключение отметим, что в настоящее время еще отсутствует промышленная основа для широкого внедрения ЭПЛ в МЭА.

Основные виды функциональных преобразований, имеющих место в устройствах дискретного действия, приведены в табл. 2.9. Представленный в этой таблице перечень следует дополнить рядом функциональных преобразований, приведенных в табл. 2.2, а именно: А1, А2, А4, А6, А17, А21, А23 и А24.

Элементы и узлы, реализующие функциональные преобразования, приведенные в табл. 2.9, представлены в табл. 2.10, а основные типы ИМС, с помощью которых

могут быть реализованы необходимые функциональные преобразования, — в табл. 2.11 [11, 13, 46—48]. В остальном методика синтеза структуры устройств дискретного действия не отличается от описанной в § 2.2.

В настоящее время все большее распространение получают методы минимизации переключательных функций с использованием ЭВМ [9, 62]. Это позволяет не только резко сократить время проектирования соответствующих устройств, но и расширить номенклатуру изделий, оптимизация структуры которых может быть выполнена с помощью описанного выше аппарата минимизации переключательных функций.

2.4. Методика планирования новизны проектируемого изделия

Для эффективного решения задач синтеза оптимальных радиоэлектронных структур должны широко привлекаться методы логического анализа. В частности, структуры, обладающие существенной новизной и максимальной эффективностью, могут быть выявлены путем систематизированного просмотра и оценки всех возможных вариантов реализации объекта с заданными свойствами. Ориентация в этой части только на эрудицию и комбинаторные способности разработчика, даже при очень высокой квалификации его, приводит к появлению большого числа «упущенных возможностей», т. е. таких вариантов решений, которые по тем или иным причинам оказались вне поля зрения проектировщика. При этом интересы патентной защиты проектируемого изделия требуют проведения анализа и оценки не только тех вариантов, которые могут быть реализованы на современном уровне развития науки и техники, но и таких, которые могут быть реализованы в будущем.

В свете изложенного значительный интерес представляет метод морфологического анализа [63, 64], позволяющий выявить, классифицировать и оценить все возможные варианты построения устройства (системы), обеспечивающего решение поставленной задачи. Характерная особенность данного метода состоит в том, что он позволяет установить непосредственную связь между структурой изделия и объемом выполняемых им функций.

Конкретная техническая проработка изделия, сопровождаемая «генерированием идей», только в том случае обеспечивает достижение наибольшего эффекта, если она опирается на фундамент морфологического анализа, выполненного с требуемой компетентностью и полнотой.

Систематизированное исследование возможных вариантов построения изделия, проводимое упомянутым методом, оказывается эффективным даже в сравнительно простых и, казалось бы, очевидных случаях [63].

Основные положения морфологического анализа сводятся к следующему:

1) дается формулировка существа задачи и определяются технические средства, необходимые для ее решения;

2) составляется список альтернатив возможных частных решений, совокупность которых достаточно полно характеризует основные свойства проектируемого изделия (системы). Настоящий этап является определяющим, так как уровень совершенства данного изделия в значительной мере зависит от полноты и качества составленного списка альтернатив;

3) производится классификация параметров и характеристик, которые относятся к определенному состоянию или режиму работы изделия;

4) оценивается эффективность различных вариантов построения изделия (в том числе их реализуемость, вероятные затраты и ожидаемый эффект).

Выявление возможных вариантов построения изделия осуществляется варьированием части его параметров и характеристик при сохранении на каждом из этапов анализа постоянства остальных параметров и характеристик.

Общее количество возможных вариантов построения изделия, отвлекаясь от их реализуемости и физической состоятельности, равно произведению альтернатив частных технических решений, т. е.

$$N = \prod_{i=1}^n K_i, \quad (2.30)$$

где K_i — число альтернатив i -го частного технического решения; n — количество возможных частных решений.

В [65] предлагается различать классификационные признаки изделия (например, A, B, C, D и т. п.), каждому из которых соответствует определенное число аль-

тернатив (например, a_i, b_j, c_k, d_q и т. п.). В соответствии с этим каждой альтернативе может быть приписано множество состояний и, в частности,

и т. д. $a_i \in A; b_j \in B; c_k \in C$

При таком подходе наборы альтернатив a_i, b_j, \dots , на базе которых формируется система с классификационными признаками A, B, \dots , вероятность состояния которой задана q -мерной плотностью распределения, представляет собой поверхность в пространстве параметров a_i, b_j, \dots . Элементы подобной системы могут быть взаимонезависимыми либо иметь функциональные или статистические связи друг с другом.

Степень совершенства разрабатываемой структуры может быть оценена энтропией ее состояния [65]. При этом оптимальным является вариант структуры, характеризующийся наименьшей неопределенностью.

Что же касается количественной оценки эффективности различных вариантов структуры, то она может быть выполнена по методике, изложенной в гл. 9.

Естественно, что по мере развития науки и техники может происходить изменение представления об оптимальности той или иной структуры, обусловленное изменениями способов реализации заданных параметров и характеристик.

Следует отметить, что метод альтернатив наряду с теорией игр находит также широкое применение при принятии инженерных решений и является одной из логических основ инженерного проектирования [64].

Рассмотрим сущность методики планирования новизны на примере разработки вариантов структуры устройства автоматического контроля каналов связи, список альтернатив для которого представлен в табл. 2.12.

Возможное число вариантов структур рассматриваемого типа устройства согласно формуле (2.30) и данным табл. 2.12 составляет

$$N=2 \cdot 2 \cdot 2 \cdot 2 \cdot 2 \cdot 2=128.$$

Словесное описание каждого из возможных вариантов и уточнение количества реализуемых эффективных вариантов может быть выполнено на базе табл. 2.13, представляющей собой матрицу совместимых частных технических решений (обозначены через «1»).

Обычно при определении на базе табл. 2.13 возможных вариантов построения устройства можно ограничиться перебором сочетаний, отличающихся одним, двумя и тремя параметрами.

В процессе составления словесных описаний возможных вариантов структур проектируемого изделия исключаются варианты, не имеющие физического смысла;

исключаются тривиальные решения, не обладающие существенной новизной и эффективностью;

фиксируются запатентованные ранее структуры.

Таблица 2.12

Альтернативы частных технических решений	Число альтернатив
Контроль осуществляется непрерывно (p_1^1) или периодически (p_2^1)	2
Контроль обеспечивается в полосе частот информационного канала (p_2^1) или с использованием выделенного для этой цели субканала (p_2^2)	2
Контроль осуществляется по степени искажения информационных сигналов (p_3^1) или с использованием специальных тестовых сигналов (p_3^2)	2
Контроль обеспечивается по одному (p_4^1) или одновременно по нескольким параметрам (p_4^2)	2
Субканал используется только для контроля (p_5^1) или для контроля и обмена другой информацией (p_5^2)	2
Контроль осуществляется на обоих концах канала раздельно по направлениям приема и передачи (p_6^1) или на одном конце канала с образованием шлейфа на его другом конце (p_6^2)	2
Контроль осуществляется по выделенному субканалу без дополнительной проверки состояния информационного канала при поступлении сигнала „Авария“ (p_7^1) или с дополнительной проверкой состояния информационного канала после поступления упомянутого сигнала (p_7^2)	2

Задачи патентования и реализации значительно упрощаются при сведении соответствующих вариантов к стандартной позиции, под которой подразумевается возможность их воспроизведения с помощью серийно выпускаемых микроузлов и микроблоков, т. е. изделие может быть выполнено на базе типовых звеньев.

Деятельность проектировщика-изобретателя происходит в условиях убывающей новизны по мере развития соответствующей отрасли науки и техники. В этом отношении известный интерес представляет классификация этапов развития отрасли (фирмы), предложенная в [63] (см. рис. 2.10):

а) этап неограниченных возможностей (инженерных изобретений);

б) период расцвета (максимальных возможностей);

в) этап исчерпанных возможностей (период заката).

Различного рода усовершенствования и модернизации качественно не изменяют картины, представленной на рис. 2.10. Поэтому для успешного развития и благополучного существования отрасли (фирмы) на определенном этапе должен быть совершен «прорыв» на но-

Таблица 2.13

Альтернативы	p_1^1	p_1^2	p_2^1	p_2^2	p_3^1	p_3^2	p_4^1	p_4^2	p_5^1	p_5^2	p_6^1	p_6^2	p_7^1	p_7^2
p_1^1	■	■	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
p_1^2	■	■	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
p_2^1			■	■	1	1	1	1	0	0	1	1	0	0
p_2^2			■	■	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
p_3^1					■	■	1	1	1	1	1	1	1	1
p_3^2					■	■	1	1	1	1	1	1	1	1
p_4^1							■	■	1	1	1	1	1	1
p_4^2							■	■	1	1	1	1	1	1
p_5^1									■	■	1	1	1	1
p_5^2									■	■	1	1	1	1
p_6^1											■	■	1	1
p_6^2											■	■	1	1

вые «территории», т. е. выявлены структуры изделий принципиально новых типов. Важную роль в этом призван сыграть описанный выше метод планирования новизны разрабатываемых изделий.

Примеры пользования табл. 2.13

1. Сочетание для первой строки:

а) с одним отличающимся параметром

$$p_1^1 p_2^1 p_3^1 p_4^1 p_5^1 p_6^1 p_7^1; \quad p_1^1 p_2^2 p_3^1 p_4^1 p_5^1 p_6^1 p_7^1;$$

$$p_1^1 p_2^1 p_3^2 p_4^1 p_5^1 p_6^1 p_7^1; \quad p_1^1 p_2^1 p_3^1 p_4^2 p_5^1 p_6^1 p_7^1;$$

$$p_1^1 p_2^1 p_3^1 p_4^1 p_5^2 p_6^1 p_7^1; \quad p_1^1 p_2^1 p_3^1 p_4^1 p_5^1 p_6^2 p_7^1;$$

$$p_1^1 p_2^1 p_3^1 p_4^1 p_5^1 p_6^2 p_7^1;$$

б) с двумя отличающимися параметрами

$$p^1_1 p^2_2 p^3_3 p^1_4 p^1_5 p^1_6 p^1_7; \quad p^1_1 p^1_2 p^1_3 p^2_4 p^2_5 p^1_6 p^1_7$$

$$p^1_1 p^1_2 p^1_3 p^1_4 p^1_5 p^2_6 p^2_7;$$

в) с тремя отличающимися параметрами

$$p^1_1 p^2_2 p^2_3 p^2_4 p^1_5 p^1_6 p^1_7; \quad p^1_1 p^1_2 p^1_3 p^1_4 p^2_5 p^2_6 p^2_7.$$

2. Составить словесное описание сочетания

$$p^1_1 p^2_2 p^2_3 p^2_4 p^1_5 p^1_6 p^2_7.$$

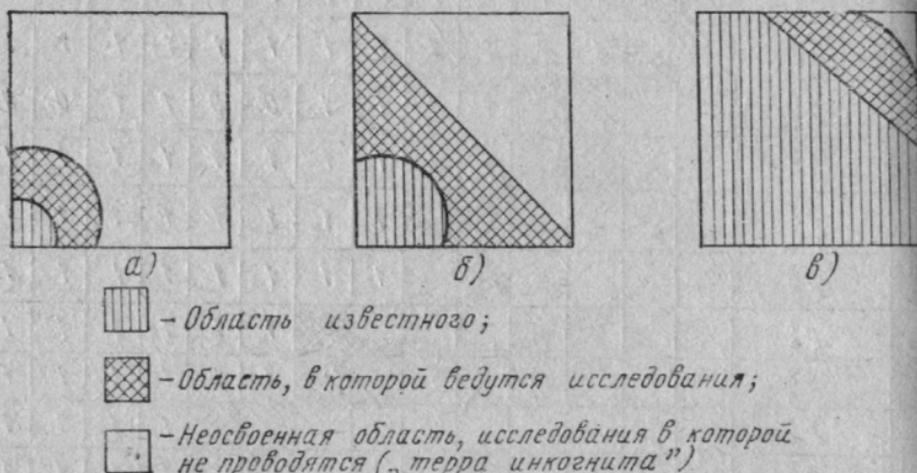


Рис. 2.10. Этапы развития отрасли (фирмы):

а — неограниченные возможности; б — расцвет; в — закат

Устройство автоматического контроля каналов связи, характеризующееся тем, что контроль осуществляется непрерывно с использованием выделенного для этой цели субканала и специальных тестовых сигналов, одновременно по нескольким параметрам (уточняются при конкретной технической проработке), причем субканал используется только для целей контроля, который осуществляется отдельно по направлениям приема и передачи с помощью устройств, размещенных на обоих концах канала, а при поступлении сигнала «Авария» производится дополнительная проверка состояния информационного канала.

Изобретательство как творческий процесс достаточно подробно освещено в литературе [29, 64, 66].

СХЕМОТЕХНИКА И ЭЛЕМЕНТНАЯ БАЗА ЦИФРОВОЙ МЭА

3.1. Особенности проектирования цифровых устройств

Особенности схемотехники цифровых устройств определяются главным образом характером сигналов, передаваемых в процессе обмена информацией.

Как уже отмечалось, устройства аналогового действия обеспечивают обмен сигналами, непосредственно несущими в себе информацию. Такие сигналы обладают многозначностью по уровню, частоте, фазе, форме, динамическому диапазону и т. п. Поэтому для получения выходного сигнала, который бы с минимальными искажениями воспроизводил входной сигнал (именно это характеризует качество тракта обмена аналоговой информацией), необходимо предъявить жесткие требования к стабильности и точности параметров узлов и блоков, а также к устройствам аналогового действия в целом.

Так как полупроводниковые ИМС, обладающие более высокой степенью интеграции, чем другие разновидности микросхем, характеризуются сравнительно невысокой стабильностью и недостаточной точностью параметров, то при использовании их в устройствах аналогового действия, как правило, возникает потребность в применении дополнительных навесных элементов. Последние призваны решать задачи стабилизации и коррекции параметров аппаратуры рассматриваемого типа.

Перечисленные факторы в известной степени способствуют широкому применению в устройствах аналогового действия гибридных интегральных микросхем.

Цифровые устройства обеспечивают передачу и прием только символов двух типов, которые принято обозначать 1 и 0. Эти символы непосредственно не несут в себе информации, а соответствуют некоторым энергетическим уровням, которые определенным образом воздействуют на элементы электрической цепи.

С учетом этого особенности схемотехники цифровых устройств определяются следующими основными факторами:

менее жесткими, чем у устройств аналогового действия, требованиями к точности и стабильности параметров и характеристик. Это способствует более широкому (по сравнению с аналоговой техникой) применению полупроводниковых ИМС, в том числе с высокой степенью интеграции (включая большие полупроводниковые ИМС). Одновременно резко снижается потребность в применении дополнительных навесных элементов;

возможностью реализации функциональных преобразований любой сложности с помощью ограниченного набора базовых логических элементов и элементов памяти; решением задач сопряжения узлов, субблоков и блоков в основном без использования специальных согласующих элементов;

адаптивностью цифровых структур к системным методам проектирования и математического моделирования. Это выражается в простоте и доступности наращивания объема выполняемых функций; приспособленности к эффективному использованию комбинаторики при компоновке структур с заданными свойствами, в возможности реализации заданного варианта устройства с помощью некоторого набора возможных сочетаний интегральных микросхем, обладающих взаимозаменяемостью, но реализующих соответствующие функциональные преобразования с различным уровнем избыточности, а следовательно, и материальных затрат, в возможности синтеза цифровых структур любой сложности с заданными свойствами на основе алгебры логики.

Как уже отмечалось, различают два основных класса цифровых устройств: логические, или комбинационные, структуры и последовательностные структуры, или дискретные автоматы. Последние имеют две разновидности: детерминированную и вероятностную.

В детерминированных дискретных автоматах конкретным сочетаниям входных сигналов при данном состоянии их памяти соответствует определенный выходной сигнал. В устройствах второго типа такая однозначность отсутствует; в них под действием одной и той же совокупности входных сигналов с некоторой вероятностью может иметь место одно из нескольких возможных состояний. В настоящее время наибольшее распространение получили детерминированные дискретные автоматы, вопросы построения и оптимизации которых

широко освещены в имеющихся публикациях [9, 32, 47, 49, 53, 54 и др.].

Наиболее универсальным логическим элементом, используемым при построении комбинационных устройств, является инвертор. На его основе путем параллельного соединения активных компонентов, подключаемых к общей нагрузке, реализуются элементы ИЛИ-НЕ, а при последовательном соединении компонентов, также подключаемых к общей нагрузке, — элементы И-НЕ.

К наиболее распространенным функциональным узлам, используемым при построении комбинационных устройств, относятся сумматоры, дешифраторы и преобразователи кодов.

Учитывая, что элементы пороговой логики в настоящее время еще не имеют надлежащей промышленной базы, последующее изложение в части элементной базы комбинационных устройств ведется применительно к параметрам и характеристикам элементов ключевого типа.

При построении дискретных автоматов наиболее широко используются функциональные узлы, выполненные на основе различных видов триггеров. К таким узлам относятся сдвиговые регистры и счетчики, а в последние годы — также микропроцессоры.

Оценим возможности основных типов полупроводниковых ИМС общего применения при использовании их в цифровых устройствах.

3.2. Базовые элементы для цифровых интегральных микросхем

В интегральной электронике наибольшее распространение получили логические элементы потенциального типа, которые реализуют требуемые функциональные преобразования без применения реактивных компонентов. Поэтому в дальнейшем рассматриваются только ИМС данного типа, схемотехнические и функциональные возможности которых определяются следующими основными параметрами [14, 53, 67]:

максимальным уровнем нуля U_0 и минимальным уровнем единицы U_1 , которые характеризуют работу логического элемента в «наихудших условиях», т. е. при максимальной интенсивности дестабилизирующих факторов (температуры, влажности и т. п.), наибольших от-

клонениях от номинального значения напряжения источника электропитания и сопротивления нагрузки;

нагрузочной способностью или коэффициентом разветвления по выходу $K_{\text{раз}}$, определяемым максимальным числом аналогичных функциональных элементов, которые могут быть подключены к выходу данной ИМС при нахождении логических уровней в пределах от \bar{U}_0 до \underline{U}_1

коэффициентом объединения по входу $K_{\text{об}}$, характеризующим максимальное число логических входов ИМС. Так как обычно для узлов И $K_{\text{об}} = 2 \div 6$, а для узлов ИЛИ $K_{\text{об}} = 2 \div 4$, то при построении соответствующих устройств часто применяются логические расширители, обеспечивающие $K_{\text{об}} \geq 10$;

средним временем задержки сигнала $t_{\text{з.ср}}$, характеризующим быстродействие ИМС рассматриваемого типа, определяемым временем перехода микросхемы от уровня логического 0 к уровню логической 1 (время включения t_{01}) и наоборот (время выключения t_{10}). На данный показатель наибольшее влияние оказывают режимы использования транзисторов (насыщенный или ненасыщенный) и потребляемая ими мощность от источников электропитания.

Среднее время задержки

$$t_{\text{з.ср}} = \frac{1}{2} (t_{01} + t_{10}); \quad (3.1)$$

статической помехоустойчивостью, определяемой максимально допустимым напряжением статической помехи, при которой обеспечивается устойчивая работа логического элемента при нормированных для него значениях \bar{U}_0 и \underline{U}_1 . Соответственно различают статическую помехоустойчивость по уровням нуля $U_{\text{п0}}$ и единицы $U_{\text{п1}}$. При этом $U_{\text{п0}}$ определяется разностью напряжений в точках, соответствующих значению \bar{U}_0 и перегибу кривой минимальных значений передаточной характеристики ИМС, а $U_{\text{п1}}$ — разностью значения \underline{U}_1 и напряжения в точке перегиба кривой максимальных значений передаточной характеристики ИМС.

Коэффициент статической помехоустойчивости определяется в виде

$$K_{\text{п}}^1 = \frac{U_{\text{п1}}}{\Delta U_{\text{мин}}} \quad \text{или} \quad K_{\text{п}}^0 = \frac{U_{\text{п0}}}{\Delta U_{\text{мин}}}, \quad (3.2)$$

где $\Delta U_{\text{мин}}$ — минимально допустимый перепад уровней; $K_{\text{п}}^1$ и $K_{\text{п}}^0$ — коэффициенты статической помехоустойчивости для логических уровней единицы и нуля;

потребляемой мощностью, характеризующей потребление энергии от источника электропитания в состояниях «включено» (P_1) и «выключено» (P_0). В зависимости от типа применяемых активных компонентов и схемных решений ИМС могут потреблять наибольшую мощность переходного процесса ($P_{\text{п.п}}$). Интегральные микросхемы, у которых $P_1 \gg P_{\text{п.п}}$ и $P_0 \gg P_{\text{п.п}}$, характеризуются средним значением потребляемой мощности

$$P_{\text{ср}}^* = \frac{1}{2} (P_1 + P_0). \quad (3.3)$$

Классификация ИМС по потребляемой мощности соответствует приведенной в § 1.2.

Рассмотренные параметры взаимозависимы и поэтому обычно улучшение одного из них приводит к ухудшению других. Особенно это характерно для зависимости между потребляемой мощностью и быстродействием. При сравнении ИМС различных типов обычно в качестве обобщенного показателя используют энергию единичного переключения инвертора P_{τ} . Для ИМС одноступенчатой логики И-НЕ и ИЛИ-НЕ на биполярных транзисторах $P_{\tau} = 50 \div 100$ пДж, а в разработках последних лет $P_{\tau} = 0,5 \div 20$ пДж [32] и менее.

Рассмотрим теперь структуру базовых функциональных элементов, реализующих функции инверсий НЕ, конъюнкции И и дизъюнкции ИЛИ. В общем случае инвертор (рис. 3.1,а) содержит активный АЭ и нагрузочный НЭ элементы, последний из которых включен в коллекторной или стоковой цепи первого. При этом нагрузочный элемент может быть пассивным или активным, в том числе управляемым входным сигналом.

Элемент ИЛИ-НЕ реализуется параллельным подключением ряда АЭ, соединяемых с общим НЭ (рис. 3.1,б). Если на вход хотя бы одного АЭ поступает сигнал с уровнем логической 1, то соответствующий АЭ переходит в режим насыщения и на выходе элемента ИЛИ-НЕ появляется сигнал с уровнем логического 0.

Элемент И-НЕ реализуется последовательным соединением ряда АЭ₁—АЭ_n и НЭ (рис. 3.1,в). В этом

случае выходной сигнал с уровнем логического 0 появляется только при подаче уровня логической 1 на входы всех АЭ и они переходят в режим насыщения.

По описанным принципам строятся также многоступенчатые логические узлы. В качестве иллюстрации на рис. 3.1, г, д приводятся структурные схемы узлов, реализующих операции ИЛИ-И-НЕ и И-ИЛИ-НЕ.

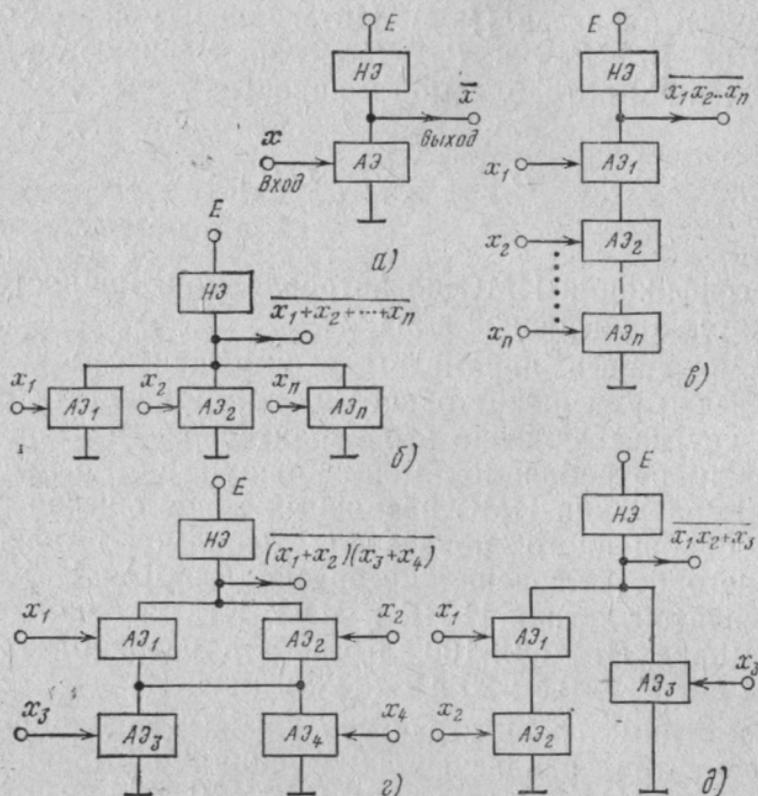


Рис. 3.1. Структурные схемы простейшего инвертора (а), одноступенчатых логических элементов ИЛИ-НЕ (б), И-НЕ (в) и многоступенчатых логических элементов ИЛИ-И-НЕ (г) и И-ИЛИ-НЕ (д)

Типовые схемы однокаскадных инверторов на биполярных и МДП-транзисторах изображены на рис. 3.2.

Инвертор на биполярном транзисторе является базовым для ИМС первого поколения, в которых была реализована транзисторная логика с непосредственными связями (ТЛНС), резисторно-транзисторная логика (РТЛ) и резисторно-транзисторная логика с емкостными связями (РЕТЛ) [14].

Узлы ТЛНС потребляют незначительную мощность и имеют достаточно высокое быстродействие. Вместе с тем они весьма чувствительны к разбросу входных характеристик транзисторов, что приводит к ухудшению нагрузочных характеристик и помехоустойчивости ИМС. Для устранения данного недостатка в цепи транзисторов включены резисторы R_6 , компенсирующие разброс их входных характеристик (РТЛ). Однако при этом произошло снижение быстродействия ИМС, что побуди-

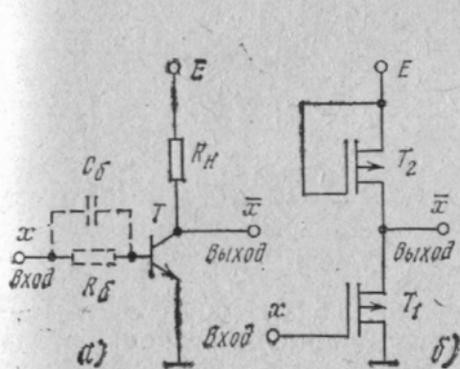


Рис. 3.2. Схемы однотактных инверторов на биполярном (а) и МДП-транзисторах (б):

R_H — сопротивление нагрузки; R_6 и C_6 — сопротивление и емкость в цепи базы биполярного транзистора

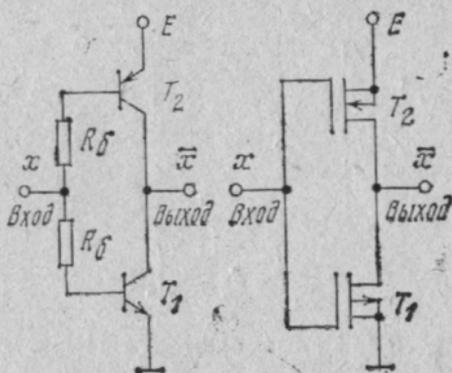


Рис. 3.3. Схемы инверторов на комплементарных биполярных (а) и МДП-транзисторах (б)

ло к применению конденсаторов C_6 (РЕТЛ). Так как последние занимают сравнительно большую площадь на подложке ИМС, то реализация структур РЕТЛ с высокой степенью интеграции оказалась невозможной.

Существенно лучшими показателями обладают инверторы на МДП-транзисторах, у которых АЭ и НЭ реализуются на одностипных структурах и нет необходимости в применении дополнительных элементов.

Существенное улучшение характеристик логических элементов достигается при построении инверторов на комплементарных транзисторах биполярного и МДП-типов (рис. 3.3). В таких схемах эффективно используется идентичность параметров транзисторов, выполненных на общей подложке (так называемый «эффект парности»).

В настоящее время большое распространение получили схемы логических элементов на МДП-транзисто-

рах. При этом в микромошных больших ИМС предпочтение отдается структурам n МДП-типа, т. е. с каналами n -типа, которые требуют меньше площади и потребляют меньшую мощность, чем структуры p МДП-типа [32].

В узле на комплементарных транзисторах активный и нагрузочный элементы включены в противофазе. Поэтому независимо от полярности сигнала один из транзисторов пары оказывается закрытым, благодаря чему в статическом режиме такой инвертор потребляет весьма незначительную мощность.

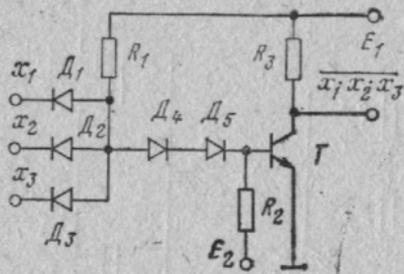


Рис. 3.4. Схема элемента И-НЕ ДТЛ

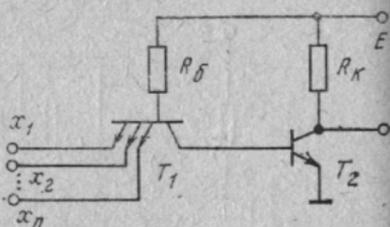


Рис. 3.5. Схема элемента И-НЕ на многоэмиттерном транзисторе

Учитывая, что реализация в одном кристалле биполярных структур с противоположными типами проводимости крайне затруднительна, более широкое распространение получили логические элементы на МДП-транзисторах, несмотря на то, что они требуют большей площади для размещения компонентов и имеют более высокую стоимость. Выпуск же инверторов на комплементарных биполярных транзисторах практически прекращен.

На рис. 3.4—3.10 приведены принципиальные схемы ряда реализаций логических базовых элементов.

Одна из первых реализаций элемента И-НЕ на ДТЛ изображена на рис. 3.4. В данной схеме логическая операция И выполняется с помощью диодов $D_1—D_3$, а инверсия — с помощью транзистора T . Диоды D_4 и D_5 и резистор R_2 обеспечивают улучшение помехоустойчивости за счет введения порога ограничения. Описанный элемент имеет высокую нагрузочную способность и значительный коэффициент объединения по входу, а также повышенную помехоустойчивость и хорошее быстродействие [14, 20, 32, 53, 67]. К недостаткам ДТЛ относится наличие большого числа разнородных компонен-

Особенно эффективным при реализации элементов ТТЛ является применение многоэмиттерных транзисторов. Схема узла, реализующего на таком транзисторе операцию И-НЕ, изображена на рис. 3.5.

Эмиттерные переходы транзистора рассматриваемого типа выполняют примерно такие же функции, как и диоды $D_1—D_3$ в схеме, изображенной на рис. 3.4, а коллектор данного транзистора выполняет роль смещающего диода. При применении многоэмиттерного транзистора

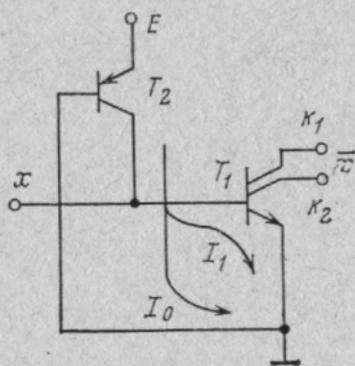


Рис. 3.9. Схема инвертора с инжекционным питанием

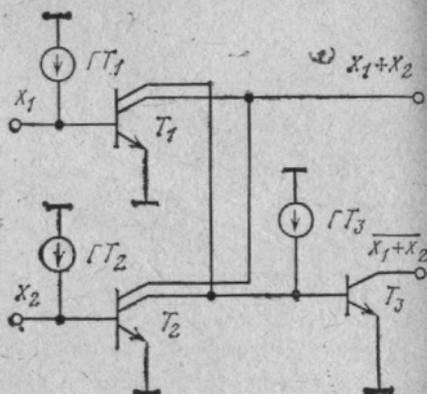


Рис. 3.10. Схема каскада на инжекционных элементах, реализующего логические операции ИЛИ и ИЛИ-НЕ

удается повысить быстродействие ИМС за счет увеличения скорости рассасывания неосновных носителей, накопленных в базе транзистора, и улучшить помехоустойчивость.

В большинстве практических случаев применяются элементы ТТЛ с использованием так называемого сложного инвертора, схема которого изображена на рис. 3.6. В такой схеме удастся ускорить перезаряд выходной емкости узла и повысить его нагрузочную способность. Кроме того, в описанной схеме удастся повысить устойчивость работы узла за счет более четкого различения управляющих потенциалов.

Для дальнейшего повышения быстродействия элементов ТТЛ в последние годы все шире применяется транзистор с диодом Шоттки, шунтирующим коллекторный переход. Условное обозначение такого элемента, именуемого транзистором Шотти (ТШ), дается на рис. 3.7,а; а на рис. 3.7,б приводится эквивалентная схема прибора. Введение нелинейной отрицательной об-

ратной связи через диод D предотвращает насыщение транзистора T и тем самым способствует повышению быстродействия логического элемента. Топологически транзистор Шоттки реализуется в виде $n-p-n$ структуры, контакт к базе которой удлинен до области коллектора (функциональные элементы типа ТТЛШ).

Наиболее высоким быстродействием обладают элементы транзисторной логики с эмиттерной связью (ТЛЭС) и транзисторной логики на переключателях тока (ТЛПТ) [32].

В схеме узла ТЛПТ, изображенной на рис. 3.8, входные ключи выполнены на транзисторах $T_1—T_4$ с базовыми резисторами $R_{б1}—R_{б4}$, дифференциальный усилительный каскад — на транзисторах T_4, T_5 и резисторах $R_{к1}, R_{к2}, R_{э1}$, цепь смещения — на транзисторе T_6 , диодах D_1, D_2 и резисторах $R_{э2}, R_{см1}, R_{см2}$, выходные эмиттерные повторители — на транзисторах T_7, T_8 . При отпирании любого из ключевых транзисторов $T_1—T_4$ транзистор T_5 запирается. Напряжение на резисторе $R_{э1}$ при смене логических уровней остается примерно постоянным, так как через него всегда протекает ток по цепи $R_{к1}—T_4$ или $R_{к2}—T_5$. Неинвертированный выходной сигнал снимается с выхода эмиттерного повторителя на транзисторе T_7 , а инвертированный — с аналогичного каскада на транзисторе T_8 .

Среднее время задержки сигнала в описанных логических элементах составляет 0,9—1 нс, а потребляемая мощность от десятков до сотен милливатт. Элементы ТЛЭС несовместимы с другими системами логических элементов. Поэтому, несмотря на то, что элементы ТЛЭС по ряду свойств превосходят элементы ТТЛ, продолжают поиски более совершенной системы логических элементов, пригодных для больших цифровых ИМС. К ним относятся элементы с инжекционным питанием типов ИИЛ и И²Л [32, 68], перспективность которых обусловлена малой величиной $R\tau$ (к тому же слабо зависящей от частоты переключения), небольшой площадью, занимаемой на подложке компонентами, а также сравнительной простотой технологии изготовления. Немаловажно и то, что работа таких элементов обеспечивается при небольших напряжениях источника электропитания (0,5—1 В).

На рис. 3.9 изображена схема инвертора, содержащего активный элемент с инжекционным питанием. Ха-

рактерной особенностью рассматриваемого функционального узла является наличие в нем многоколлекторного транзистора T_1 . В базовой цепи такого транзистора включен транзистор-инжектор T_2 $p-n-p$ типа, играющий роль генератора тока ($ГТ$). Принцип действия рассматриваемого элемента состоит в том, что под действием потенциала входного сигнала изменяются направление и сила тока I , причем при подведении ко входу уровня логической 1 через элемент протекает ток I_1 и происхо-

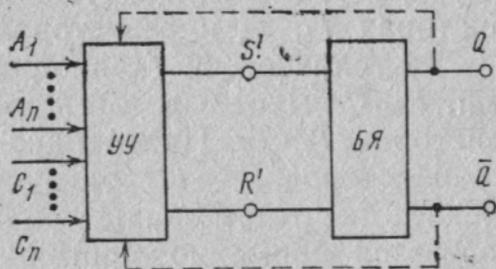


Рис. 3.11. Обобщенная схема синхронного триггера

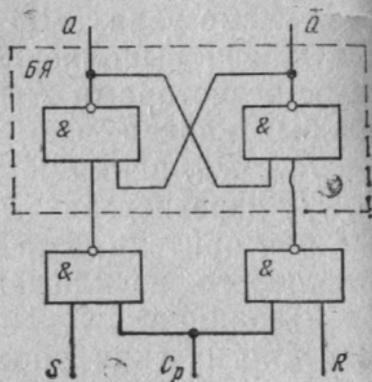


Рис. 3.12. Структурная схема синхронного RS -триггера

дит инжекция неосновных носителей (дырок) в базу транзистора T_2 и в эмиттер транзистора T_1 . Вследствие этого переход коллектор — база транзистора T_1 оказывается смещенным в прямом направлении и он переходит в режим насыщения. На выходе этого транзистора появляется уровень логического 0. При воздействии на вход транзистора T_2 уровня логического 0 ток через транзистор T_1 определяется утечкой транзистора T_2 (I_0), переход эмиттер — база которого смещен в обратном направлении. Вследствие этого выходное сопротивление транзистора T_1 резко возрастает и на его выходе появляется уровень логической 1.

На рис. 3.10 изображена схема каскада с инжекционными элементами, реализующего операцию ИЛИ-НЕ (ИЛИ), где $ГТ_1—ГТ_3$ —генераторы тока по типу выполненного в схеме на рис. 3.9 на транзисторе T_2 . В рассматриваемой схеме коллекторы транзисторов T_1, T_2 соединены попарно, что позволяет на одном из выходов каскада иметь неинвертированный сигнал, а на другом — инвертированный.

Описанные выше элементы обеспечивают реализацию комбинационных устройств различного назначения и сложности. Что же касается дискретных автоматов, то основными базовыми элементами для них являются триггеры.

Триггер, обобщенная схема которого изображена на рис. 3.11, представляет собой устройство с двумя устойчивыми состояниями, содержащее бистабильную ячейку $БЯ$ и управляющий узел $УУ$. Бистабильная ячейка

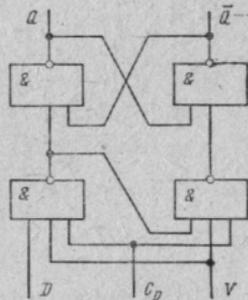
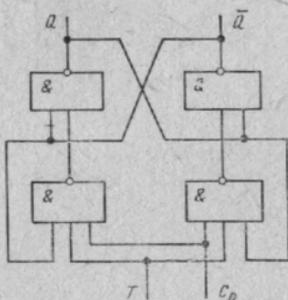
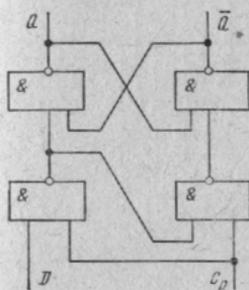


Рис. 3.13. Структурная схема синхронного D -триггера

Рис. 3.14. Структурная схема синхронного T -триггера

Рис. 3.15. Структурная схема синхронного DV -триггера

представляет собой исполнительный элемент триггера и обычно выполняется на двух ключах [53]. Управляющий узел преобразует информацию, поступающую на входы $A_1—A_n$, в комбинацию сигналов, определяющих состояние бистабильной ячейки в данный момент времени.

Различают синхронные и асинхронные триггеры. Запись информации в первые осуществляется непосредственно при поступлении сигнала на входы $A_1—A_n$. Что же касается синхронных триггеров, то запись информации в них обеспечивается только при поступлении на соответствующие входы ($C_1—C_n$ на рис. 3.11) тактового (разрешающего) импульса. На рис. 3.11 и приводимых ниже схемах триггеров конкретных типов обозначения Q и \bar{Q} указывают на их противоположное состояние, а X — на неопределенность состояния.

Учитывая, что в настоящее время преобладающее распространение получили синхронные триггеры, их описание дается ниже.

Известно, что в интегральной электронике практическое применение нашли RS -, D -, T -, RST -, DV - и JK -триггеры.

Синхронный RS -триггер, структурная схема которого изображена на рис. 3.12, имеет два логических входа: R и S , через которые соответственно обеспечиваются установка 1 и 0. Функционирование RS -триггера описывается табл. 3.1, где через n и $n+1$ обозначены предыдущий и последующий рабочие такты.

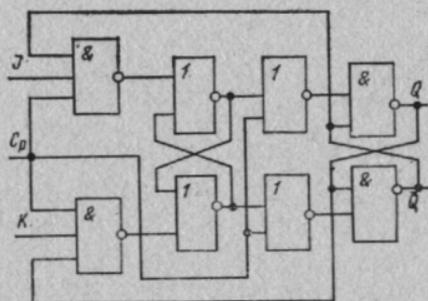


Рис. 3.16. Структурная схема синхронного JK -триггера на элементах И-ИЛИ-НЕ (ИЛИ-И-НЕ)

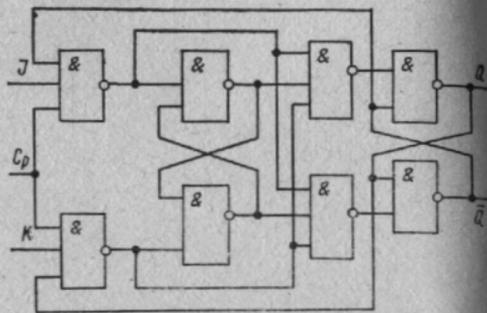


Рис. 3.17. Структурная схема синхронного JK -триггера на элементах И-НЕ

Синхронный D -триггер представляет собой запоминающий элемент с одним входом D . Структурная схема такого триггера изображена на рис. 3.13, а его функционирование описывается табл. 3.2.

Синхронный T -триггер представляет собой счетчик с одним входом T . Структурная схема такого триггера изображена на рис. 3.14, а его функционирование описывается табл. 3.3.

Синхронный RST -триггер сочетает свойства RS - и T -триггеров, т. е. он обеспечивает отдельную установку 1 и 0 и счет импульсов. Функционирование RST -триггера описывается табл. 3.4.

Синхронный DV -триггер, структурная схема которого изображена на рис. 3.15, по сравнению с D -триггером имеет дополнительный информационный вход V . При наличии на этом входе потенциала логической 1 он функционирует как D -триггер, а при подаче на его вход потенциала логического 0 (сигнала запрета) он сохраняет исходное состояние независимо от наличия информации на входе D . Функционирование DV -триггера описывается табл. 3.5.

Синхронный JK -триггер, структурная схема которого изображена на рис. 3.16, а функционирование описывается табл. 3.6, обладает наиболее универсальными свойствами. На его основе путем несложных преобразований могут быть получены схемы RS -, D - и T -триггеров. Поэтому триггер данного типа наиболее часто реализуется

Таблица 3.1

R^n	S^n	Q^{n+1}	R^n	S^n	Q^{n+1}
0	0	Q^n	1	0	0
0	1	1	1	1	X

Таблица 3.2

D^n	Q^{n+1}
0	0
1	1

Таблица 3.3

T	Q^{n+1}
0	Q^n
1	\bar{Q}^n

Таблица 3.4

R	S	T	Q^{n+1}	R	S	T	Q^{n+1}
0	0	0	Q^n	1	0	0	0
0	0	1	\bar{Q}^n	1	0	1	X
0	1	0	1	1	1	0	X
0	1	1	X	1	1	1	X

Таблица 3.5

V	D	Q^{n+1}
0	0	Q^n
0	1	\bar{Q}^n
1	0	0
1	1	1

Таблица 3.6

J	K	Q^{n+1}
0	0	Q^n
0	1	0
1	0	1
1	1	\bar{Q}^n

как в виде отдельных ИМС, так и в составе больших ИМС. В данной схеме JK -триггер реализуется на элементах И-ИЛИ-НЕ (ИЛИ-И-НЕ). Другой вариант реализации такого триггера на элементах И-НЕ представлен на рис. 3.17.

3.3. Интегральные микросхемы для цифровой МЭА. Структура и основные параметры

Рассмотрим серии интегральных микросхем, выпускаемых промышленностью и представляющих собой совокупность нескольких типов ИМС, которые могут выполнять различные функции, имеют одинаковое конструктивное выполнение и предназначены для совместного использования.

В настоящее время большинство цифровых ИМС выполняется на основе ТТЛ и МДПЛ-элементов, постепенно внедряются в промышленность ИМС на основе И²Л-элементов, выпуск же цифровых ИМС на других типах элементов значительно уменьшился.

Типичным примером цифровых ИМС на основе ТТЛ-элементов со средним быстродействием является серия К158 [48]. В состав

серии входят ИМС одноступенчатой логики, двухступенчатой логики и универсального JK-триггера. При довольно ограниченном количестве типов в серии (восемь) данный набор позволяет рационально строить практически все необходимые цифровые структуры. Микросхема К1ЛБ581 представляет собой два логических элемента И-НЕ на четыре входа, К1ЛБ582 — логический элемент И-НЕ на восемь входов, К1ЛБ583 — четыре логических элемента И-НЕ на два входа, К1ЛБ584 — три логических элемента И-НЕ.

Двухступенчатые логические элементы данной серии выполняют операцию И-ИЛИ-НЕ и отличаются только количеством отдельных элементов и числом их входов. Так, ИМС К1ЛР581 содержит два элемента 2И-2ИЛИ-НЕ, К1ЛР583 — элемент 2-2-2-3И-4ИЛИ-НЕ, К1ЛР584 — элемент 4-4И-2ИЛИ-НЕ. Универсальный JK-триггер типа К1ТК581 имеет дополнительные логические элементы 3И на входе.

Все ИМС этой серии выполнены на основе базового элемента ТТЛ со сложным инвертором, схема которого практически повторяет рис. 3.6. Основные параметры ИМС серии К158 также типичны для современных разработок на основе ТТЛ со средним быстродействием, произведение Pt для одноступенчатой логики составляет около 50 пДж. Остальные параметры одноступенчатого логического элемента в ИМС серии К158 следующие: $U_0=0,3$ В; $U_1=2,4$ В; $K_{\text{рас}}=10$; $t_{з.ср}=30+80$ нс; $U_{\text{н}}=0,4$ В; $P \approx 5$ мВт (на элемент) [48].

Значительно большая номенклатура типов ИМС входит в состав широко распространенной серии К155 [48]. Данная серия ИМС выполнена на основе ТТЛ-элементов со сложным инвертором. Быстродействие элементов серии К155 выше, чем элементов серии К158. Однако произведение Pt для одноступенчатой логики составляет 370 пДж.

Кроме стандартных одноступенчатых логических ИМС в состав серии входят элементы с большим коэффициентом разветвления (за счет усложнения выходного каскада сложного инвертора).

В ИМС двухступенчатой логики предусмотрены возможности расширения по ИЛИ. Кроме того, в состав серии входят отдельные четырех- и восьмивходовые расширители по ИЛИ, ИМС с двумя D-триггерами; специализированная ИМС для записи и считывания информации с ЗУ и декадный счетчик с фазоимпульсным представлением информации. Параметры логического элемента ИМС серии К155 следующие: $U_0=0,4$ В; $U_1=2,4$ В; $K_{\text{рас}}=10$; $t_{з.ср}=18+25$ нс; $U_{\text{н}}=0,4$ В; $P \approx 20$ мВт [48].

Типичными примерами серий цифровых ИМС на основе МДП-элементов являются серии К172, К176, К178 [48]. В состав серий входят элементы одноступенчатой и двухступенчатой логики, а также RS- или D-триггеры. Все ИМС серий К172 и К178 выполнены на основе инвертора с МДП-транзистором в качестве нагрузки (см. рис. 3.2,б), а серии К176 — на основе инвертора на комплементарных МОП-транзисторах (см. рис. 3.3,б).

В состав серии К176 входят различные типы ИМС одноступенчатой логики: К176ЛП1 — универсальный логический элемент, представляющий собой три инвертора, у которых комплементарные транзисторы в двух инверторах не соединены; К176ЛП4 — два четырехвходовых элемента ИЛИ-НЕ и элемент НЕ; К176ЛП12 — два четырехвходовых элемента И-НЕ и элемент НЕ; К176ЛЕ5 — четыре двухвходовых элемента ИЛИ-НЕ; К176ЛЕ6 — два четырехвходовых элемента ИЛИ-НЕ; К176ЛЕ10 — три трехвходовых элемента ИЛИ-

НЕ; К176ЛА7 — четыре двухвходовых элемента И-НЕ; К176ЛА8 — два четырехвходовых элемента И-НЕ; К176ЛА9 — три трехвходовых элемента И-НЕ. Кроме того, в составе серии есть ИМС типа К176ТМ1, представляющие собой два D -триггера.

Параметры логического элемента ИМС серии К176 следующие: $U_0 \approx 0,3$ В; $U_1 = 8,2$ В; $K_{раз} = 100$; $t_{з.ср} = 300$ нс; $U_{п} = 0,9$ В; $P \approx 0,3$ мкВт (в статическом режиме).

Серия К178 состоит из ряда элементов двухступенчатой логики: К1ЛБ781 — два четырехвходовых элемента ИЛИ-НЕ (либо ИЛИ); К1ЛБ782 — десятивходовый элемент ИЛИ-НЕ (либо ИЛИ); К1ЛР781 — два двухвходовых элемента И-2ИЛИ (либо И-2ИЛИ-НЕ); одного элемента одноступенчатой логики К1ЛИ781 — четыре двухвходовых элемента И и RS-триггера с логическими элементами на входе.

Параметры элемента ИМС серии К178 следующие: $U_0 = 0,5$ В; $U_1 = 7,5 + 9,5$ В; $K_{раз} = 15$; $t_{з.ср} = 0,6 + 1,9$ мкс; $U_{п} = 1$ В; $P \approx 3 - 5$ мВт.

Наконец, типичным примером серии цифровых ИМС с высоким быстродействием на основе ТЛЭС является серия К138. Основой данной серии является схема, изображенная на рис. 3.8. В состав серии входят логические ИМС: К1ЛБ381 — восьмивходовый элемент ИЛИ-НЕ (либо ИЛИ); К1ЛБ382 — два четырехвходовых элемента ИЛИ-НЕ (либо ИЛИ); К1ЛБ383 — четыре двухвходовых элемента ИЛИ-НЕ; К1ЛБ384 — четыре двухвходовых элемента ИЛИ, а также RS-триггер К1ТР381 и D -триггер К1ТР382. Основные параметры логического элемента следующие: $U_0 = 1,55$ В; $U_1 = 1,01$ В; $t_{з.ср} = 5$ нс; $U_{п} = 0,1$ В; $P = 65$ мВт; $K_{раз} = 10$.

Произведение Pt составляет 325 пДж, что несколько меньше, чем у элементов серии К155.

На основе базовых элементов ТТЛ и КМДПЛ выполняются также серии больших полупроводниковых ИМС, представляющие собой субблоки или блоки МЭА. Эти устройства будут рассмотрены в гл. 6. Что же касается структуры и параметров других конкретных типов ИМС, а также методов проектирования интегральных узлов и блоков, то они достаточно полно освещены в имеющихся публикациях [8—10, 14, 16, 32, 44, 46—48, 51, 53, 54, 61, 67, 68].

Глава четвертая

СХЕМОТЕХНИКА И ЭЛЕМЕНТНАЯ БАЗА МЭА АНАЛОГОВОГО ДЕЙСТВИЯ

4.1. Особенности проектирования устройств аналогового действия на интегральных микросхемах

Миниатюризация устройств аналогового действия осуществляется более медленными темпами, чем устройств дискретного действия. Это, в первую очередь, обусловлено тем, что устройства первого типа в большей степени подвержены воздействию таких органических

недостатков базовых технологий микроэлектроники, как низкая стабильность и точность параметров компонентов, а также ограничениям по величинам и номенклатуре пассивных компонентов.

Элементарная база устройств аналогового действия характеризуется:

потребностью в широкой номенклатуре компонентов и узлов, реализующих все многообразие функциональных преобразований, представленных в табл. 2.2. Трудности выполнения средствами микроэлектроники таких традиционных элементов схемотехники, как катушки индуктивности и трансформаторы, требует изыскания принципиально новых методов реализации ряда функциональных преобразований и, в частности, фильтрации. Поэтому широкое распространение получают новые методы обработки аналоговой информации с использованием интегральных перемножителей и устройств фазовой автоподстройки, а также специфические для интегральной электроники радиочастотные и операционные усилители;

жесткими требованиями к стабильности и точности параметров, что во многих случаях исключает реализацию необходимого функционального преобразования на базе монолитных ИМС. Кроме того, обычно требуется обеспечить индивидуальную настройку и регулировку каждого функционального узла и субблока, что существенно затрудняет их выпуск;

экономической целесообразностью разработки аналоговых ИМС только для МЭА, выпускаемой крупными сериями.

Поэтому генеральным направлением конструирования МЭА аналогового действия является создание функционально полного ряда гибридных интегральных микросхем для каждой области техники [8]. Наиболее перспективным в настоящее время является выполнение больших гибридных ИМС в виде «непрерывной микросхемы» на основе монолитных ИМС общего применения (ОУ, гираторов, компараторов и др.) с непосредственным соединением их между собой без применения соединительных плат и размещением в общем корпусе. Такие ИМС представляют собой сравнительно сложные субблоки (например, УПЧ радиолокационного приемника или тракт ВЧ—УПЧ—детектор).

Создание больших гибридных ИМС для каждого конкретного класса МЭА позволяет существенно повысить ее надежность, значительно улучшить технико-экономические показатели и сократить сроки разработки и модернизации изделий.

Для больших гибридных ИМС аналогового типа характерно то, что их функционально полные ряды будут использоваться в течение сравнительно длительного времени. Поэтому в начале разработки конкретного типа МЭА необходимо оценить перспективность основных схмотехнических и технологических идей, предполагаемых к реализации, а также возможности периодической модернизации аппаратуры без принципиального изменения структуры элементов. Как уже отмечалось, большие гибридные ИМС аналогового действия базируются на многоцелевом использовании аналоговых монолитных бескорпусных ИМС широкого применения в сочетании с пленочными пассивными элементами и в случае необходимости также с некоторым количеством дополнительных элементов (бескорпусных тиристоров, транзисторов, диодов, оптопар, миниатюрных катушек индуктивности).

К аналоговым ИМС общего применения, в принципе, можно отнести в первую очередь интегральный операционный усилитель, обладающий очень широкими функциональными возможностями, что позволяет использовать его в функциональных преобразователях различного типа [70]. Наряду с ОУ разработан ряд монолитных аналоговых ИМС, обеспечивающих более узкие функциональные возможности, но позволяющих, как и ОУ, получить существенный технико-экономический эффект при проектировании ряда типов функциональных узлов (например, компараторов). По масштабам применения такие ИМС могут быть отнесены к приборам с ограниченной универсальностью. При бескорпусном исполнении они наряду с операционными усилителями составляют основную элементную базу для больших интегральных ИМС аналогового действия.

При определении наиболее целесообразных путей реализации МЭА аналогового действия с заданными свойствами необходимо в первую очередь оценить потребность в изделиях данного типа. Как известно, различают изделия уникальные, мелкосерийные, среднесерийные, крупносерийные и массового производства. Спе-

специализированные полупроводниковые ИМС с повышенной степенью интеграции и большие ИМС целесообразно разрабатывать только для изделий последних двух типов. Во всех остальных случаях следует ориентироваться на применение гибридных микросхем (в том числе больших гибридных ИМС), выполненных на базе бескорпусных полупроводниковых ИМС общего применения.

Оценим возможности базовых элементов ИМС общего применения, а также структуры и параметры интегральных полупроводниковых микросхем с позиций использования их при проектировании устройств аналогового действия.

4.2. Базовые элементы для интегральных микросхем аналогового действия

Схемотехника полупроводниковых аналоговых ИМС основывается на использовании уникальных свойств дифференциальных усилительных каскадов в части высокой точности и стабильности параметров, достигаемых при размещении на общей подложке транзисторов и коллекторных резисторов. С точки зрения расширения функциональных возможностей важное значение имеет наличие двух входов.

Важнейшим свойством дифференциального усилителя является его способность усиливать только разность поступающих на его входы сигналов и подавлять синфазные сигналы. Так как в интегральных дифференциальных усилителях удается обеспечить степень согласования характеристик элементов примерно на порядок выше, чем в аналогичных узлах на дискретных элементах, то коэффициент ослабления синфазных сигналов в них также существенно выше.

На рис. 4.1 показана простейшая схема дифференциального усилителя, состоящая из транзисторов T_1 и T_2 , выполненных на кремниевой подложке, резисторов $R_э$, $R_{к1}$, $R_{к2}$. Коэффициент подавления синфазного сигнала K_{Π} в таком усилителе, равный отношению коэффициента усиления для дифференциальной составляющей сигнала $K_{д}$ к коэффициенту усиления для синфазной составляющей $K_{с}$, согласно [32]

$$K_{\Pi} = K_{д}/K_{с} \approx R_э/R'_э, \quad (4.1)$$

где $R'_э = r_э + \frac{R_r + r_б}{\beta_0}$; $r_э$ — сопротивление эмиттерного

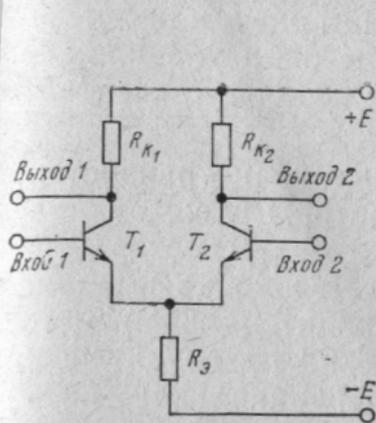


Рис. 4.1. Упрощенная схема дифференциального усилителя

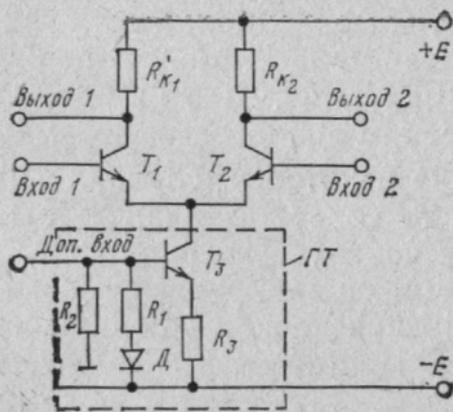


Рис. 4.2. Схема дифференциального усилителя с генератором тока

перехода; R_F — сопротивление генератора сигнала; r_b — сопротивление базы транзистора; β_0 — коэффициент передачи тока базы.

Для повышения K_{II} необходимо увеличить сопротивление резистора R_3 , в качестве которого обычно используется транзистор, включенный по схеме с общей базой (T_3 на рис. 4.2). Так как выходное сопротивление такого транзистора для переменной составляющей достаточно велико, то удастся получить большое значение K_{II} . При этом требуемый статический режим транзистора T_3 обеспечивается с помощью резисторов R_1 — R_3 , а его температурная стабилизация — с помощью диода D . Выходное сопротивление транзистора T_3

$$R_{\text{вых}} \approx \frac{r_{кз}}{\beta_{03}} + r_{кз} \frac{R_3}{(R_1 \parallel R_2) + R_3}, \quad (4.2)$$

где $r_{кз}$ — сопротивление коллекторного перехода транзистора T_3 ; β_{03} — коэффициент передачи тока базы.

Обычно сопротивление $R_{\text{вых}}$ составляет сотни килоом. Поэтому цепь с транзистором T_3 представляет собой генератор стабильного тока (ГТ на рис. 4.2), который широко используется в аналоговых ИМС.

Применение данного элемента в эмиттерных цепях дифференциальных усилителей расширяет их функции

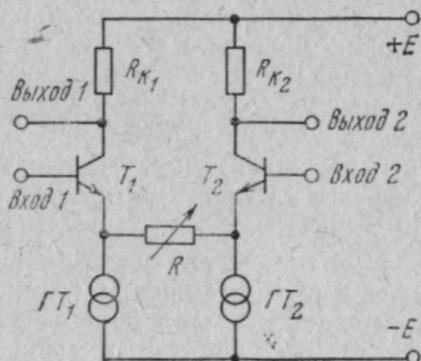


Рис. 4.3. Схема дифференциального усилителя с отдельными генераторами тока

ональные возможности, так как на базу или эмиттер транзистора T_3 можно подавать еще один управляющий сигнал (*Доп. вход* на рис. 4.2), что используется, в частности, в аналоговых перемножителях.

В некоторых случаях эмиттерные цепи транзисторов T_1, T_2 содержат отдельные генераторы тока IT_1, IT_2 , как показано на рис. 4.3. В этом случае резистор R , определяющий крутизну S и соответственно коэффициент усиления каскада, подключен к эквипотенциальным точкам. Поэтому изменение R в широких пределах не нарушает статического режима дифференциального каскада и позволяет обеспечить эффективную регулировку его усиления. Если вместо резистора R включить полевой транзистор в режиме управляемого сопротивления [12], то можно обеспечить автоматическую регулировку усиления, в частности, в устройствах АРУ радиоприемников.

Описанные свойства интегрального дифференциального каскада широко используются в схемотехнике практически всех типов аналоговых ИМС.

4.3. Аналоговые интегральные микросхемы. Их структура и основные параметры

Как уже отмечалось, к аналоговым ИМС общего применения относится операционный усилитель — усилитель напряжения с двумя входами и одним выходом, обладающий очень большим коэффициентом усиления при разомкнутой обратной связи ($K_{y,u} = 10^3 \div 10^6$), высоким входным $R_{вх}$ и низким выходным $R_{вых}$ сопротивлениями. Параметры такого усилителя при определенных условиях ($K_{y,u} \rightarrow \infty, R_{вх} \rightarrow \infty; R_{вых} \rightarrow 0$) определяются параметрами элементов цепей внешней обратной связи.

При проектировании ОУ широко используются свойства описанного выше дифференциального каскада. Типовая структурная схема ОУ изображена на рис. 4.4, где $ДУ_1 \dots ДУ_n$ — дифференциальные усилители; $СУ$ — каскад сдвига уровня, обеспечивающий согласование уровня постоянной составляющей выходного напряжения усилительного каскада с уровнем постоянной составляющей входного напряжения выходного каскада $ВК$, к которому подключается внешняя нагрузка. Выходной каскад в простейшем случае представляет собой эмиттерный повторитель. В более сложных случаях используется расщепитель фазы, формирующий двуполярный сигнал управления для двухтактного усилителя класса А или двухтактный усилитель класса В на комплементарной паре транзисторов [32].

При отсутствии управляющих сигналов на входах и выходе ОУ имеют место нулевые потенциалы. Поэтому такой усилитель легко охватывать цепями обратной связи, элементы которых подключаются к эквипотенциальным точкам.

Эквивалентная схема неидеального ОУ, в котором параметры $R_{вх}$, $K_{у.и}$ и $R_{вых}$ имеют конечные значения, представлена на рис. 4.5. Для повышения устойчивости к самовозбуждению из-за значительного коэффициента усиления и многокаскадной структуры полюса пропускания ОУ обычно ограничивается.

Так как фазовые сдвиги в каскадах ОУ могут привести к самовозбуждению при определенной глубине охватывающей его отрицательной обратной связи, то в них применяются цепи фазочастотной коррекции.

На рис. 4.6 изображены амплитудно- и фазочастотные характеристики ОУ без цепей коррекции (сплошные линии). При отсутствии коррекции амплитудно-частотная характеристика ОУ имеет не менее трех точек излома (а, б, в), так как каждый усилительный каскад вносит по крайней мере один доминирующий полюс. Поэтому фазочастотная характеристика ОУ имеет большой сдвиг фазы на частоте единичного усиления. Амплитудно-частотная характеристика с цепями коррекции имеет всего один излом (один полюс) до частоты единичного усиления и поэтому запас устойчивости ее значителен.

Частотная коррекция может быть осуществлена введением дополнительного доминирующего полюса на низких частотах путем включения RC -цепи отрицательной обратной связи. Так как каждый каскад вносит доминирующий полюс, то простая коррекция в многокаскадных ОУ трудно осуществима. Поэтому обычно приходится применять несколько корректирующих цепей.

Для подключения цепей коррекции АЧХ интегральные ОУ обычно имеют внешние зажимы, а в справочных материалах по каждому типу ОУ приводятся параметры элементов, цепей коррекции и результирующие амплитудно-частотные характеристики. В качестве иллюстрации на рис. 4.7 приведена схема включения цепей коррекции для широко распространенной ОУ типа К1УТ531, а на рис. 4.8 его результирующие амплитудно-частотные характеристики. Учитывая, что в современных ОУ число каскадов усиления минимизировано, требуемая коррекция может быть осуществлена путем введения одного доминирующего полюса. Такая коррекция практически реализуется подключением одного конденсатора, выполненного на базе МОП-структуры в подложке или тонкопленочной структуры на поверхности подложки. В этом случае не требуется вводить дополнительную внешнюю коррекцию (так сделано, например, в ОУ типа 140УД2). Расчет параметров цепей коррекции (внешней и внутренней) может быть выполнен по формулам, приведенным в [32, 71].

Система параметров интегральных ОУ включает в себя примерно 25 наименований [32]. Вместе с тем в большинстве случаев практически достаточно знать десять основных параметров, к которым относятся:

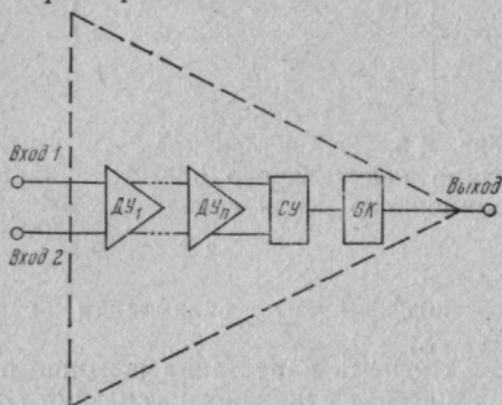


Рис. 4.4. Типовая структурная схема операционного усилителя

коэффициент усиления напряжения $K_{y,u}$;
 входной ток $I_{вх}$;
 разность входных токов $\Delta I_{вх}$ (при $U_{вых}=0$);
 напряжение смещения $U_{см}$ (значение напряжения постоянного тока на входе, при котором выходное напряжение равно нулю);
 температурный дрейф напряжения смещения нуля $\Delta U_{см}/\Delta T$;
 входное и выходное сопротивления $R_{вх}$, $R_{вых}$;

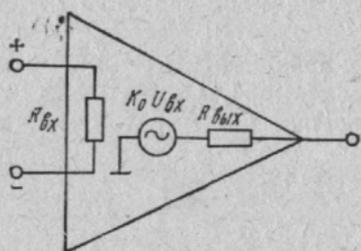


Рис. 4.5. Эквивалентная схема неидеального операционного усилителя

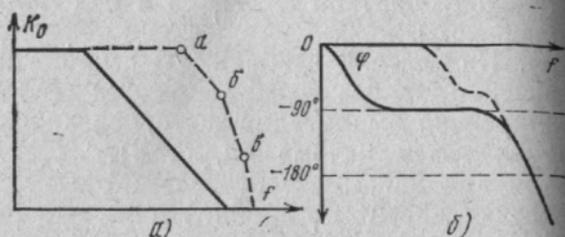


Рис. 4.6. Амплитудная (а) и фазочастотная (б) характеристики ОУ:
 — без коррекции; - - - с коррекцией

коэффициент ослабления синфазных входных напряжений $K_{ос,сф}$;
 скорость нарастания выходного напряжения $v_{U_{вых}}$;
 частота единичного усиления f_1 ;
 ток потребления $I_{пот}$ (или потребляемая мощность $P_{пот}$).

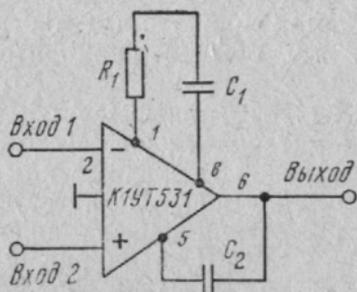


Рис. 4.7. Схема подключения цепей коррекции к ИМС ОУ типа К1УТ531

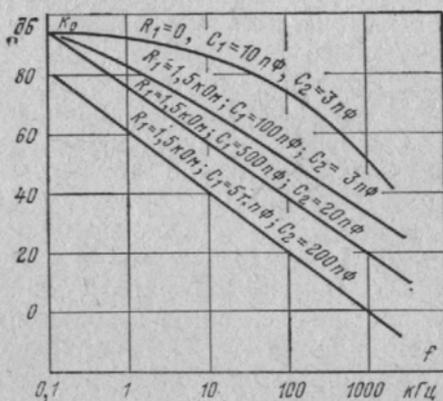


Рис. 4.8. Амплитудно-частотные характеристики ИМС ОУ типа К1УТ531 при различных параметрах элементов цепей коррекции

Кроме того, для всех типов ОУ приводятся напряжения источников питания $U_{п.п.}$, а также максимальное выходное напряжение $U_{вых.макс}$ при заданном $U_{п.п.}$.

Зависимости основных параметров ОУ от дестабилизирующих факторов, параметры элементов цепей коррекции и типовые схемы включения приводятся в соответствующих РТМ.

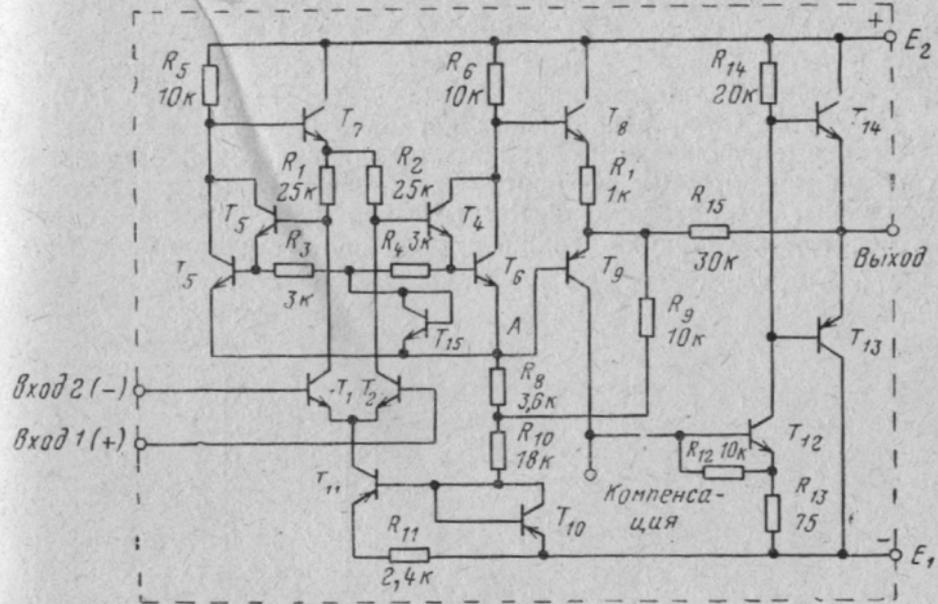


Рис. 4.9. Принципиальная схема ИМС ОУ типа $\mu A709$ (153УД1)

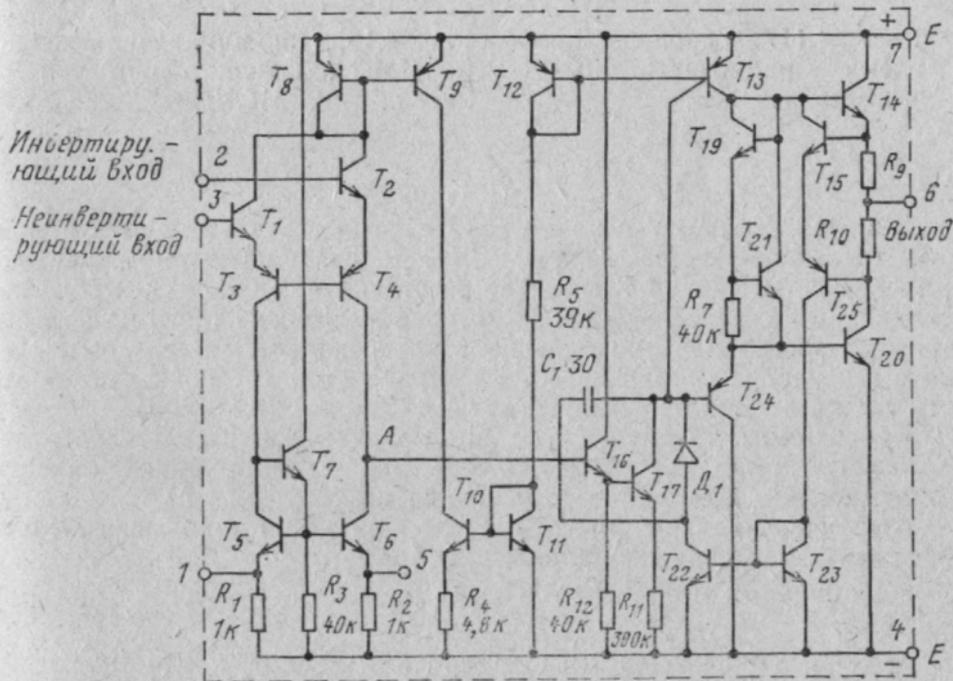


Рис. 4.10. Принципиальная схема ИМС ОУ типа $\mu A741$ (140УД7)

Для иллюстрации в табл. 4.1 приведены параметры отечественных ОУ К1УТ531 (рис. 4.9) и 140УД2, а также широко распространенного зарубежного ОУ типа $\mu A741$, в котором с помощью емкости $C=30$ пФ осуществлена внутренняя коррекция (рис. 4.10).

На основе дифференциальных каскадов выполняются также радиочастотные усилители (РУ), представляющие собой принципиально новый тип активных приборов, на основе которых изготавливаются резонансные усилители с автоматической регулировкой усиления, а в некоторых случаях — также смесители и гетеродины.

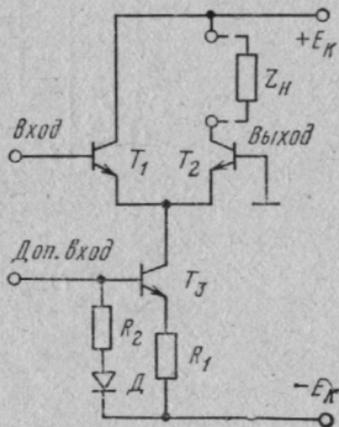


Рис. 4.11. Упрощенная схема радиочастотного усилителя

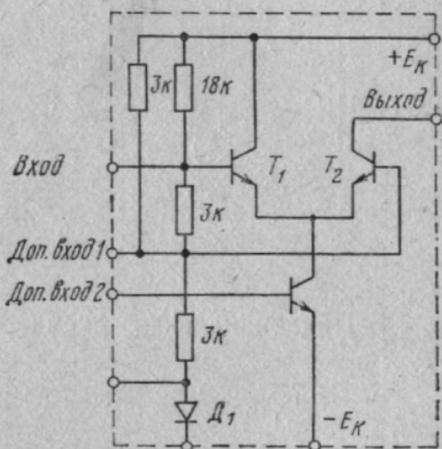


Рис. 4.12. Принципиальная схема ИМС радиочастотного усилителя типа MC1550

Типовая схема РУ с эмиттерной связью и генератором стабильного тока изображена на рис. 4.11. В рассматриваемом каскаде применяется составной транзистор со структурой ОК — ОБ (дифференциальный усилитель, у которого сопротивление одного из коллекторных резисторов равно нулю, а база соединена с корпусом). Наличие генератора стабильного тока (транзистор T_3) позволяет получить также дополнительный сигнальный вход (*Доп. вход*).

К основным преимуществам рассматриваемой схемы относятся: высокое выходное сопротивление при малой входной емкости и значительном коэффициенте усиления по току;

слабая внутренняя обратная связь при достаточно высоком коэффициенте усиления по напряжению;

возможность выполнения в виде монолитной интегральной микросхемы;

наличие двух независимых сигнальных входов, к одному из которых может быть подключен узел АРУ.

В некоторых случаях база транзистора T_2 используется в качестве второго входа (см. рис. 4.11), имеющегося в усилителях и в умножителях частоты.

На рис. 4.12 приведена принципиальная схема интегрального монолитного радиочастотного усилителя MC1550 (фирмы Motorola) [72], отличающаяся от схемы на рис. 4.11 наличием элементов цепей смещения. Данная ИМС имеет следующие параметры:

Граничная частота	Более 100 МГц
Входное сопротивление	Не менее 1,8 кОм
Выходное сопротивление	Не менее 100 кОм
Коэффициент усиления по мощности	Не менее 25 дБ
Коэффициент шума на частоте 60 МГц	Не менее 5 дБ
Проводимость обратной передачи	Не более 1 мкСм
Напряжение питания	± 6 В

Описанные базовые конфигурации применяются также в широкополосных усилителях с выходными эмиттерными повторителями типа RCACA3040 [11], а также в специализированных полупроводниковых ИМС повышенной степени интеграции для усилителей промежуточной частоты радиоприемников и телевизоров [72]. Экономическая целесообразность разработки таких ИМС обусловлена возможностью унификации соответствующих узлов радиоприемной и телевизионной бытовой аппаратуры и ее большой серийностью.

Таблица 4.1

Параметры	Единица измерения	K1УТ531 [32]	140УД2 [11]	μ A741 [12, 32]
$K_{y, u}$	тыс. ед.	25	35	50
$I_{вх}$	нА	500	700	200
$\Delta I_{вх}$	нА	250	200	50
$U_{см}$	мВ	5	5	5
$\frac{\Delta U_{см}}{\Delta T}$	$\frac{мкВ}{^{\circ}C}$	3	20	7
$K_{ос, сф}$	дБ	90	80	90
$v_{V_{вых}}$	В/мкс	0,3	0,12	0,5
f_1	МГц	5	2	1
$I_{пот}$	мА	4 (при $U_{н.п.} = \pm 18$ В)	16 (при $U_{н.п.} = \pm 12,6$ В)	2 (при $U_{н.п.} = \pm 22$ В)

На использовании свойств дифференциального каскада основываются также компараторы, выполняющие переключения логического уровня выходного сигнала путем сравнения входного сигнала с опорным [32, 72, 73]. Компараторы могут быть реализованы на основе типового ОУ, однако более предпочтительно использовать для этих целей специализированные полупроводниковые ИМС. Типовая схема компаратора представлена на рис. 4.13. Он содержит дифференциальные каскады $DУ_1$, $DУ_2$, ограничитель $Oгр$ и эмиттерный повто-

ритель ЭП. Кроме того, как и в ОУ, в компараторе имеется цепь сдвига уровня, которая выполнена на стабилитронах.

По сравнению с ОУ компаратор имеет:

меньшую инерционность выхода транзисторов из режима насыщения;

более широкую полосу пропускания и более высокую скорость нарастания выходного сигнала;

относительно большие входные токи;

значительные пределы изменений дрейфовых параметров и собственных шумов.

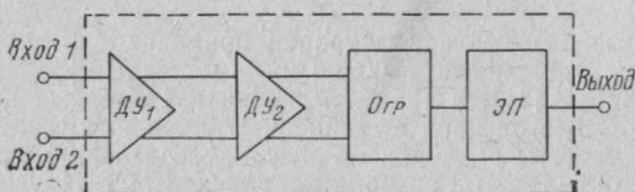


Рис. 4.13. Типовая структурная схема однотактного интегрального компаратора

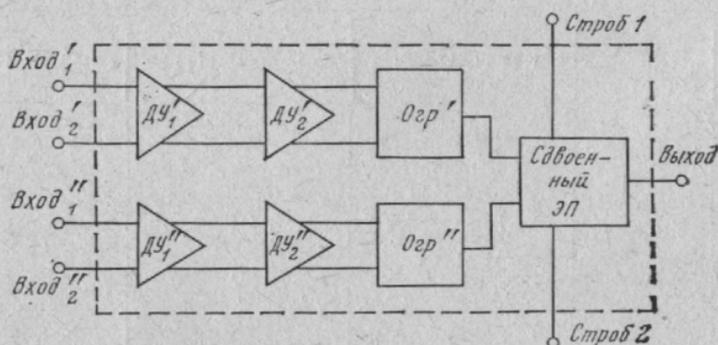


Рис. 4.14. Типовая структурная схема сдвоенного интегрального компаратора

Известен также так называемый сдвоенный компаратор, типовая структурная схема которого изображена на рис. 4.14. Такие ИМС предназначены для двухпороговых цепей и усилителей считывания магнитных запоминающих устройств.

Система параметров компараторов, выполненных в виде ИМС, наряду с общими с ОУ включает в себя также параметры компараторного режима. В качестве иллюстрации этого в табл. 4.2 приведены параметры типового одиночного (510СА2) и сдвоенного (521СА1) компараторов [32].

Сравнительно новым типом ИМС, основанном на использовании свойств дифференциальных каскадов, являются аналоговые перемножители (АП), с помощью которых эффективно выполняются такие функциональные

Параметры	Тип компаратора		Примечания
	510СА2	521СА1	
Общие:			
$K_{у,и}$, ед.	1700	1500	} См. табл. 4.1
$U_{см}$, мВ	0,6	1,0	
$I_{вх}$, мкА	13	25	
$\Delta I_{вх}$, нА	750	1000	
$K_{ос,сф}$, дБ	100	90	
$\frac{\Delta U_{см}}{\Delta T}$, мкВ/°С	2,7	5	
Температурный дрейф разности входных токов, $\frac{нА}{°С}$	2,5	—	—
Температурный дрейф входного тока $\Delta I_{вх}/\Delta T$, $\frac{нА}{°С}$	10	—	—
Допустимый диапазон входных синфазных сигналов $U_{вх.с}$, В	± 5	$+5$ -4	Для синфазных напряжений, находящихся в этих пределах, гарантируется работоспособность и допустимый уровень синфазной ошибки
Допустимое входное дифференциальное напряжение $U_{вх.д}$, В	± 5	± 5	Дифференциальный сигнал, находящийся в данных пределах, безопасен для входов
Компараторного режима: время задержки включения (выключения), время восстановления (время отклика) $t_{зд}$, нс (при $U_{пер} \gg 100$ мВ, $U_{в} = 10$ мВ, $R_{н} = 500$ Ом)	40	55	Интервал времени между моментом приложения входного сигнала и временем, когда выходной сигнал пересечет уровень порогового напряжения $U_{пер}$ — сигнал перегрузки, вызывающий насыщение $U_{в}$ — восстанавливающий сигнал
Максимальное выходное напряжение $U_{вых. макс}$, В	+3	+3	—
Минимальное выходное напряжение $U_{вых. мин}$, В	-0,5	-0,5	—

преобразования, как модуляция, смещение, умножение частоты и др.

Выходное напряжение $U_{\text{вых}}$ аналогового перемножителя связано со входными U_x и U_y через коэффициент передачи K :

$$U_{\text{вых}} = KU_x U_y.$$

Если полярность выходного напряжения определяется полярностями входных напряжений, которые могут быть как положительными, так и отрицательными, то имеем дело с четырехквadrантным аналоговым перемножителем [12].

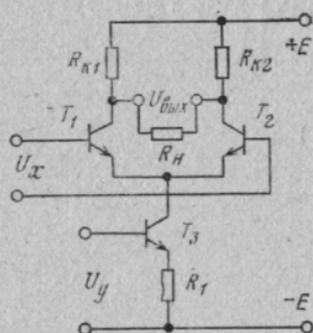


Рис. 4.15. Упрощенная принципиальная схема аналогового перемножителя

Типовая схема полупроводникового АП представлена на рис. 4.15. В режиме малых сигналов выходное напряжение АП

$$U_{\text{вых}} \approx \frac{U_x}{r_{\text{Э}}} R_{\text{н}}, \quad (4.3)$$

где $r_{\text{Э}}$ — сопротивление эмиттера транзистора $T_1(T_2)$. Изменяя напряжение на входе транзистора T_3 , можно регулировать эмиттерный ток $I_{\text{Э}}$ транзисторов T_1, T_2 и сопротивление $r_{\text{Э}}$. Благодаря этому изменяется также крутизна дифференциального каскада, причем $U_y \approx \approx I_{\text{Э}} R_1$ (если пренебречь падением напряжения на переходе база — эмиттер транзистора T_3), а $r_{\text{Э}} = \varphi_T / I_{\text{Э}}$, где φ_T — температурный потенциал. В этом случае выходное напряжение

$$U_{\text{вых}} = (U_x U_y) \frac{R_{\text{н}}}{\varphi_T R_1}. \quad (4.4)$$

Следовательно, описанный прибор выполняет умножение двух входных сигналов.

Для обеспечения требуемой линейности характеристик АП в широком диапазоне входных сигналов в практических схемах полупроводниковых четырехквadrантных АП содержатся цепи линеаризации.

К основным параметрам АП относятся [11]:

- коэффициент подавления управляющего сигнала по входу $K_{\text{п.упр}}$;
- коэффициент подавления опорного сигнала $K_{\text{п.оп}}$;
- динамический диапазон напряжений управляющего сигнала D ;
- коэффициент усиления напряжения управляющего сигнала $K_{\text{у,н}}$;
- верхняя граничная частота $f_{\text{в}}$;

входное и выходное сопротивления $R_{вх}$ и $R_{вых}$;
 крутизна преобразования $S_{прб}$;
 линейность умножения, %;
 максимальное входное напряжение $U_{вх.макс}$;
 рассеиваемая мощность $P_{рас}$ (при заданном напряжении источника питания $U_{н.п}$).

В табл. 4.3 приведены основные параметры ИМС аналогового перемножителя 140МА1.

Таблица 4.3

Параметры	Величины	Параметры	Величины
$K_{п.упр}$, дБ	46	$K_{у.м}$	2,9
$K_{п.об}$, дБ	46	$f_{в}$, МГц	2
D , дБ	16	$U_{вх.макс}$, В	± 5

Примечание. $P_{рас} = 250$ мВт при $U_{н.п} = \pm 12$ В

Особое место в схемотехнике аналоговых ИМС занимают методы реализации частотно-селективных устройств. Это связано в первую очередь с тем, что средствами микроэлектроники не реализуются индуктивные компоненты с приемлемыми параметрами для частот ниже десятков мегагерц. Наибольшее распространение в настоящее время получили активные RC -фильтры в виде ГИС на основе универсальных ОУ [74]. Такие фильтры успешно применяются в диапазоне низких частот. Однако в ряде случаев их параметры (частотный диапазон, потребляемая мощность, избирательность, чувствительность к изменению параметров элементов) не позволяют решить те задачи, которые успешно решаются с помощью LC -фильтров. Вследствие этого применяются специальные типы полупроводниковых аналоговых ИМС, к которым относятся гираторы и узлы фазовой автоподстройки частоты. Необходимо отметить, что области применения этих ИМС не ограничиваются только устройствами частотной селекции.

Гираторы представляют собой линейные невзаимные четырехполюсники, выполненные в виде ИМС и предназначенные для имитации индуктивностей, трансформаторов и ряда других узлов [11, 74, 75, 76].

Основное свойство гиратора состоит в том, что при подключении к его зажимам конденсатора емкостью C

полное сопротивление на входе имеет индуктивный характер

$$L \approx \frac{C}{G_{12}G_{21}}. \quad (4.5)$$

Матрица проводимостей гиратора с потерями имеет вид

$$\| \mathbf{Y} \| = \begin{vmatrix} G_{11} & G_{12} \\ -G_{21} & G_{22} \end{vmatrix}. \quad (4.6)$$

Различают схемы уравновешенных (незаземленных) и неуравновешенных (заземленных) гираторов, условные обозначения которых приведены на рис. 4.16, а, б соответственно.

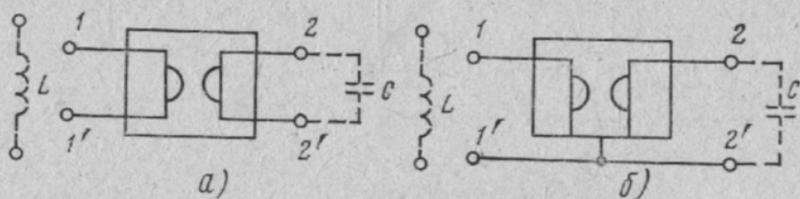


Рис. 4.16. Условные обозначения уравновешенного (а) и неуравновешенного (б) гираторов

Интегральные гираторы реализуются путем параллельно-встречного (антипараллельного) соединения двух дифференциальных или широкополосных одноходовых усилителей, к нагрузке которых включены генераторы стабильного тока. Последние обеспечивают минимизацию входных и выходных проводимостей, от значений которых зависит добротность эквивалентной индуктивности.

Необходимый сдвиг в общей цепи отрицательной обратной связи гиратора обеспечивается перекрестным включением дифференциальных каскадов (рис. 4.17) либо применением фазоинвертирующего одноходового усилителя (рис. 4.18).

В принципе, возможна реализация гиратора на основе типовых ОУ [74, 75]. Однако для обеспечения возможности использования его в широком диапазоне частот, снижения потребляемой мощности и достижения высокой добротности эквивалентной индуктивности целесообразно выполнять гираторы в виде самостоятельных ИМС.

К основным параметрам гиратора относятся [74, 77]:

проводимость G , мСм, или сопротивление R_G , кОм, гирации;

добротность Q , определяемая в области нижних частот свойствами одиночного колебательного контура при заданном сопротивлении R_G и одинаковых входной и выходной емкостях (при условии, что потери в конденсаторах значительно меньше потерь в гираторе);

качество M (МГц), определяемое произведением максимальной добротности Q_{\max} на частоту, при кото-

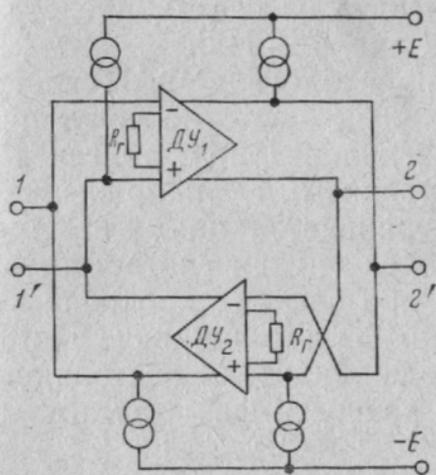


Рис. 4.17. Структурная схема уравновешенного гиратора, выполненного на базе дифференциальных усилителей

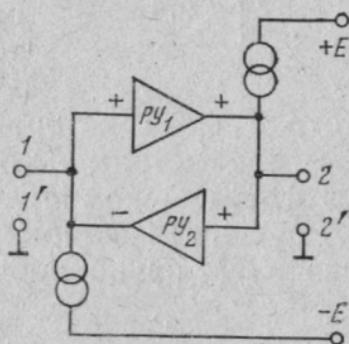


Рис. 4.18. Структурная схема неуравновешенного гиратора, выполненного на базе одноходовых радиочастотных усилителей

рой добротность гиратора уменьшается или увеличивается на 3 дБ относительно ее значения на низкой частоте; температурный коэффициент добротности γ_a , $1^\circ/\text{C}$;

температурный коэффициент проводимости гирации (определяется для случая, когда элементы проводимости выполнены на поверхности кристалла ИМС);

коэффициенты, характеризующие зависимость проводимости G и добротности Q_{\max} от напряжения источника электропитания (a_G и a_Q), $1/\text{В}$;

потребляемая мощность $P_{\text{п}}$, мВт.

Для иллюстрации в табл. 4.4 приведены некоторые параметры полупроводниковой гираторной ИМС типа ТСА-580 (фирма Philips, Голландия), предназначенной для реализации как уравновешенной, так и неуравновешенной схем [78]. Параметры ИМС, приведенные в

табл. 4.4, определены при $R_r = 10$ кОм, $E_1 = 4,4$ В и $E_2 = 7,6$ В.

Полупроводниковые узлы фазовой автоподстройки (ФАП) в интегральном исполнении в настоящее время представляют собой наиболее сложные аналоговые ИМС с ограниченной универсальностью. Они обеспечивают возможность совмещения в одном узле ряда видов функциональных преобразований.

Таблица 4.4

Параметры	Значения параметров
Q_{\max}	500
M , МГц	1,5—2
$P_{п}$, мВт	9,6

Принцип действия узла ФАП можно уяснить из схемы, представленной на рис. 4.19 [12].

Если на вход узла ФАП поступает несколько частотно-модулированных сигналов (ЧМ), то генератор, управляемый напряжением ГУН, настраивается на сигнал, частота и фаза которого наиболее близки соответствующим параметрам ГУН. Затем оба сигнала проходят через фазовый компаратор ФК и фильтр нижних частот ФНЧ. Сигнал ошибки на выходе усилителя постоянного тока УПТ, пропорциональный разности фаз упомянутых

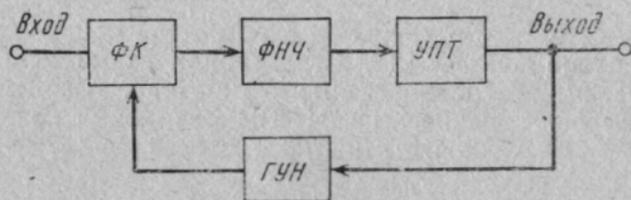


Рис. 4.19. Упрощенная структурная схема узла фазовой автоподстройки

сигналов, управляет частотой ГУН. Напряжение ошибки можно рассматривать как выходной сигнал частотного дискриминатора. В то же время узел ФАП сглаживает напряжение ошибки, что эквивалентно действию полосового фильтра второго порядка. Следовательно, если на входе узла ФАП имеет место совокупность ЧМ сигналов, то на выходе ГУН выделяется сигнал, частота которого наиболее близка частоте данного генератора.

Благодаря описанным свойствам ИМС ФАП может использоваться в качестве усилителя промежуточной частоты, полосового фильтра промежуточной частоты и детектора приемника ЧМ [79].

Учитывая, что узлы ФАП, выполненные в виде полупроводниковых ИМС, наряду с упомянутыми использу-

ются также для реализации ряда других функциональных преобразований [12, 79] с целью обеспечения большей универсальности цепи обратной связи в таких ИМС разомкнута.

Структурная схема реального узла ФАП, выполненного в виде ИМС, приведена на рис. 4.20. Единственным навесным элементом рассматриваемого узла является конденсатор C_0 , с помощью которого устанавливается частота колебаний ГУН в пределах от долей герца до 30 МГц.

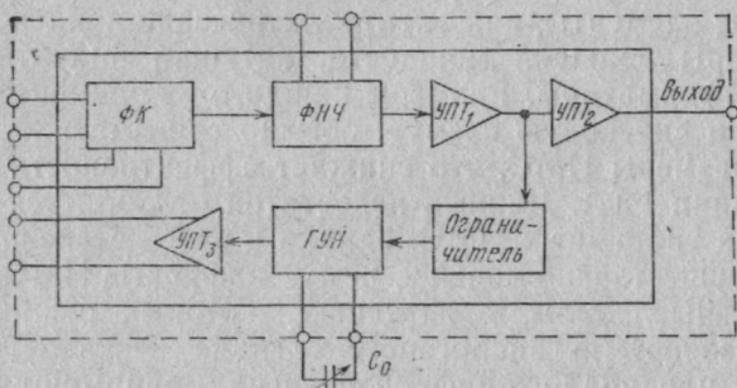


Рис. 4.20. Структурная схема полупроводниковой ИМС узла фазовой автоподстройки

Интегральная микросхема ФАП потребляет мощность от источника электропитания, не превышающую 160 мВт, и обеспечивает устойчивую работу в диапазоне температур от -55 до $+125$ °С.

Глава пятая

ОСОБЕННОСТИ СХЕМОТЕХНИКИ И ЭЛЕМЕНТАРНАЯ БАЗА МЭА С АНАЛОГО-ДИСКРЕТНЫМ И АНАЛОГО-ЦИФРОВЫМ ПРЕОБРАЗОВАНИЕМ СИГНАЛОВ

5.1. Реализация основных видов аналого-дискретных и аналого-цифровых преобразований сигналов

Как отмечалось ранее, цифровые ИМС получили более широкое распространение, чем аналоговые. Степень интеграции цифровых ИМС постоянно повышается. Так,

например, уже в начале 70-х годов на один кристалл площадью 30 мм² приходилось 12 000 и более элементов. По мере совершенствования технологических процессов степень интеграции возрастает по экспоненциальному закону, а размеры кристалла — по линейному [82].

Что же касается аналоговых ИМС, то их степень интеграции сравнительно невелика. Кроме того, аналоговые ИМС обычно требуют применения так называемых «пусковых схем», содержащих такие сравнительно громоздкие элементы, как электролитические конденсаторы, резисторы большой мощности, катушки индуктивности и трансформаторы. Размеры каждого из элементов, входящих в «пусковую схему», обычно существенно превышают размеры ИМС, что снижает эффективность миниатюризации РЭА. Данный недостаток ослабляется в аналоговых гибридных ИМС, однако и здесь степень интеграции существенно меньше, чем у цифровых ИМС. Функциональные узлы, с помощью которых реализуются преобразователи аналогового сигнала в аналого-дискретный или аналого-цифровой сигнал, занимают промежуточное положение между цифровыми и аналоговыми ИМС и благодаря этому в какой-то мере совмещают в себе их преимущества и недостатки. Такие устройства основываются на широком использовании цифровых ИМС общего применения, имеющих высокую степень интеграции, а также ряда типов элементов вычислительной техники и аналоговых ИМС.

В последние годы в передающей и приемной частях каналообразующей аппаратуры все шире применяются преобразование информации к аналого-дискретному или аналого-цифровому виду.

Передача аналоговой информации в цифровом виде позволяет повысить помехоустойчивость, а также реализовать аналоговую и цифровую МЭА на единой элементной базе. Усиление, передача и обработка аналоговых сигналов в аналого-дискретном или аналого-цифровом виде является перспективным направлением развития МЭА аналогового действия.

Можно, в частности, указать на то, что применение импульсно-кодовой модуляции обеспечивает следующие преимущества [83]:

повышение пропускной способности канала связи;

слабую зависимость качества канала связи от расстояния;

возможность создания единого канала связи для передачи как цифровой, так и аналоговой информации;

возможность создания единых входных и выходных устройств для передачи различных видов информации; простоту наращивания емкости по мере увеличения нагрузки;

высокую экономичность при использовании в различных областях техники;

высокую экономичность производства благодаря широкому применению ИМС, в том числе больших ИМС общего применения;

реализацию новых технических возможностей, в том числе применение криптографии, кратковременного или длительного хранения информации и т. п.;

совместимость с такими средствами обмена информацией, как оптические линии связи;

возможность повышения помехоустойчивости в условиях интенсивных помех за счет ограничений по уровням сигнала, а также путем введения избыточности при кодировании.

Для иллюстрации можно, например, указать на эффективность совместимости импульсно-кодовой модуляции (ИКМ) с линией оптической связи. Известно стекловолокно, имеющее в диапазоне волн 0,95—1,37 мкм затухание 0,45—1 дБ/км [84]. Это позволяет иметь протяженность участка регенерации более 30 км. Если учесть, что оптическая линия связи экономически целесообразна при числе каналов более 5000 [85], то можно убедиться, что применение ИКМ в ней является весьма перспективным.

В настоящее время аналого-дискретное и аналого-цифровое преобразования аналогового сигнала находят широкое применение в усилителях класса *D*, ключевых генераторах синусоидальных колебаний, частотных компрессорах и экспандерах, цифровых фильтрах, автоматических регуляторах уровней, измерительных приборах, устройствах телеметрии и др.

Можно, в частности, указать, что описанные способы преобразования аналоговых сигналов, как это будет показано ниже в примерах реализации, могут быть эффективно использованы в речевых автоинформаторах раз-

личных типов [86], аппаратуре автоматической коммутации [92] и т. п.

На рис. 5.1 представлены структурные схемы основных типов функциональных узлов, реализующих аналого-дискретные преобразования сигналов на базе амплитудно-импульсной (АИМ), широтно-импульсной (ШИМ), фазоимпульсной (ФИМ) и частотно-импульсной (ЧИМ) модуляции. Каждый из перечисленных узлов, реализующих функциональное преобразование А13 (см. табл. 2.2), имеет в своем составе фильтр нижних частот $\Phi Н$ или $\Phi Е$ (см. табл. 2.3), который ослабляет комбинационные составляющие, являющиеся причиной искажений формы сигнала вследствие зеркального транспонирования частот, лежащих выше частоты $1/2f_d$, где f_d — частота дискретизации.

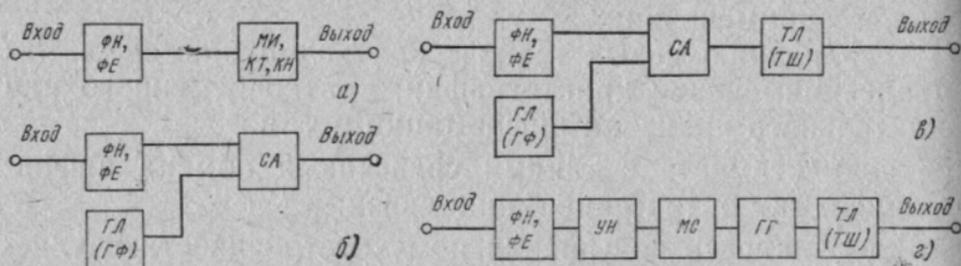


Рис. 5.1. Структурные схемы функциональных узлов, реализующих аналого-дискретное (прямое) преобразование сигналов на базе АИМ (а), ШИМ (б), ФИМ (в) и ЧИМ (г)

Прямой преобразователь АИМ (рис. 5.1,а) кроме функционального узла типа $\Phi Н$ или $\Phi Е$ включает в себя также функциональный узел типа $М И$ или $К Н$, $К Т$. В первом случае прямой преобразователь изменяет амплитуду однополярных импульсов по закону изменения амплитуды аналогового сигнала, а во втором осуществляется временная дискретизация этого сигнала.

В аналого-дискретном преобразователе, выполненном на базе ШИМ (рис. 5.1,б), основным функциональным элементом является компаратор $С А$, к одному из входов которого подключен выход генератора линейно-изменяющегося напряжения $Г Л$ ($Г Ф$)*, а ко второму входу — выход функционального узла типа $\Phi Н$ или $\Phi Е$, к входу которого подключен источник аналогового сигнала. Функциональный узел $С А$ формирует импульсы, длительность которых пропорциональна амплитуде аналогового сигнала.

Структурная схема функционального узла, реализующего аналого-дискретное преобразование на базе ФИМ (рис. 5.1,в), кроме элементов, содержащихся в описанной схеме на рис. 5.1,б, имеет в своем составе дополнительно функциональный узел типа $Т Л$ ($Т Ш$), реализующий функцию формирования прямоугольного импульса, временное положение которого определяется фронтом и средним импульса ШИМ.

* Здесь и далее в скобках даются обозначения функциональных узлов, которые были указаны для соответствующих типов серийно выпускаемых ИМС до введения ГОСТ 18682—73.

Функциональное преобразование, реализуемое на базе ЧИМ (рис. 5.1,з), осуществляется с помощью функционального узла типа $\PhiН$ или $\PhiЕ$; функционального узла типа $УН$, выполняющего роль усилителя-выпрямителя; генератора, частота которого зависит от амплитуды аналогового сигнала; подобный генератор реализуется с помощью функциональных узлов типов $МС$ и $ГГ$. Если применяется генератор гармонических сигналов $ГС$, то необходим также функциональный узел типа $ТЛ$ ($ТШ$). Таким образом, на выходе прямого преобразователя ЧИМ частота импульсов пропорциональна амплитуде аналогового сигнала.

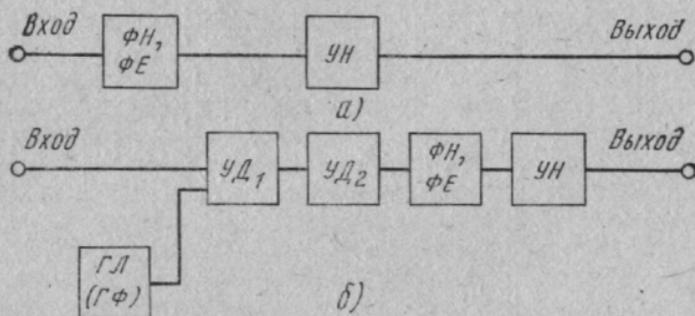


Рис. 5.2. Структурные схемы функциональных узлов, реализующих дискретно-аналоговое (обратное) преобразование сигналов АИМ, ШИМ или ЧИМ (а) и ФИМ (б)

Структурные схемы узлов, реализующих дискретно-аналоговое (обратное) преобразование сигналов АИМ, ШИМ, ФИМ и ЧИМ, представлены на рис. 5.2. Согласно табл. 2.2 это соответствует функциональному преобразованию А14.

Схема, изображенная на рис. 5.2,а, выполняет обратное преобразование из АИМ, ШИМ и ЧИМ и содержит только фильтр нижних частот, выделяющий частоты исходного аналогового сигнала; функциональный узел $\PhiН$ или $\PhiЕ$, а также усилитель, который необходим для восстановления первоначальной мощности сигнала; функциональный узел $УН$.

Обратное преобразование сигналов ФИМ (рис. 5.2,б) является более сложным. Это обусловлено тем, что мощность исходного сигнала в модулированной последовательности импульсов ФИМ незначительна, поэтому применяется промежуточное преобразование с помощью амплитудно-фазовой модуляции. В рассматриваемой схеме такое преобразование реализуется с помощью сумматора, выполненного на базе функционального узла типа $УД_1$, к одному из входов которого через ограничительный резистор подключен выход генератора линейно-изменяющегося напряжения, реализованного на функциональном узле типа $ГЛ$ ($ГФ$). С выхода сумматора через ограничитель, реализованный на базе функционального узла типа $УД_2$, сигнал поступает на функциональные узлы типа $\PhiН$ и $УН$, которые выполняют те же функции, что и в схеме из рис. 5.2,а.

Функциональные преобразования А15 и А16 (см. табл. 2.2), обеспечивающие аналого-цифровое и цифро-аналоговое преобразование сигнала, реализуются с использованием

импульсно-кодовой модуляции (ИКМ); дельта-модуляции (ДМ), которую иногда называют также разностно-импульсной модуляцией (РИМ).

Различают три основные разновидности прямых преобразователей, реализованных на базе ИКМ: непосредственного счета, сравнения-вычитания и непосредственного считывания [87]. На рис. 5.3,а изображена структурная схема аналого-цифрового преобразователя

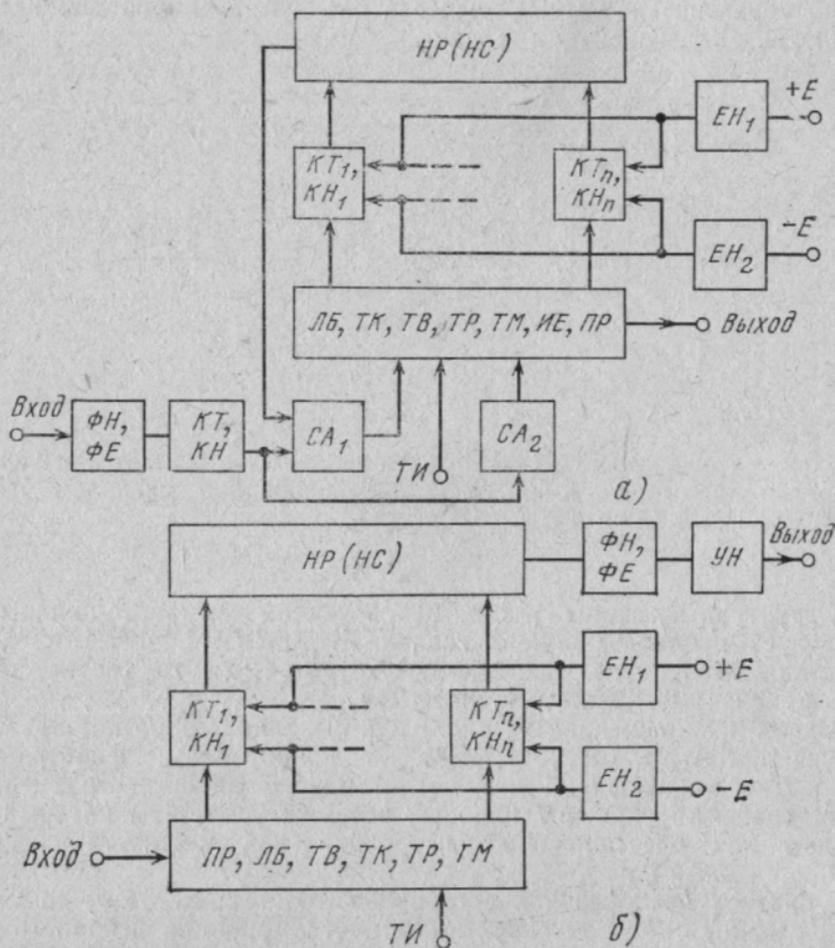


Рис. 5.3. Структурные схемы аналого-цифрового (а) и цифро-аналогового (б) преобразователей сигналов, реализованных на базе импульсно-кодовой модуляции

(прямого) типа сравнения-вычитания, согласно которой аналоговый сигнал через функциональный узел $ФН, ФЕ$ подключен к прерывателю, выполненному на функциональном узле $КТ, КН$, с выхода которого импульсы АИМ подаются на входы компараторов, реализуемых с помощью функциональных узлов $СА_1$ и $СА_2$. С помощью $СА_1$ производится сравнение входного сигнала с суммарным значением весовых напряжений квантованного по уровню сигнала, вследствие этого на выходе $СА_1$ будут уровни логического 0 или 1.

Компаратор CA_2 определяет знак импульса АИМ. Уровни квантования обеспечиваются стабилизированными источниками постоянного тока положительной и отрицательной полярностей (функциональные узлы EH_1 и EH_2), а также весовыми резисторами типа $R-2R$ [функциональный узел HP (HC)], включаемыми соответствующими коммутационными элементами (функциональный узел KT , KH). Количество весовых резисторов и коммутационных элементов равно числу разрядов сигнала ИКМ. Включение KT_1-KT_n , KH_1-KH_n производится под воздействием сигналов, имеющих на выходе CA_1 и CA_2 , с помощью логической схемы управления, реализуемой с помощью цифровых элементов И-НЕ, ИЛИ-НЕ (функциональный узел $ЛБ$); элементы памяти типа триггера (функциональный узел TB , TP , TM , TK); счетчик импульсов (функциональный узел $ИЕ$), преобразователь кодов (функциональный узел $ПР$), который функционирует под воздействием тактовых импульсов $ТИ$. С выхода этой схемы в канал связи подается n -разрядный сигнал ИКМ, обеспечивающий передачу 2^n уровней квантования.

Известны три основные разновидности обратных преобразователей, реализованных на базе ИКМ и различаемых по методу суммирования единичных приращений аналоговых величин сигнала суммирования аналоговых величин с учетом веса разряда, непосредственного считывания [87]. На рис. 5.3,б изображена структурная схема цифро-аналогового преобразователя с суммированием аналоговых величин с учетом веса разряда. В приведенной схеме сигнал ИКМ в последовательном коде преобразуется в логическом управляющем устройстве в параллельный код; это выполняется с помощью цифровых элементов типа И-НЕ, ИЛИ-НЕ (функциональный узел $ЛБ$), преобразователя кода (функциональный узел $ПР$), элементов памяти (функциональный узел TB , TK , TM , TP). Логическое управляющее устройство в соответствии с кодовой комбинацией сигнала ИКМ включает коммутационные элементы (функциональные узлы KT_1-KT_n , KH_1-KH_n), которые под воздействием источников постоянного тока положительной и отрицательной полярностей (функциональный узел EH_1 и EH_2), а также матрицы весовых резисторов TI $R-2R$ [функциональный узел HP (HC)] преобразуют цифровой сигнал в аналоговый, квантованный по уровням. С выхода матрицы весовых резисторов восстановленный по уровням квантования сигнал через фильтр нижних частот (функциональный узел $ФН$, $ФЕ$) подается на вход усилителя (функциональный узел $УН$).

На структурных схемах рис. 5.3 кодирование и декодирование сигналов производится по линейному закону, что на практике применяется сравнительно редко из-за высокого уровня шумов квантования для нижней части динамического диапазона аналогового сигнала. С целью уменьшения уровня шумов квантования преобразование аналогового сигнала в цифровой осуществляют по нелинейному закону. В этом случае на входе прямого преобразователя включают компрессор, а на выходе обратного преобразователя — экспандер, которые выполняются на резисторах и полупроводниковых диодах, имеющих специально подобранные характеристики [функциональные узлы HP (HC) и HD соответственно].

Для схемы на рис. 5.3 характеристики компрессора и экспандера должны быть взаимно обратными. В противном случае возникают дополнительные шумы преобразования. Такого рода задача эффективно решается при реализации компандирования цифровыми ме-

тодами. Как известно, при ИКМ принята 13-сегментная аппроксимация амплитудной характеристики речевого сигнала, которая в точках перегиба описывается соотношениями:

$$\left. \begin{aligned} \left| \frac{u_{\text{ВЫХ}}}{u_{\text{ВЫХ.МАКС}}} \right| &= \frac{A \left| \frac{u_{\text{ВХ}}}{u_{\text{ВХ.МАКС}}} \right|}{1 + \ln A} \quad \text{при} \quad \frac{u_{\text{ВХ}}}{u_{\text{ВХ.МАКС}}} \leq \frac{1}{A}; \\ \left| \frac{u_{\text{ВЫХ}}}{u_{\text{ВЫХ.МАКС}}} \right| &= \frac{1 + \ln \left(A \left| \frac{u_{\text{ВХ}}}{u_{\text{ВХ.МАКС}}} \right| \right)}{1 + \ln A} \quad \text{при} \quad \frac{1}{A} \leq \\ &\leq \frac{u_{\text{ВХ}}}{u_{\text{ВХ.МАКС}}} \leq 1, \end{aligned} \right\} \quad (5.1)$$

где $u_{\text{ВЫХ}}$ и $u_{\text{ВХ}}$ — соответственно напряжения на выходе и входе компрессора.

При этом обеспечивается помехозащищенность, идентичная достижимой при линейном квантовании с использованием 12-разрядной кодовой комбинации [232]. Такой компрессор включает в себя преобразователь ШИМ, логическую схему, образующую последовательность тактовых импульсов, число которых пропорционально длительности импульса ШИМ, счетчик, преобразующий упомянутую последовательность импульсов в комбинации 12-разрядного кода, логическую схему, преобразующую комбинации 12-разрядного кода в комбинации 8-разрядного кода (эквивалентно увеличению шага квантования в 2 раза при удвоении напряжения речевого сигнала).

Таким образом, за исключением преобразователя аналогового сигнала в импульсы ШИМ, все остальные преобразования выполняются с помощью логических элементов, что обеспечивает высокую точность и возможность применения ИМС с высокой степенью интеграции. Отметим, что один из известных вариантов цифрового компрессора содержит 41 ИМС [233].

На рис. 5.4 приведены структурные схемы прямого и обратного преобразователей ДМ. Прямой преобразователь (рис. 5.4,а) состоит из компаратора (функциональный узел СА), триггера (функциональный узел ТК), формирователя импульсов положительной и отрицательной полярностей, который в зависимости от принятой структурной схемы прямого ДМ может быть реализован с помощью функциональных узлов ТЛ (ТШ) и ЕН или КТ, КН, ЕН; интегратора (функциональный узел УД). Формирователь импульсов и интегратор образуют местный обратный преобразователь ДМ. В зависимости от разности мгновенного значения уровня аналогового сигнала и его восстановленного значения по предыдущим выборкам на выходе компаратора будут уровни, соответствующие логическому 0 или 1. В соответствии с этим на выходе триггера будут импульсы, частота и длительность которых определяется тактовыми импульсами ТИ. Формирователь импульсов вырабатывает калиброванные по амплитуде и длительности импульсы положительной или отрицательной полярностей, что соответствует увеличению или уменьшению уровня восстановленного сигнала.

Обратный преобразователь ДМ, как это видно из рис. 5.4,б, состоит из формирователя импульсов [функциональный узел ТЛ (ТШ), ЕН или КТ, КН, ЕН], функционирующий под воздействием T_{12}

интегратора (функциональный узел $\Phi Н$, $\Phi Е$) и усилителя (функциональный узел $УН$). Аналогично прямому преобразователю функционирование обратного осуществляется под воздействием ТИ, которые при ДМ называются частотой квантования. Часто встречающиеся на практике схемы ДМ описаны в [88].

Рассмотренные методы аналого-дискретного и аналого-цифрового преобразования аналоговых сигналов обеспечивают различную точность восстановления исходного сигнала, характеризуются различным уровнем дополнительных шумов и различным объемом аппаратных реализаций. Целесообразность применения того или иного

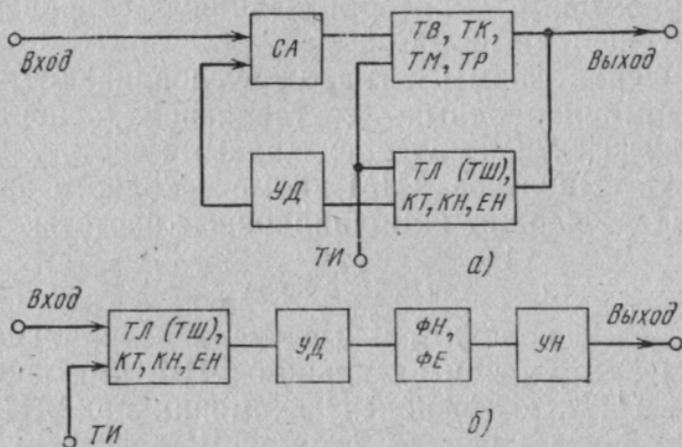


Рис. 5.4. Структурные схемы аналого-цифрового (а) и цифро-аналогового (б) преобразователей сигналов, реализованных на базе дельта-модуляции

способа преобразования аналогового сигнала определяется рядом факторов, а именно: допустимыми искажениями сигналов, полосой эффективно воспроизводимых частот МЭА, способом сопряжения с другими элементами МЭА, допустимым уровнем помех в канале связи, наличием соответствующей элементной базы, стоимостью.

Наиболее простая реализация имеет место при АИМ, наиболее сложная — при ИКМ.

Необходимо учитывать, что совершенствование элементной базы приводит к нивелированию аппаратной реализации различных способов преобразования аналоговых сигналов. В перспективе следует ожидать, что каждый из рассмотренных выше преобразователей будет реализован в виде больших полупроводниковых или гибридных ИМС.

5.2. Условия неискаженной передачи аналоговых сигналов в трактах с аналого-дискретным и аналого-цифровым преобразованием

Точность воспроизведения аналогового сигнала при аналого-дискретном и аналого-цифровом преобразовании с использованием любого из перечисленных спосо-

бов определяется теоремой В. А. Котельникова, согласно которой для неискаженной передачи сигнала частота дискретизации f_d должна не менее чем в 2 раза превышать максимальную частоту $F_{с.макс}$ информационного сигнала.

При аналого-дискретном и аналого-цифровом преобразованиях могут иметь место искажения формы аналогового сигнала, а также амплитудно-частотные, фазочастотные и параметрические искажения. Кроме того, указанные преобразования сопровождаются дополнительными шумами.

Искажения формы сигнала обуславливаются появлением комбинационных составляющих, попадающих в полосу эффективно воспроизводимых частот.

Спектр импульсов АИМ кроме исходного аналогового сигнала содержит комбинационные частоты

$$f_i = kf_d \pm F_c,$$

где k — целые положительные числа натурального ряда.

При $f_d \geq 2F_{с.макс}$ и идеальном ФНЧ, имеющем частоту среза $1/2 f_d$, коэффициент гармоник при АИМ равен нулю. В тракте с неидеальным ФНЧ коэффициент гармоник при АИМ

$$K_r = \frac{\sqrt{A_{д-с}^2 + A_d^2 + A_{д+с}^2}}{A_c} \cdot 100\%, \quad (5.2)$$

где A_c — амплитуда исходного сигнала; A_d — амплитуда частоты дискретизации; $A_{д-с}$ и $A_{д+с}$ — амплитуды комбинационных частот, соответствующие частотам $f_d - F_c$ и $f_d + F_c$. Согласно расчету при использовании ФНЧ, выполненного на базе двух операционных усилителей и имеющего крутизну спада амплитудно-частотной характеристики АЧХ 5 дБ на частоте 3,4 кГц и 30 дБ на частоте 4 кГц, коэффициент гармоник при $F_c \approx 1$ кГц ничтожно мал, а при $F_c \approx 4$ кГц не превышает 7% [89].

Спектр импульсов ШИМ, ФИМ и ЧИМ кроме частот исходного аналогового сигнала содержит комбинационные частоты [91]

$$f_i = kf_d \pm lF_c, \quad (5.3)$$

где k и l — целые положительные числа натурального ряда.

Появление в спектре импульсов ШИМ и ФИМ гармоник частот обусловлено тем, что при этих преобразова-

ниях параметры модулированной последовательности импульсов определяются в фиксированные моменты времени. Если частота дискретизации или другие параметры модуляции являются неоптимальными, то комбинационные частоты и гармоники F_c существенно искажают форму исходного сигнала. Для перечисленных способов при обратном преобразовании с помощью ФНЧ теоретически невозможно полностью исключить комбинационные составляющие в полосе эффективно передаваемых частот. Вместе с тем оптимальные параметры модуляторов обеспечивают реализацию трактов высокого качества. Так, например, в УНЧ класса D, имеющего $f_d = 84$ кГц, на частоте 15 кГц $K_r \approx 1\%$ [90].

Если в обратных преобразователях ФИМ применить промежуточное преобразование с помощью АИМ, то можно обеспечить $K_r \approx 0$. Аналогично путем последовательного преобразования ШИМ—ФИМ—АИМ можно минимизировать величину K_r при ШИМ [91].

Для достижения $K_r \approx 0$ при ЧИМ с помощью полосового фильтра выделяют одну из гармоник f_d со спектром составляющих комбинационных частот. Для выделения исходного сигнала при этом используют узел детектирования частотно-модулированных колебаний. Амплитудно-частотные искажения при АИМ и ШИМ невелики и определяются, главным образом, АЧХ примененного ФНЧ. Для уменьшения искажений при ФИМ применяют промежуточное преобразование в АИМ, имеющую существенно меньшие амплитудно-частотные искажения. Амплитудно-частотные искажения при ИКМ также определяются, главным образом, АЧХ примененного ФНЧ.

Амплитудно-частотные искажения при ДМ, кроме ФНЧ, зависят также от свойств интегратора, АЧХ которого имеет спад к высоким частотам на 8—9 дБ/октава. Такого рода искажения АЧХ поддаются коррекции обычно в прямом преобразователе.

Фазочастотные искажения зависят от фазовых характеристик аналоговых преобразователей, а также от времени распространения импульсов в цифровых элементах преобразователей и в каналах связи. При ИКМ и преобразователях типа сравнения-вычитания происходит задержка на несколько периодов тактовой частоты, в течение которых производится операция кодирования. На несколько периодов тактовой частоты происходит

также задержка при ДМ в случае применения схем комбинирования.

Шумы, возникающие в прямых и обратных преобразователях аналого-дискретного типа ($u_{ш}$), при условии, что $\tau_0/T_0 \ll 1$, согласно [92]

$$u_{ш} = c \frac{\tau_0}{T_0} u_0 \left(\frac{\Delta u_0}{u_0} + \frac{\Delta \tau_0}{\tau_0} + \Delta T \cdot 2\pi F_c \right), \quad (5.4)$$

где Δu_0 , $\Delta \tau_0$, ΔT — соответственно шумовая девиация амплитуды u_0 , длительности τ_0 и периода следования импульсов T_0 ; c — коэффициент пропорциональности.

При аналого-цифровом преобразовании кроме рассмотренных возникают также шумы квантования, обусловленные дискретизацией уровней исходного сигнала.

При ИКМ шумы квантования зависят от статистических свойств сигнала, его амплитуды, точности характеристик компрессора и экспандера, а также закона, по которому производится компрессия исходного сигнала. Мощность шума при равномерном квантовании определяется следующей приближенной формулой [83]:

$$P_{кв} = \frac{1 + \lg A}{3 \cdot 2^n A^2}, \quad (5.5)$$

где A — коэффициент, значение которого находится в пределах 87—100; n — число разрядов в кодовой комбинации цифрового сигнала ИКМ.

Шумы квантования при ИКМ в основном определяют степень искажения формы сигнала. С увеличением n искажения уменьшаются, что иллюстрируется табл. 5.1 [93].

Таблица 5.1

Число разрядов, n	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Коэффициент гармоник, %	58	26	12,6	6,3	3,1	1,56	0,78	0,39	0,2	0,1

При преобразованиях с помощью ДМ шумы квантования определяются шумами дробления и перегрузки. При этом шумы дробления возникают при чередовании уровней логической 1 и логического 0. Шумы перегрузки возникают при передаче серии импульсов с уровнями логической 1 или логического 0. При этом скорость из-

менения восстановленного сигнала оказывается меньше скорости исходного сигнала. Шумы «свободного канала», характерные для ДМ, имеют место в случае, когда приращения аппроксимирующих положительных и отрицательных импульсов неодинаковые [87].

Аналитически зависимость шумов преобразования от параметров ДМ в общем виде еще не определена. Для частного случая, когда устройство ДМ содержит однозвенный интегратор [94],

$$\frac{P_c}{P_{кв}} = 0,261 \frac{f_{кв}^{3/2}}{F_c f_{макс}^{1/2}}, \quad (5.6)$$

где $f_{макс}$ — частота среза ФНЧ.

Если устройство ДМ содержит двузвенный интегратор, то

$$\frac{P_c}{P_{кв}} = 0,0226 \frac{f^{5/2}_{кв}}{F_c f_{макс}^{1/2} \sqrt{F_c^2 + f_{мин}^2}}, \quad (5.7)$$

где $f_{мин}$ — минимальная частота, эффективно воспроизводимая обратным преобразователем ДМ.

Наряду с рассмотренными видами шумов в ряде случаев следует также учитывать тепловые шумы электро-радиоэлементов информационного тракта.

К параметрическим искажениям относятся искажения, когда происходят паразитные изменения параметров модуляции под воздействием аналогового сигнала, например, изменение сопротивления электронного контакта от амплитуды аналогового сигнала.

Наряду с искажениями, возникающими при различных способах преобразования, следует также учитывать их помехозащищенность. Благодаря тому, что импульсы ШИМ, ФИМ, ЧИМ, ИКМ и ДМ могут быть ограничены как сверху, так и снизу, данные виды преобразований характеризуются существенно большей помехозащищенностью, чем АИМ, которая не допускает подобных ограничений.

В табл. 5.2 приводятся сравнительные данные помехозащищенности различных способов преобразования применительно к радиолиниям, использующим различные комбинации импульсной и аналоговой модуляции [95]. В табл. 5.2: Δf_k — полоса канала связи; ΔF_c — полоса, занимаемая передаваемым сигналом; $h^2_{пор}$ — пороговый сигнал, определяемый как отношение энергии, связанной с одним его отсчетом, к спектральной плотно-

сти шумов; Δ — относительная мощность порогового сигнала.

Уровни порогового сигнала, приведенные в табл. 5.2, рассчитаны для случая, когда минимальная ошибка за счет шумов на выходе канала не превышает 1%.

Таблица 5.2

Вид сочетаний модуляции	$h^2_{\text{пор}}$	$\Delta = \frac{h^2_{\text{пор}}}{h^2_{\text{порФИМ-АМ}}}$	$\frac{\Delta f_{\text{к}}}{\Delta F_{\text{с}}}$
ФИМ—АМ	8	1	144
ИКМ—ФМ	10,6	1,75	28
ИКМ—АМ	15	3,5	28
ИКМ—ЧМ	15	3,5	56
ШИМ—АМ	44	30	240
ШИМ—ЧМ	44	30	480
АИМ—АМ	141	250	8
АИМ—ЧМ	16,2	4,1	66

В системах с импульсно-временным делением соединительных путей (каналов) необходимо также учитывать переходное влияние между временными каналами. Согласно [92] при защитном интервале между информационными импульсами $\tau_3 = 2,5$ мкс и постоянной разряда паразитной емкости общего провода системы коммутации, равной 0,5 мкс, переходное затухание между временными каналами при АИМ, ФИМ и ШИМ соответственно составляет 43,6; 78 и 91 дБ.

При выборе того или иного способа преобразования аналогового сигнала с импульсно-временным делением соединительных путей одним из определяющих факторов является требуемая полоса частот канала связи.

В табл. 5.3 приведены исходные данные для оценки показателей эффективности различных способов преобразований, обеспечивающих примерно одинаковое качество передачи при полосе линии связи 1 МГц. В табл. 5.3 принято: $T_{\text{д}}$ — период дискретизации; $\tau_{\text{и}}$ — длительность информационного импульса; τ_3 — длительность защитного интервала; $\tau_{\text{макс}}$ — максимальная девиация информационного импульса.

Данные табл. 5.2 и 5.3 позволяют сделать лишь самую общую оценку эффективности различных способов импульсной модуляции. Целесообразность применения любого из них должна определяться в каждом конкрет-

ном случае в зависимости от выбранной структуры РЭА и предъявляемых к ней требований. Следует обратить внимание на следующее: наибольшее число временных каналов обеспечивается в системах с АИМ, а наименьшее — в системах с ДМ; наибольшая помехозащищен-

Таблица 5.3

Вид импульсной модуляции	Характеристика временного канала	Количество временных каналов
АИМ	$T_d = 125 \text{ мкс}, \tau_n = 0,5 \text{ мкс}, \tau_3 = 0,5 \text{ мкс}$	$N = \frac{T_d}{\tau_n + \tau_3} = 125$
ШИМ	$T_d = 125 \text{ мкс}, \tau_3 = 0,5 \text{ мкс}, \tau_{\text{макс}} = 3,125 \text{ мкс}$	$N = \frac{T_d}{2\tau_{\text{макс}} + \tau_3} = 18$
ФИМ	$T_d = 125 \text{ мкс}, \tau_3 = 0,5 \text{ мкс}, \tau_{\text{макс}} = 3,125 \text{ мкс}$	$N = \frac{T_d}{2\tau_{\text{макс}} + \tau_3} = 18$
ЧИМ	$T_d = 125 \text{ мкс}, \tau_3 = 0,5 \text{ мкс}, \tau_{\text{макс}} = 5,8 \text{ мкс}$	$N = \frac{T_d}{2\tau_{\text{макс}} + \tau_3} = 10$
ИКМ	$T_d = 125 \text{ мкс}, n = 8, \tau_n = \tau_3 = 0,5 \text{ мкс}$	$N = \frac{T_d}{n(\tau_n + \tau_3)} = 15$
ДМ	$T_d = 6,6 \text{ мкс}, \tau_n = \tau_3 = 0,5 \text{ мкс}$	$N = \frac{T_d}{\tau_n + \tau_3} = 6$

ность в системах ФИМ—АМ. Однако с помощью ИКМ путем введения избыточности можно получить наиболее помехоустойчивую систему связи, функционирование которой обеспечивается даже в случае, когда мощность шумов превышает мощность полезного сигнала.

Минимальные искажения сигнала имеет АИМ, которая, однако, характеризуется низкой помехозащищенностью и вследствие этого сравнительно большим переходным влиянием между временными каналами. В проводных линиях связи с импульсно-временным уплотнением АИМ является одним из перспективных способов передачи информации ввиду компактности устройств по сравнению с другими способами. Что же касается переходного влияния между временными каналами, то оно может быть ослаблено введением разрядной цепи, определенного чередования временных каналов или поляр-

ности информационных импульсов и т. п. Все это является достаточно эффективным и, как правило, не приводит к существенным аппаратурным затратам. Более помехоустойчивые способы преобразования типа ШИМ и ФИМ требуют для своей реализации более широкой полосы частот и сопровождаются усложнением РЭА. В усилителях класса D промежуточное преобразование ШИМ—ФИМ—АИМ неприемлемо из-за энергетических потерь. Минимизация искажений здесь достигается повышением частоты дискретизации.

При дискретных способах преобразования аналогового сигнала требуемое качество достигается в основном путем расширения полосы передаваемых частот, а также за счет усложнения и удорожания аппаратуры.

В случае применения ДМ путем введения схемы комбинирования, когда параметры модуляции определяются также и предыдущими уровнями аналогового сигнала, можно повысить качество воспроизведения без расширения полосы частот.

При ИКМ качество воспроизводимого сигнала зависит от разрядности кода. Известны, например, системы ИКМ, в которых обеспечивается высококачественное художественное вещание [96].

Для ДМ и ИКМ существенным преимуществом является то, что при многократном переприеме импульсов качество воспроизводимого сигнала практически не ухудшается, в то же время при аналоговых способах передачи качество сигнала существенно зависит от числа переприемов.

Сравнивая сложность и стоимость аппаратуры при различных способах преобразований аналогового сигнала, необходимо учитывать, что реализация прямых и обратных преобразователей на базе ИМС по сравнению с элементной базой прежних поколений существенно снижает аппаратурные затраты и стоимость. Техничко-экономическая эффективность аппаратуры будет рассмотрена в гл. 9.

5.3. Интегральные микросхемы для аналого-дискретного и аналого-цифрового преобразования сигналов

Как указывалось ранее, прямые и обратные преобразователи аналогового сигнала требуют наличия следующих функциональных узлов: фильтра нижних частот,

генератора линейно-изменяющегося напряжения, коммутатора, усилителя низкой частоты, коммутационного элемента, сумматора аналоговых сигналов, интегратора, генератора прямоугольных импульсов, матрицы резисторов типа $R-2R$, триггера, а также ряда логических элементов.

На базе рассмотренных в гл. 3 и 4 ИМС могут быть реализованы практически все указанные функциональные узлы. Ввиду того что коммутационный элемент (КЭ) не был рассмотрен в предыдущих главах, этому функциональному узлу в настоящей главе уделяется основное внимание.

Аналоговые КЭ, применяемые в пространственных системах коммутации, должны удовлетворять следующим требованиям:

иметь высокое входное сопротивление в закрытом состоянии и минимальное сопротивление в открытом состоянии;

обеспечивать минимальные искажения формы коммутируемого сигнала, напряжение которого может изменяться в широких пределах;

не вносить заметных амплитудно-частотных искажений в полосе эффективно воспроизводимых частот;

иметь минимальные фазовые искажения;

не вносить в тракт передачи ощутимых дополнительных шумов;

обеспечивать максимальную развязку между цепями коммутируемого сигнала и цепями управления;

сохранять стабильность параметров и характеристик при массовом производстве и в условиях воздействия различного вида дестабилизирующих факторов.

Для КЭ, используемых в системах передачи данных и аппаратуре с импульсно-временным разделением каналов, нормируются даже такие параметры, как время задержки включения и выключения, время нарастания и крутизна фронта коммутируемого сигнала, динамические характеристики цепи управления и т. п. В конструктивном отношении важно обеспечить работу КЭ при минимальном числе градаций напряжений электропитания, а также от напряжения одной полярности.

Рассмотрим основные показатели аналоговых КЭ. В настоящее время свойства таких узлов принято оце-

нивать с помощью коэффициента коммутации [97]

$$k = \frac{R_3}{R_0}, \quad (5.8)$$

где R_0 и R_3 — соответственно сопротивление КЭ в открытом и закрытом состояниях (рис. 5.5).

Так как выражение (5.8) при закрытом КЭ не учитывает емкостей C_K и C_M , а в открытом состоянии — сопротивления источника сигнала $|Z_c|$ и нагрузки $|Z_H|$, то оно дает лишь приблизительное представление о свойствах КЭ. Кроме того, выражение (5.8) не пригодно для оценки свойств КЭ, выполненных по схемам четырехполюсника или моста.

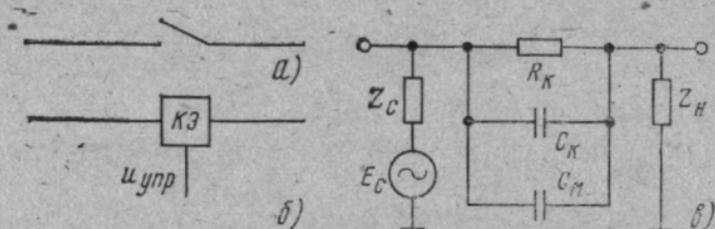


Рис. 5.5. Механический (а) и электронный (б) коммутационные элементы и их эквивалентная схема (в):

$u_{упр}$ — напряжение управления КЭ; R_K и C_K — сопротивление и емкость КЭ; C_M — емкость монтажа

Более достоверная оценка свойств КЭ обеспечивается с помощью соотношений, приведенных в [98], которые основаны на использовании коэффициентов передачи сопротивления электрической цепи и характеристических А-параметров четырехполюсника. Согласно [99] коэффициент передачи сопротивления

$$H_Z = \frac{E_c}{U_H} Z_H = A_{11} Z_H + A_{22} Z_c + A_{21} Z_c Z_H + A_{12}, \quad (5.9)$$

где E_c — ЭДС источника сигнала; U_H — напряжение сигнала в нагрузке; A_{11} , A_{12} , A_{21} , A_{22} — характеристические параметры КЭ. Обобщенный коэффициент коммутации в этом случае определяется в виде

$$k_Z = \frac{H_{Z3}}{H_{Z0}}, \quad (5.10)$$

где H_{Z3} и H_{Z0} — коэффициенты передачи сопротивления КЭ в закрытом и открытом состояниях соответственно.

Для КЭ, выполненного по схеме двухполюсника;

обобщенный коэффициент коммутации определяется из соотношения

$$k_{z_d} = \frac{|Z_3|}{|2Z_H + R_0|}, \quad (5.11)$$

где Z_3 — модуль полного сопротивления КЭ в закрытом состоянии.

Для Т-образного четырехполюсника обобщенный коэффициент коммутации имеет вид

$$k_{z_1} \approx \frac{|Z_3|^2}{2R_0 |Z_H + R_0|}. \quad (5.12)$$

В соотношениях (5.11) и (5.12) принято, что $Z_H = Z_c$ (соответствует большинству практических случаев).

Рабочее затухание КЭ в открытом и закрытом состояниях могут быть рассчитаны по формулам:

$$b_{p.o} = 20 \lg \left| \frac{H_{Z_0}}{2Z_H} \right|; \quad (5.13)$$

$$b_{p.z} = 20 \lg \left| \frac{H_{Z_3}}{2Z_H} \right|. \quad (5.14)$$

Из (5.10), (5.13) и (5.14) следует, что

$$b_{p.z} - b_{p.o} = 20 \lg k_z. \quad (5.15)$$

В реальных КЭ $b_{p.z} \gg b_{p.o}$, поэтому

$$b_{p.z} \approx 20 \lg k_z. \quad (5.16)$$

При применении симметричного Т-образного КЭ возрастает его затухание в закрытом состоянии, однако одновременно растут потери в открытом состоянии. Поэтому в ряде случаев выгодно применение КЭ, выполненного по мостовой схеме. Следует также учесть, что электронные ключи, расположенные в одном кристалле ИМС, имеют незначительный разброс параметров, которые к тому же при воздействии дестабилизирующих факторов изменяются примерно одинаково. Это обстоятельство обеспечивает высокую точность и стабильность КЭ мостового типа.

На рис. 5.6 приведена эквивалентная схема КЭ мостового типа, где Z_1 ; $Z_2 = \alpha Z_1$; $Z_3 = \beta Z_1$; $Z_4 = \gamma Z_1$ — модули полных сопротивлений плеч. Для КЭ, размещенного в одном кристалле, значения коэффициентов α , β и γ примерно одинаковые. С учетом изложенного на основе из-

Вестных соотношений, для мостовой схемы [100] затухание такого КЭ, дБ, в закрытом состоянии может быть определено по формуле

$$b_{p.з} \approx 20 \lg \left| \frac{Z_3}{Z_H} \right| + 20 \lg \frac{1}{\beta - \alpha\gamma} + 6. \quad (5.17)$$

Если допустить, что отношение модулей полных сопротивлений в закрытом состоянии не превышает 10%, то при самом неблагоприятном сочетании, когда $\beta \approx 1$ и $\alpha \approx \gamma \approx 0,9$, выигрыш за счет применения мостовой схемы КЭ будет не менее 20 дБ по сравнению с КЭ, выполненным по схеме двухполюсника.

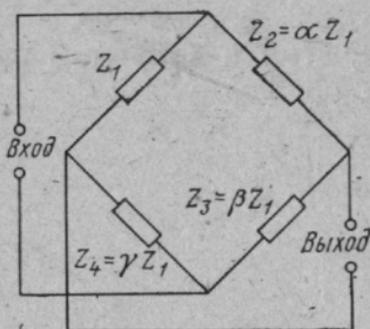


Рис. 5.6. Эквивалентная схема коммутационного элемента мостового типа в закрытом состоянии

В принципе, в реальных ИМС достижимо условие, когда $\alpha \approx 1$, $\beta \approx \gamma \approx 0,9$; в этом случае затухание КЭ мостового типа стремится к бесконечности. В реальных КЭ выигрыш схем мостового типа составляет порядка 40 дБ [90, 101].

При большом затухании в закрытом состоянии на свойства КЭ существенное влияние оказывает паразитная емкость монтажа. Коммутационный элемент, выполненный по схеме двухполюсника, при размещении его на монтажной плате, как правило, не обеспечивает большого затухания в диапазоне частот; КЭ, выполненный по схеме Т-образного или Н-образного четырехполюсника, существенно слабее зависит от вида монтажа.

Коммутационный элемент, выполненный по схеме двухполюсника, при размещении его на монтажной плате, как правило, не обеспечивает большого затухания в диапазоне частот; КЭ, выполненный по схеме Т-образного или Н-образного четырехполюсника, существенно слабее зависит от вида монтажа. Это справедливо также по отношению к КЭ мостового типа. Если выводы корпуса ИМС и контактные площадки печатной платы будут оптимально разведены, то можно практически исключить влияние паразитной емкости монтажа на величину рабочего затухания в закрытом состоянии. Это обусловлено тем, что каждое плечо КЭ мостового типа при оптимальном распределении выводов будет шунтировано примерно одинаковыми по величине паразитными емкостями монтажа, образующими в свою очередь сбалансированную мостовую схему. Способы уменьшения влияния между элементами монтажа на печатных платах рассматриваются в гл. 8.

Расчеты, выполненные по формулам (5.11) и (5.12), показывают, что по своим электрическим характеристикам КЭ, выполненные по схемам четырехполюсников, примерно равноценны КЭ электромеханического типа, выполненным по схеме двухполюсника, но имеют существенно меньшие габариты и потребляемую мощность и более высокую надежность.

Аналоговые КЭ на ИМС могут быть реализованы на полупроводниковых диодах, биполярных и униполярных транзисторах или МОП-коммутаторах, оптопарах.

Известны следующие ИМС диодного типа: 2ЛП021, 2ЛП022, 2КД351, 2КД651 [46, 48]. Основным недостатком КЭ диодного типа применительно к устройствам коммутации аналоговых сигналов является то, что в открытом состоянии необходимо, чтобы значение протекающего постоянного тока через них превышало амплитуду тока коммутируемого сигнала. Поэтому на диодах не удастся создать ИМС с высокой степенью интеграции для КЭ.

Коммутационные элементы транзисторного типа на биполярных транзисторах могут быть реализованы на ИМС типа К1КТ011, К1КТ241, К1КТ621 и транзисторе КТ118 [46, 48], которые состоят из пары инверсно включенных транзисторов. Существенным недостатком транзисторных КЭ является необходимость обеспечения гальванической развязки цепей управления и коммутации. Известен вариант транзисторных КЭ в виде гибридных ИМС, в цепи управления которых включена оптопара. Такое решение требует дополнительного расхода мощности в цепи управления [103].

Наиболее перспективным является применение КЭ на МОП-структурах. Они имеют следующие преимущества по сравнению с рассмотренными ранее:

- не требуют передачи постоянного тока через контакт при коммутации переменного тока;

- обеспечивают практически полную развязку цепей управления и коммутации в статическом режиме;

- имеют большой перепад сопротивлений в закрытом и открытом состояниях;

- имеют большое сопротивление в закрытом состоянии, определяемое в основном паразитной емкостью между выводами корпуса ИМС;

- имеют значительное входное сопротивление цепей управления;

допускают реализацию в интегральном исполнении с высокой степенью интеграции;

могут быть реализованы на единой технологической базе совместно с логическими цепями управления в одном полупроводниковом кристалле.

Благодаря большой степени интеграции без существенного увеличения объема путем параллельного включения однотипных КЭ имеется возможность получения небольших сопротивлений в открытом состоянии.

Таблица 5.4

Тип ИМС	Число каналов	R_0 , Ом	R_3 , МОм	$\tau_{\text{вкл.}}^*$ мкс	$\tau_{\text{выкл.}}^*$ мкс	$I_{\text{макс.}}$ мА	$U_{\text{макс.}}$ В
K1KT081	6	250	20	2	2	40	10
1KT681	2	100	150	0,3	0,7	20	15
1KT682	4	100	150	0,3	0,7	20	15
K1KT901	5	300	250	—	—	10	20
K1KT902	4	50	125	—	—	50	20
2KT402	4	100	50	0,1	0,1	0,5	5
K284KH1*	3	250	1500	3	2	5	9

* $R_H = 10$ кОм.

Основные параметры ИМС МОП-коммутаторов приведены в табл. 5.4 [46, 48, 104].

В системах с импульсно-временным делением каналов, основанных на АИМ или ИКМ, временную коммутацию обеспечивают КЭ. Поэтому они должны иметь большое сопротивление в закрытом состоянии на частотах, в несколько десятков раз превышающих максимальную частоту исходных сигналов. Обычно такие КЭ целесообразно выполнять по схеме четырехполюсника. Для этой цели, в частности, можно использовать ИМС типа K284KH1, содержащую три независимых Т-образных МОП-коммутатора. В закрытом состоянии на частоте 1 МГц при сопротивлении нагрузки 10 кОм затухание такого КЭ превышает 60 дБ [104]. Принимая, что сопротивление КЭ в закрытом состоянии имеет емкостный характер, можно считать, что на частоте 1 кГц и сопротивлении нагрузки 600 Ом затухание между входом и выходом ИМС будет превышать 134 дБ.

Коммутационный элемент мостового типа целесообразно реализовать на ИМС 1KT682А — 1KT682В, имеющих симметричное расположение выводов.

В выходных каскадах ключевых генераторов и усилителей класса D применяются так называемые токовые КЭ, к временным параметрам и к сопротивлению которых в открытом (насыщенном) состоянии предъявляются жесткие требования. Оценка эффективности таких КЭ целесообразно производить по коэффициенту использования напряжения

$$\xi = 1 - \frac{U_{\text{нас}}}{U_{\text{макс}}}, \quad (5.18)$$

где $U_{\text{нас}}$ — напряжение на выходе ИМС в насыщенном состоянии; $U_{\text{макс}}$ — максимальное допустимое напряжение выходной цепи ИМС.

Величина ξ численно совпадает с коэффициентом полезного действия выходной цепи транзистора η .

В табл. 5.5 приведены ИМС для токовых КЭ.

Таблица 5.5

Тип ИМС	$U_{\text{нас}}'$ В	$U_{\text{макс}}'$ В	$I_{\text{макс}}'$ мА	$P_{\text{макс}}'$ мВт	$\tau_{\text{вкл}}'$ нс	η , %
K1ЛБ337	0,4	5,25	30	15,75	—	92,6
K1ЛБ557	0,4	5,25	30	15,75	—	92,6
K1ЛБ338	0,4	5,25	16	84	—	92,6
K1ЛБ558	0,4	5,25	16	84	—	92,6
K1КТ491А	0,8	33	120	396	500	76,0
K1КТ491В	0,8	13,86	120	1660	500	94,8
1КТ682В	2	30	20	600	300	93,4
K1КТ901	3	20	10	200	—	85,0
1КТ902	2,5	20	50	1000	—	87,5
1КТ462А	2,2	30	330	9900	220	92,7
1КТ462Б	2,2	22	330	7260	220	90,0
K2НТ171	0,33	10	20	200	25	96,7
K2НТ011	0,33	5	15	75	—	94,0

Как следует из вышеизложенного, номенклатура современных ИМС общего применения позволяет создавать МЭА с различными способами преобразования аналогового сигнала. Наряду с этим ведутся разработки новых типов функциональных узлов, обеспечивающих соответствующие функциональные преобразования. Например, обратный преобразователь АИМ, содержащий МОП-коммутатор, накопительный конденсатор и активный RC-фильтр на базе двух операционных усилителей, конструктивно реализован на плате гибридной ИМС размером 20×33 мм [89].

Известны также прямой и обратный преобразователи ДМ, первый из которых содержит компаратор и интегратор, а второй — только интегратор, специально разработанный для этой цели в виде отдельных бескорпусных ИМС. Компаратор имеет в своем составе элементы сопряжения с устройством управления, а интегратор — формирователь положительных и отрицательных импульсов, аппроксимирующих изменение сигнала, а также RC -цепи собственно интегратора. Всего в состав одной гибридной ИМС входят три бескорпусных ИМС, состоящих из 64 транзисторов и диодов, а также 54 резисторов, и 6 конденсаторов, выполненных по технологии тонких пленок [105].

Для самого сложного цифро-аналогового преобразователя (ИКМ) создание прямого преобразователя в виде полупроводниковой ИМС является проблемной задачей. Такие преобразователи выполняются в виде гибридной ИМС. Известна, например, 240-я серия ИМС, имеющая в своем составе кроме цифровых специальные аналоговые гибридные ИМС, в том числе: компаратор 2СА401, коммутационные элементы 2КТ401 (А, Б), 2КТ402, 2КТ405; операционный усилитель 2УТ401; стабилизатор опорного напряжения 2ЕН401 с использованием матрицы резисторов типа $R-2R$. Данная серия дает возможность реализовать 10-разрядные прямые и обратные преобразователи ИКМ с различной структурой [106]. Однако взамен некоторых указанных ИМС частного применения могут быть применены также полупроводниковые ИМС общего применения: коммутационные элементы К1КТ901 и 1КТ902 взамен 2КТ401, 2КТ402, 2КТ405; стабилизатор опорного напряжения К181ЕН1 [107] — 2ЕН401, компаратор 510СА2 или 521СА1 [32] — 2СА401; операционный усилитель К1УТ401, К1УТ402, К1УТ531 [48] — 2УТ401 и др.

В настоящее время некоторые зарубежные фирмы разработали обратный преобразователь ИКМ в виде полупроводниковой ИМС и ведут работы по созданию аналогичного прямого преобразователя [108].

Таким образом, все известные прямые и обратные преобразователи аналогового сигнала могут быть реализованы на базе имеющихся ИМС общего применения. Это во многом упрощает применение аналого-дискретного и аналого-цифрового способов преобразования сигналов в МЭА.

ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ УЗЛЫ И БЛОКИ НА ИНТЕГРАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМАХ И ИХ СОПРЯЖЕНИЕ

Функциональные узлы и блоки для микроэлектронной аппаратуры могут быть выполнены как в виде полупроводниковых и гибридных интегральных микросхем, так и в виде печатных узлов, в которых наряду с ИМС смонтированы элементы дискретной электроники.

Функциональные узлы и блоки первого типа характерны главным образом для цифровых устройств, а третьего типа — для устройств аналогового действия. Последнее обусловлено тем, что при построении устройств данного типа в наибольшей степени сказываются такие ограничения интегральной электроники, как отсутствие катушек индуктивности, трансформаторов, конденсаторов большой емкости, а также сравнительно небольшая выходная мощность и др. Существенную роль в этом играет также тенденция к сокращению номенклатуры ИМС для аналоговой МЭА путем создания на основе базовой микросхемы так называемых «пусковых схем» функциональных узлов и блоков различного типа.

Что же касается функциональных узлов и блоков, выполненных в виде гибридных интегральных микросхем, то они находят применение как в аналоговых, так и в цифровых устройствах, равно как и в устройствах с аналого-дискретным и аналого-цифровым преобразованием сигналов.

6.1. Функциональные узлы и блоки цифрового типа

В большинстве случаев функциональные узлы и блоки данного типа реализуются в виде полупроводниковых ИМС. К такого рода устройствам относятся сумматоры, полусумматоры, шифраторы, дешифраторы, счетчики, регистры, преобразователи кодов, генераторы импульсных напряжений, формирователи и распределители импульсов. Полупроводниковые интегральные микросхемы, на базе которых выполняются перечисленные узлы и

блоки, широко освещены в литературе [9, 32, 47, 48, 54]. Поэтому в настоящем параграфе рассматриваются только наиболее распространенные функциональные узлы и блоки для цифровой МЭА, которые реализуются с помощью базовых элементов, описанных в § 3.2, а также

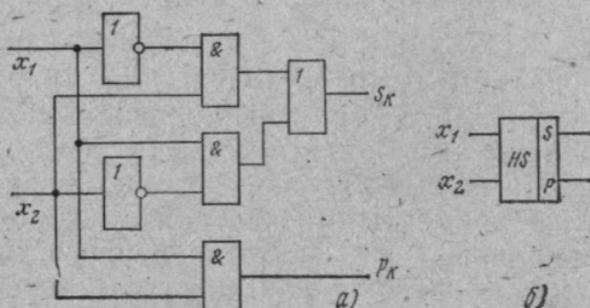


Рис. 6.1. Структурная схема (а) и условное обозначение (б) полусумматора

некоторые вопросы, касающиеся сопряжения и повышения устойчивости работы таких функциональных узлов и блоков.

К универсальным узлам комбинационного типа относятся полусумматоры и сумматоры. Первые реализуют операции суммирования ($S_k = x_1 \bar{x}_2 + \bar{x}_1 x_2 = x_1 \oplus x_2$) и переноса ($P_k = x_1 x_2$), а вторые используются для построения большинства типов преобразователей кодов.

Таблица 6.1

Слагаемые		Перенос P_k	Сумма S_k
x_1	x_2		
0	0	0	0
0	1	0	1
1	0	0	1
1	1	1	0

Структурная схема полусумматора изображена на рис. 6.1, а его функционирование описывается табл. 6.1.

На базе двух полусумматоров и четырех логических элементов ИЛИ-НЕ реализуется однородный сумматор, структурная схема которого изображена на рис. 6.2, а функционирование описывается табл. 6.2.

На входы сумматора рассматриваемого типа подаются сигналы X_k , Y_k и сигнал переноса из предыдущего разряда P_{k-1} . На выходах сумматора образуются прямая s_k и инвертированная \bar{S}_k суммы, а также пря-

мой P_k и инвертированный \bar{P}_k сигналы переноса в следующий разряд.

Наряду с описанным широкое распространение получили также четырехразрядные сумматоры ТТЛ, выполненные в виде полупроводниковых ИМС типа SN5483 и SN7483 [32].

К наиболее распространенным функциональным узлам последовательного типа относятся сдвиговые регистры и счетчики. Структурные схемы сдвиговых регистров, соответственно выполненных на RS-, JK- и D-триггерах, изображены на рис. 6.3.

Регистры на триггерах RS и JK являются двухходовыми (их логические входы соответственно обозначены R, S и J, K), а регистр на базе D — одноходовым. Синхронизация регистров указанных типов осуществляется по входу C_p .

Схемы, изображенные на рис. 6.3, положены в основу ряда типов средне- и крупномасштабных ИМС [32].

Сдвиговые регистры описанных типов широко применяются при построении счетчиков, получивших распространение в различных областях техники. Одна из возможных реализаций счетчика на семь разрядов, выполненного на базе простого сдвигового регистра, в котором используются JK -триггеры, представлена на рис. 6.4.

При разработке функциональных узлов необходимо решать задачи по выбору ИМС с требуемыми коэффициентами разветвления по выходу и логического расширения по входу, сопряжению ИМС по логическим уровням, стабилизации питающих напряжений, развязке по цепям электропитания и согласованию по допускам на выходные параметры.

Как уже отмечалось, коэффициент разветвления ИМС по выходу $K_{раз}$ определяется максимальным числом подключаемых к ней входов микросхем аналогичного типа без нарушения ее работоспособности и заметного ухудшения параметров. Естественно, что с ростом $K_{раз}$ происходит расширение функциональных возможностей ИМС, что одновременно сопровождается ухудшением статической помехоустойчивости и увеличением времени задержки сигнала. Поэтому выбор «логического усилителя» должен по возможности ослаблять отмеченные недостатки. В настоящее время в большинстве серий ИМС имеются микросхемы с коэффициентами разветвления от 2 до 100 [48], что в основном удовлетворяет потребностям реального проектирования.

Интегральные микросхемы с коэффициентом разветвления $K_{раз}=2-10$, входящие в состав серий 104, 106, 109, 110, K120, 121, 128, 130, K131, 133, 134, 136, K138, 155, 156, K158, 202, 205, 210, 215, 217, 218, 221, 223, 243, 263 [47, 48], имеют на выходе однотактные транзисторные каскады с коллекторной или эмиттерной нагрузкой. В ряде случаев выход ИМС рассматриваемого типа реализуется на базе двухтактного усилительного каскада двухходового расширителя.

Интегральные микросхемы с коэффициентом разветвления $K_{раз}=15-20$, входящие в состав серий 121, 130, K131, K137, K172, 178, 191, 202, при реализации на биполярных транзисторах обычно имеют на выходе усиленный однотактный усилительный каскад, в ряде случаев выполненный на составном транзисторе, а при реализации на полевых транзисторах — каскодный усилитель.

Интегральные микросхемы с коэффициентом разветвления $K_{раз}=30-50$ обычно имеют на выходе двухтактный усилительный каскад либо однотактный каскад с парой параллельно соединенных транзисторов (серии 106, 113, 115, 130, 133, 156), а ИМС с $K_{раз}=$

Таблица 6.2

Входы			Выходы	
X_k	Y_k	P_{k-1}	P_k	S_k
0	0	0	0	0
0	0	1	0	1
0	1	0	0	1
0	1	1	1	0
1	0	0	0	1
1	0	1	1	0
1	1	0	1	0
1	1	1	1	1

≈ 100 — однотактный каскад с тремя параллельно соединенными транзисторами (серии 136, К176, 191).

В качестве иллюстрации на рис. 6.5—6.7 приведены принципиальные схемы интегральных микросхем с коэффициентами разветвления, равными 30 (К1ЛБ336), 50 (К1ЛБ153) и 100 (К1ЛБ375) [48].

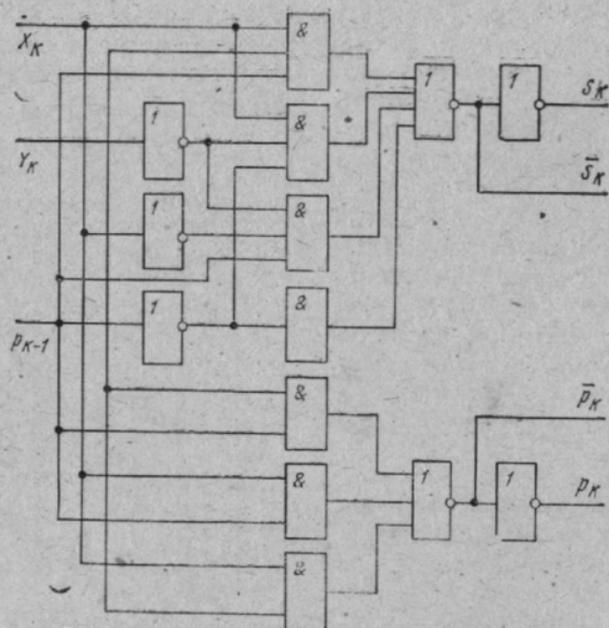


Рис. 6.2. Структурная схема однородного сумматора

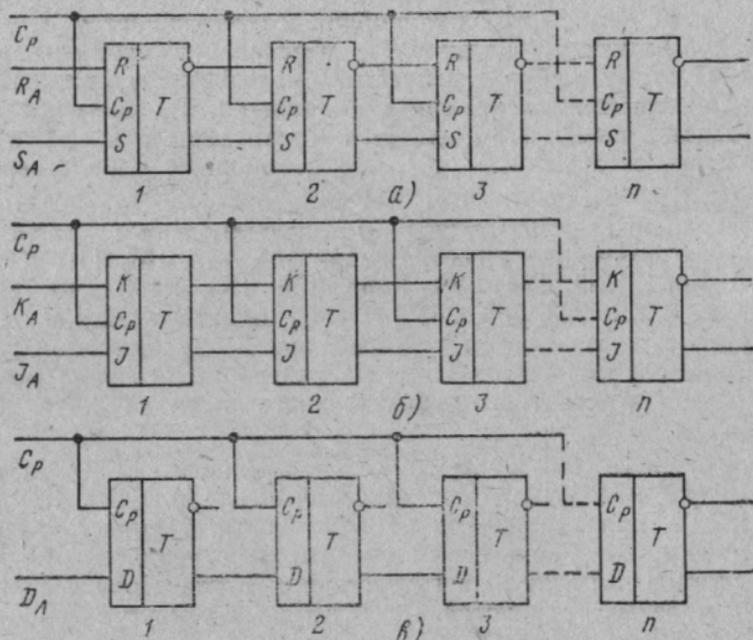


Рис. 6.3. Структурные схемы сдвиговых регистров, выполненных на базе триггеров различных типов:

а — RS; б — JK; в — D

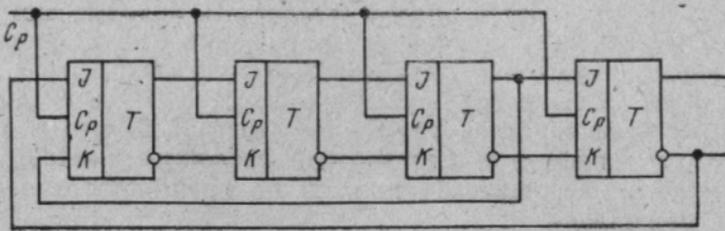


Рис. 6.4. Структурная схема счетчика на семь разрядов, выполненного на базе JK-триггеров

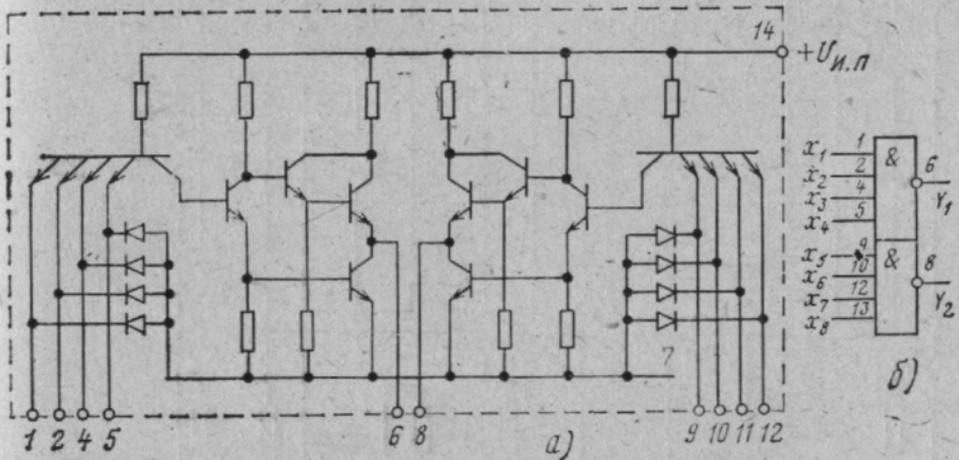


Рис. 6.5. Принципиальная схема (а) и условное обозначение (б) ИМС типа К1ЛБ336

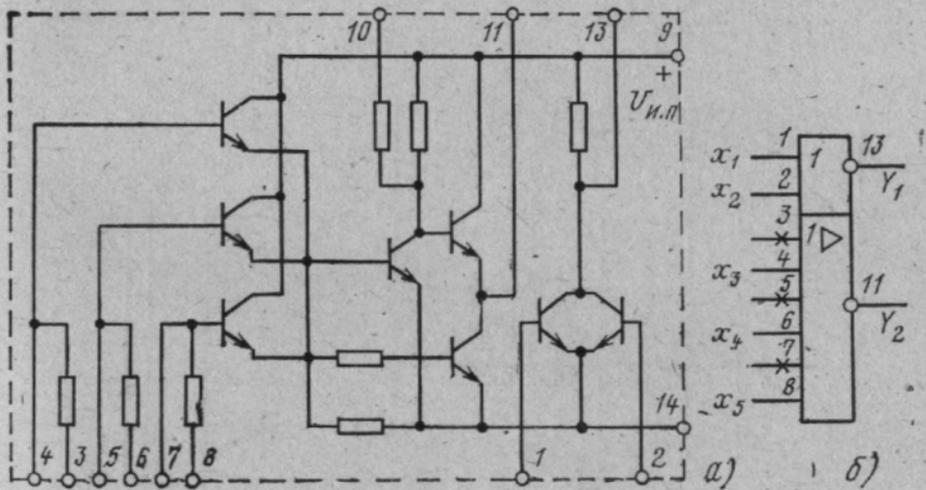


Рис. 6.6. Принципиальная схема (а) и условное обозначение (б) ИМС типа К1ЛБ153

Как уже отмечалось, коэффициент логического расширения входов ИМС $K_{об}$ определяется числом микросхем, которые могут быть подключены параллельно данной без нарушения ее работоспособности и заметного ухудшения параметров. Естественно, что с ростом $K_{об}$ происходит расширение функциональных возможностей ИМС, что, однако, сопровождается снижением быстродействия и ухудшением помехоустойчивости и нагрузочной способности. Поэтому выбор «логического расширителя» должен по возможности ослаблять отмеченные недостатки.

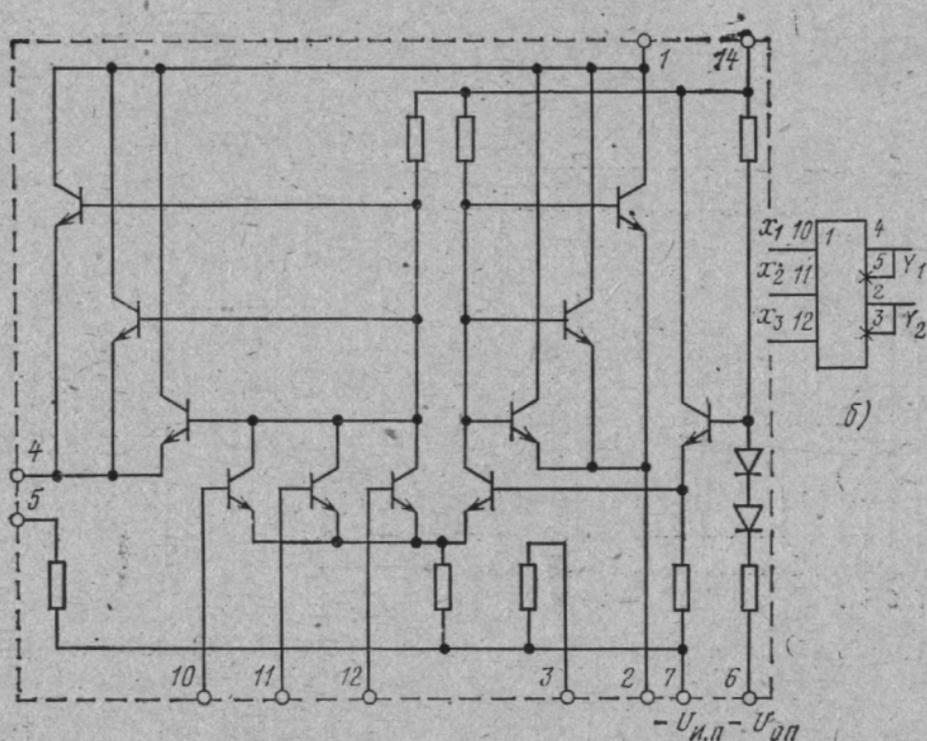


Рис. 6.7. Принципиальная схема (а) и условное обозначение (б) ИМС типа К1ЛБ375

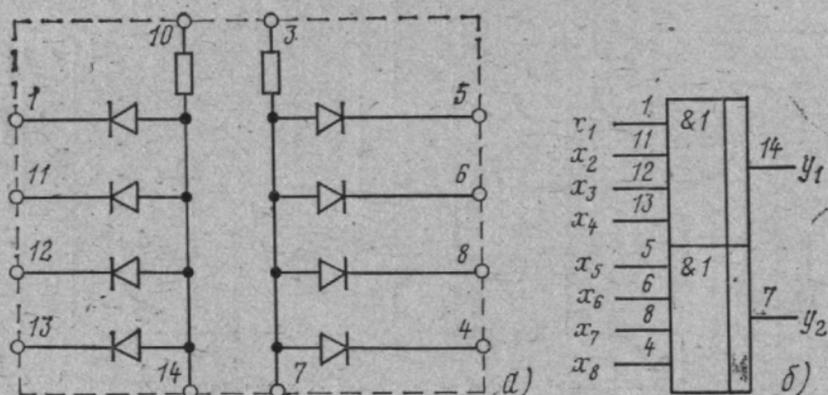


Рис. 6.8. Принципиальная схема (а) и условное обозначение (б) ИМС типа К1ЛП281

В настоящее время «логические расширители» с коэффициентом расширения от 2 до 10 имеются в большинстве серий ИМС [48], что в основном удовлетворяет потребностям реального проектирования.

Функции «логического расширения» решаются путем развязки входных нагрузок с помощью вентиляльных элементов, в качестве которых используются диоды (серии 104, 109, 121, 128, 156, 202, 215, 217, 218, 221), транзисторы (серии 110, К120, К137, К172, 178, К187, 191, 204, 205, 211, 223, 243), многоэмиттерные транзисторы (серии 106, 130, К131, 133, 155, К176), а также дифференциальные усилительные каскады (серии 113, 115, К138, К158).

Основные разновидности ИМС, реализующих функцию «логического расширения», изображены на рис. 6.8—6.10 [48].

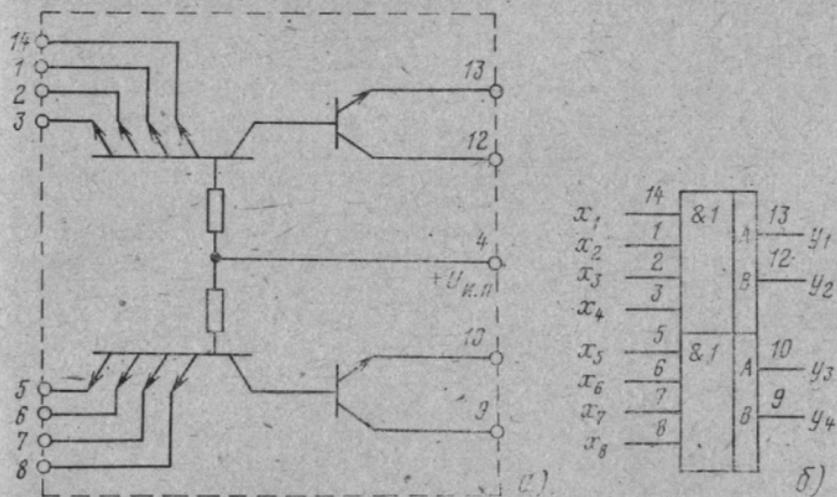


Рис. 6.9. Принципиальная схема (а) и условное обозначение (б) ИМС типа К1ЛП065 (К1ЛП066)

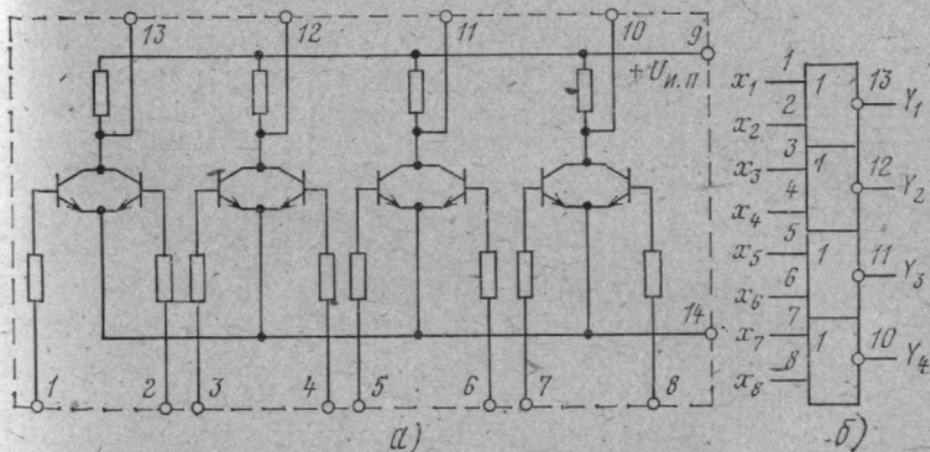


Рис. 6.10. Принципиальная схема (а) и условное обозначение (б) ИМС типа К1ЛБ151

Необходимость сопряжения логических уровней возникает, например, при совместном использовании ИМС различных серий и обычно реализуется с помощью специальных микросхем. Особенно остро данный вопрос стоит при совместном использовании серийно выпускаемых ИМС с перспективными микромощными микросхемами. Можно указать на то, что в составе серии К564 таких ИМС имеется преобразователь уровня К564ПУ4, обеспечивающий непосредственную работу микромощных логических микросхем с серийно выпускаемыми ИМС ТТЛ [229]. Задачи сопряжения логических уровней могут также решаться с помощью ИМС типа ЗНС012, 2СА281 [48], К511ПУ1, К511ПУ2 [230] либо соответствующих навесных элементов.

Развязка ИМС и функциональных узлов по цепям электропитания также обеспечивается с помощью специальных микросхем либо навесных *RC*-, а в ряде случаев *LC*-элементов.

Следует иметь в виду, что требования к цепям развязки через источники электропитания цифровых устройств являются менее жесткими, чем к соответствующим цепям устройств аналогового действия. Вместе с тем если учесть, что в ИМС большинства типов преобладают активные элементы, их развязка через источники электропитания в ряде случаев необходима.

Для стабилизации питающих напряжений и логических уровней применяются как специальные ИМС, так и цепи соответствующего назначения на навесных элементах (например, содержащие стабилизаторы и резисторы). К ним, в частности, относятся К181ЕН1 [107] и К2ПП241 [48], предназначенные для стабилизации напряжения.

Согласование функциональных узлов и блоков по допускам на выходные параметры обычно достигается соответствующим подбором серий ИМС, а в ряде случаев также путем стабилизации рабочего режима по постоянному току и применения отрицательной обратной связи.

Вопросы, связанные с количественной оценкой влияния стабилизации рабочего режима по постоянному току и отрицательной обратной связи на допуска выходные параметров микроэлектронных устройств, рассматриваются в гл. 7.

В заключение рассмотрим структуры некоторых типов больших ИМС и интегральных блоков, определяющих основные тенденции дальнейшего совершенствования элементной базы цифровой МЭА [233—236].

Как уже отмечалось, внедрение больших ИМС с высокой степенью интеграции не только приводит к пересмотру ряда принципов схемотехники МЭА, но также к изменению представления о степени универсальности ИМС при расширении объема выполняемых ими функций. Это стало возможным благодаря тому, что внесение существенной избыточности в большие ИМС не приводит к заметному увеличению их стоимости. Особенно показательными в этом отношении являются микропроцессоры и микро-ЭВМ.

Первыми устройствами, выполненными в виде боль-

ших ИМС, были описанные выше счетчики и сдвигающие регистры, представляющие собой регулярные цифровые структуры. В частности, к ним относится регистр сдвига на 16 разрядов типа КИИР203, выполненный на базе МОП-структур [48]. Известны также многоразрядные сумматоры и распределители, выполненные в виде больших ИМС.

К наиболее массовым полупроводниковым большим ИМС цифрового типа относятся запоминающие устройства (ЗУ), которые, как известно, содержат однородные матрицы бинарных ячеек, выполненных на основе МДП, КМДП, а также биполярных транзисторных и тиристорных структур.

В качестве примера ЗУ ТТЛ сравнительно небольшой емкости (32 бита), выполненного в виде большой ИМС, можно назвать К1ЯМ411 [48]. Наряду с этим в настоящее время выпускаются серийно также оперативные ЗУ на биполярных транзисторах емкостью до 256 бит с временем выборки до 50 нс и емкостью 1024 бит с временем выборки 60—90 нс. Известны также большие ИМС ЗУ, выполненных на базе МДП-структур, с емкостью до 4096 бит [68].

К наиболее универсальным устройствам техники больших ИМС цифрового типа относятся микропроцессоры. Благодаря программному управлению они обеспечивают эффективную обработку информации и одновременно сочетают в себе все преимущества больших ИМС. Поэтому свойства микропроцессоров характеризуются показателями, присущими как вычислительным средствам, так и большим ИМС. К первым из них относятся разрядность, емкость памяти, магистральность, особенности микропрограммирования, возможности и количество уровней прерывания и некоторые другие, а ко вторым — быстродействие, массо-габаритные характеристики, надежность, совместимость с ТТЛ, потребность в градациях питающих напряжений, потребляемая мощность.

Различают три поколения микропроцессоров [234]: первое (1971—1973 гг.), характеризующееся применением наиболее простой *p*-МОП технологии, малой разрядностью (4—8 бит), низким быстродействием (время выполнения операции сложения составляет примерно 10 мкс), ограниченным набором команд (45—60), небольшой емкостью памяти;

второе (1973—1975 гг.), характеризующееся применением *n*-МОП технологии, позволившей примерно в 5 раз повысить быстродействие при повышении разрядности до 8—16 бит и увеличении набора команд до 100;

третье (1975 г. по настоящее время), характеризующееся применением КМОП технологии и ее модификации КМОП/КНС (кремний на сапфировой подложке) технологии, а также И²Л, ТТЛШ и ЭСЛ технологий. Исходная разрядность микропроцессоров этого поколения составляет 8—16 бит. Она может наращиваться через 2, 4 или 8 бит. Быстродействие таких микропроцессоров примерно в 10—100 раз больше, чем у микропроцессоров первого поколения.

К наиболее распространенным типам микропроцессоров, выпускаемым в США, относятся [235, 236]: первого поколения — АМ1-7300, PPS-25, 4004, 4040, 8008, IMP-16 и PPS-4; второго поколения — F-8, CP-1600, MCS-80, MC-6800, TMS-9900 и 2650; третьего поколения — АМ-2900, 3000, MCS-48, MCS-80, IM-6100, MM-6700, MC-10800 и COSMAC.

Отечественная промышленность в настоящее время выпускает три серии больших ИМС для микропроцессоров: К580, К587 и К589 [234, 11].

В состав серии К580 входит микропроцессор на 8 разрядов, изготовленный по *n*-МОП технологии (БИС К580ИК80). Он предназначен для обработки информации в системах передачи данных и в системах управления и имеет фиксированное число команд, равное 78.

Серия К587 содержит четыре больших ИМС, реализующих основные блоки микропроцессора, а именно: арифметического устройства (К587ИК2), управления памятью (К587РП1), обмена информацией (К587ИК1) и арифметического расширителя (К587ИК3). Микро-схемы данной серии изготовлены по КМОП технологии. Микропроцессоры, выполненные на основе больших ИМС серии К587, предназначены для применения в вычислительных устройствах и, в частности, в микро-ЭВМ с быстродействием до 100—200 тыс. операций в секунду, а также в системах контроля, управления технологическими процессами и т. п. Характерной особенностью микропроцессоров данной серии является микропрограммный принцип управления.

Серия К589 содержит девять БИС, изготовленных по ТТЛШ технологии, в том числе: блок микропрограммно-

го управления (К589ИК01), центральный процессорный элемент (К589ИК02), схему ускоренного переноса (К589ИКО3), многорежимный буферный регистр (К589ИР12), блок приоритетного прерывания (К589ИК14), шинный формирователь (К589АП16) и шинный формирователь с инверсией (К589АП26).

Микропроцессор, выполненный на базе перечисленных БИС, имеет быстроедействие до 1 млн. операций в секунду и обеспечивает широкие функциональные возможности, благодаря чему он находит применение в самых различных областях техники.

Микропроцессор включает в себя следующие основные блоки: арифметическо-логическое устройство (АЛУ), устройство управления (УУ) и набор рабочих регистров. Последние представляют собой ячейки памяти, служащие для сверхоперативного запоминания (СОЗУ) текущей информации, но выполняющие различные функции.

В составе микропроцессора обычно имеются: регистры операндов, хранящих двоичные числа, одно из которых обновляется после выполнения каждой операции, а второе может сохраняться на отрезке выполнения ряда операций; регистр команд, хранящий код выполняемой операции; регистр адреса, в котором запоминается адресная часть командного слова; регистр состояний, фиксирующий состояние микропроцессора в каждый момент времени реализации записанной программы; регистр хранения промежуточных результатов, адресов и команд, циркулирующих при выполнении заданной программы; буферный и сдвиговый регистры, а также группа регистров, обеспечивающих осуществление последовательных вычислений без загрузки других элементов памяти.

Кроме перечисленных основных блоков в состав микропроцессора могут также входить: устройство ввода — вывода информации (УВВ), счетчик команд, счетчик времени (таймер) и некоторые другие.

На рис. 6.11 в качестве иллюстрации изображена структурная схема микропроцессора второго поколения типа CP-1600 фирмы General Instrument, выполненного на элементах МДТПЛ и имеющего 16 разрядов [68]. Описываемый микропроцессор рассчитан на 68 команд. Время сложения в звене регистр — регистр составляет 2,3 мкс, а в звене постоянное запоминающее устройст-

во — регистр — 3,2 мкс. Тактовая частота двухразрядной динамической логики составляет 3,3 МГц для модели CP-1600 и 5 МГц для модели CP-1600A. Электропитание микропроцессора обеспечивается от источников постоянного тока с напряжениями +12, +5 и -3 В при потребляемой мощности около 900 мВт. Микропроцессор устойчиво работает в диапазоне температур от 0 до +70°C.

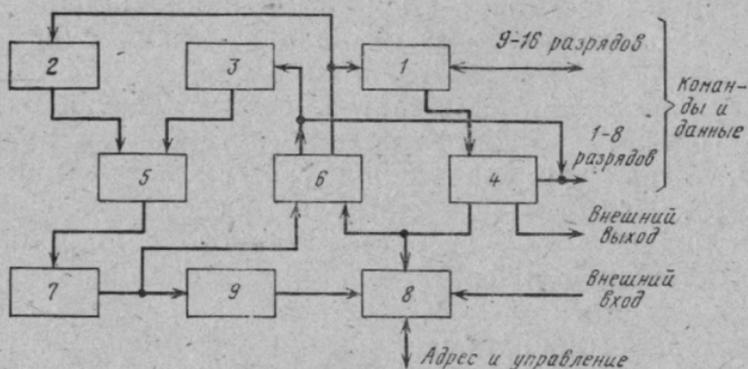


Рис. 6.11. Структура микропроцессора CP-1600:

1 — буферный регистр; 2, 3 — регистры операндов и адресов; 4 — регистр команд; 5 — АЛУ; 6 — группа вычислительных регистров; 7 — сдвиговый регистр; 8 — устройство управления; 9 — регистр состояний

Большие ИМС запоминающих устройств и микропроцессоров широко применяются в микро-ЭВМ, упрощенная структурная схема которой приведена на рис. 6.12 [68]. Микро-ЭВМ содержит микропроцессор 1, оперативное 2 и постоянное 3 запоминающие устройст-



Рис. 6.12. Упрощенная структурная схема микро-ЭВМ

ва, блок связи с периферийным оборудованием 4 и схему связи с модемом 5. По данному принципу построена микро-ЭВМ6800 фирмы Motorola (США). Микро-ЭВМ комплектуется из следующего набора монолитных блоков: микропроцессора MP-6800, статического оперативного запоминающего устройства емкостью 128×8 (M6810), постоянного запоминающего устройства емкостью 1024×8, блока связи с периферийным оборудова-

нием (М6820) и блока связи с модемами (М6850). Суммарная емкость ОЗУ и ПЗУ может наращиваться до 65 536 бит. К общей шине может подключаться до восьми блоков типов М6820 и М6850.

Отдельный класс представляют собой специализированные цифровые большие ИМС для конкретных типов аппаратуры. Такие ИМС разрабатываются для крупносерийной и массовой аппаратуры, в частности бытовой аппаратуры телефонной связи и т. п.

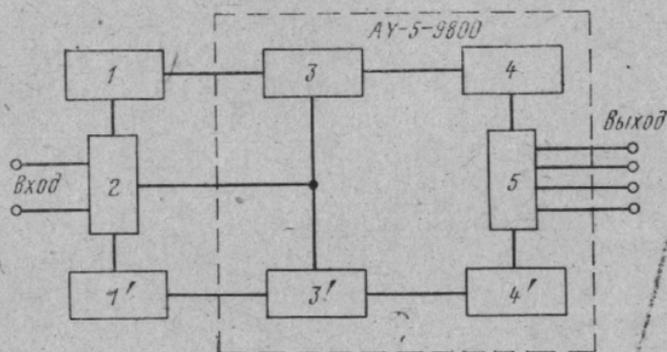


Рис. 6.13. Структурная схема цифрового преобразователя тонального набора, выполненного на базе большой ИМС типа АУ-5-9800

На рис. 6.13 изображена структурная схема цифрового преобразователя тонального набора для существующих телефонных станций, разработанного фирмой General Instrument [69]. Большой интерес представляет разработанная для этого устройства специализированная большая ИМС типа АУ-5-9800.

Известно, что широкому распространению телефонных аппаратов с кнопочным набором номера препятствуют трудности преобразования существующими средствами в автоматических телефонных станциях электромеханического типа многочастотного сигнала в комбинации позиционного кода. Данная задача решается ИМС типа АУ-5-9800, которая обеспечивает распознавание сигналов набора и их декодирование с такой же скоростью, с которой они набираются с помощью кнопочного номеронабирателя телефонного аппарата.

Устройство содержит две группы операционных усилителей 1 и 1', узел внешних RC-элементов 2 и монолитную большую ИМС типа АУ-5-9800, содержащую активные элементы фильтров нижних частот 3, 3', цифровые анализаторы 4, 4' и кодирующий узел 5.

6.2. Функциональные узлы и блоки аналогового действия

Как уже отмечалось, наиболее универсальными свойствами среди аналоговых интегральных микросхем обладает операционный усилитель (ОУ). Он широко используется для построения функциональных узлов, находящихся широкое применение в различных областях техники: генераторов синусоидальных колебаний, мультивибраторов, аналоговых перемножителей, радиочастотных усилителей, делителей частоты, узлов фазовой автоподстройки, дифференцирующих и интегрирующих узлов, стабилизаторов напряжения и тока и др.

При создании функциональных узлов на базе ОУ широко используется обратная связь (ОС). В табл. 6.3 приведены основные схемы реализации ОС, обеспечивающие создание на базе ОУ усилителей напряжения и тока, а также усилителей-трансформаторов проводимости и сопротивления. Здесь же даются расчетные соотношения для основных параметров перечисленных функциональных узлов.

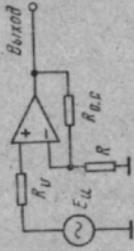
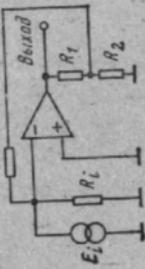
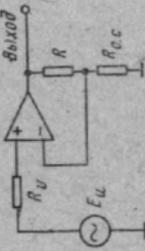
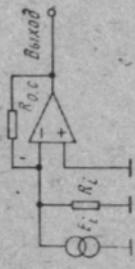
В табл. 6.3 приняты следующие обозначения: E_u и E_i — ЭДС генераторов напряжения и тока; R_u и R_i — внутренние сопротивления генераторов напряжения и тока; $R_{o.c}$ — сопротивление ОС; $K_{y,u}$ и $K_{y,t}$ — соответственно коэффициенты усиления по напряжению и току; K и K_R — коэффициенты трансформации проводимости и сопротивления; $R_{вх0}$ и $R_{вых0}$ — входное и выходное сопротивления функционального узла при отсутствии ОС; β — коэффициент передачи цепи ОС.

Практические реализации ряда функциональных узлов на базе ОС приведены в табл. 6.4.

Частота собственных колебаний автогенератора с мостом Вина, получившего широкое распространение благодаря высокой точности синусоидального напряжения и простоте перестройки в широком диапазоне частот, определяется из соотношения

$$f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}, \quad (6.1)$$

где R_1 , R_2 , C_1 , C_2 — элементы, с помощью которых реализуется положительная обратная связь.

Вид ОС (тип прибора)	Схема включения	Передающая функция	Входное сопротивление	Выходное сопротивление
<p>Последовательная по напряжению (усилитель напряжения)</p>		$K_{y,u} = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}}$	$R_{\text{вх0}} (1 + K_{y,i\beta})$	$\frac{R_{\text{вых0}}}{1 + K_{y,i\beta}}$
<p>Параллельная по току (усилитель тока)</p>		$K_{y,i} = \frac{I_{\text{вых}}}{I_{\text{вх}}}$	$\frac{R_{\text{вх0}}}{1 + K_{y,i\beta}}$	$R_{\text{вых0}} (1 + K_{y,i\beta})$
<p>Последовательная по току (трансформатор проводимости)</p>		$K_G = \frac{I_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}}$	$R_{\text{вх0}} (1 + K_{y,i\beta})$	$R_{\text{вых}} (1 + K_{y,i\beta})$
<p>Параллельная по напряжению (трансформатор сопротивления)</p>		$K_R = \frac{U_{\text{вых}}}{I_{\text{вх}}}$	$\frac{R_{\text{вх0}}}{1 + K_{y,i\beta}}$	$\frac{R_{\text{вых0}}}{1 + K_{y,i\beta}}$

Тип функционального блока	Базовая ИМС	
	ОУ	Гиратор
Автогенератор с мостом Вина		
Квадратурный автогенератор		
Автогенераторы с RC-цепью обратной связи и гиратором		

В простейшем случае при $R_1=R_2=R$ и $C_1=C_2=C$

$$f_{\Gamma} = \frac{1}{2\pi RC}. \quad (6.2)$$

Стабильность рабочего режима и частоты колебаний автогенератора обеспечивается с помощью отрицательной обратной связи, реализуемой через элементы R_3, R_4, D_1, D_2 . Для исключения срыва колебаний должно выполняться условие

$$\left[\frac{R_2 C_1}{R_1 C_1 + R_2 C_2 + R_2 C_1} \right]^{-1} \leq 1 + \frac{R_3}{R_4}. \quad (6.3)$$

Отсюда при $R_1=R_2=R$ и $C_1=C_2=C$

$$R_3 \geq 2R_4. \quad (6.4)$$

Диоды D_1, D_2 выполняют роль биполярных ограничителей, шунтирующих резистор R_3 при высоких уровнях выходного сигнала.

В описываемой схеме удается обеспечить добротность $Q=10\pm 10\%$ в интервале температур до 100°C при условии, что точность сопротивлений резисторов и емкостей конденсаторов не хуже $\pm 0,2\%$, а температурный коэффициент не превышает $5 \cdot 10^{-5}^\circ\text{C}^{-1}$ [11].

Квадратурный автогенератор основан на использовании свойств умножителя частоты (на аналогичных принципах выполняются также квадратурные фильтры) [32]. Он содержит цепь положительной обратной связи на элементах R_1, R_3, C_3 . К достоинствам генератора рассматриваемого типа относится высокая точность установки частоты и простота ее перестройки.

В автогенераторе с RC -цепью положительная обратная связь замыкается через резистор R_1 и набор резисторов и конденсаторов R, C .

Таблица 6.5

Тип функционального блока	Базовая ИМС	
	ОУ	Компаратор
Автоколебательный мультивибратор		
Ждущий мультивибратор		

Соответствующий аналог на гираторе выполнен по «трехточечной» схеме, широко используемой в генераторах LC -типа. В данной схеме цепь положительной ОС вместо катушки индуктивности содержит гиратор Γ , свойства которого были описаны в гл. 4.

В табл. 6.5 приведены схемы автоколебательного и ждущего мультивибраторов, выполненных на базе ИМС операционного усилителя и компаратора. Функциональ-

ный блок первого типа, называемый также автоколебательным генератором импульсов прямоугольной формы, при выполнении на ИМС ОУ охвачен положительной ОС по инвертирующему входу (через резисторы R_1 , R_2). При коэффициенте усиления больше единицы мультивибратор находится в состоянии возбуждения. Период колебаний такого генератора определяется из соотношения [79]

$$T = 2RC \ln \left(1 + 2 \frac{R_1}{R_2} \right). \quad (6.5)$$

Автоколебательный мультивибратор на ИМС компаратора содержит цепи отрицательной ОС, замыкающиеся через резисторы R_1 и R_2 . Это обеспечивает получение симметричного меандра и улучшает условия запуска. Период колебаний генератора рассматриваемого типа [32]

$$T = 2,7R_1C_1. \quad (6.6)$$

Отметим, что автоколебательный мультивибратор, выполненный на базе ИМС типа 510СА2, обеспечивает работу на частотах до 5 МГц [32].

Ждущий мультивибратор на ИМС, называемый также одновибратором, имеет только одно устойчивое состояние (см. табл. 6.5). При подаче на его вход запускающего импульса $U_{вх}$, который через дифференцирующую цепь R_1C_1 воздействует на неинвертирующий вход ОУ, мультивибратор переводится в другое состояние. При этом после запуска он некоторое (заранее определенное) время находится в «квазистабильном» состоянии, а затем переходит в устойчивое состояние. Длительность «квазистабильного» состояния уменьшается при подключении диода D . Период возврата ждущего мультивибратора в исходное состояние после прекращения действия запускающего импульса определяется из соотношения [79]

$$T = R_2C_2 \ln \frac{2E_{пит}}{E_{оп}}. \quad (6.7)$$

Ждущий мультивибратор на ИМС компаратора, схема которого представлена в табл. 6.5, обеспечивает формирование выходного импульса положительной полярности при подведении к его входу импульса отрицательной полярности. При этом напряжение переброса мультивибратора равно опорному напряжению $E_{оп}$ (с точно-

стью ± 10 мВ при изменении входного напряжения в пределах ± 5 В), а длительность выходного импульса определяется из соотношения [32]

$$T = \tau \ln \frac{1 + U_{\text{вых}}/E_{\text{оп}}}{1 + R_3/R_2}, \quad (6.8)$$

где $\tau = (R_2 + R_3) C_1$.

В заключение на рис. 6.14 приведены схемы функциональных узлов умножителя и делителя частоты, а также умножителя частоты на основе радиочастотного усилителя (РУ) и узла фазовой автоподстройки (ФАП), которые получили широкое распространение при построении аппаратуры аналогового действия.

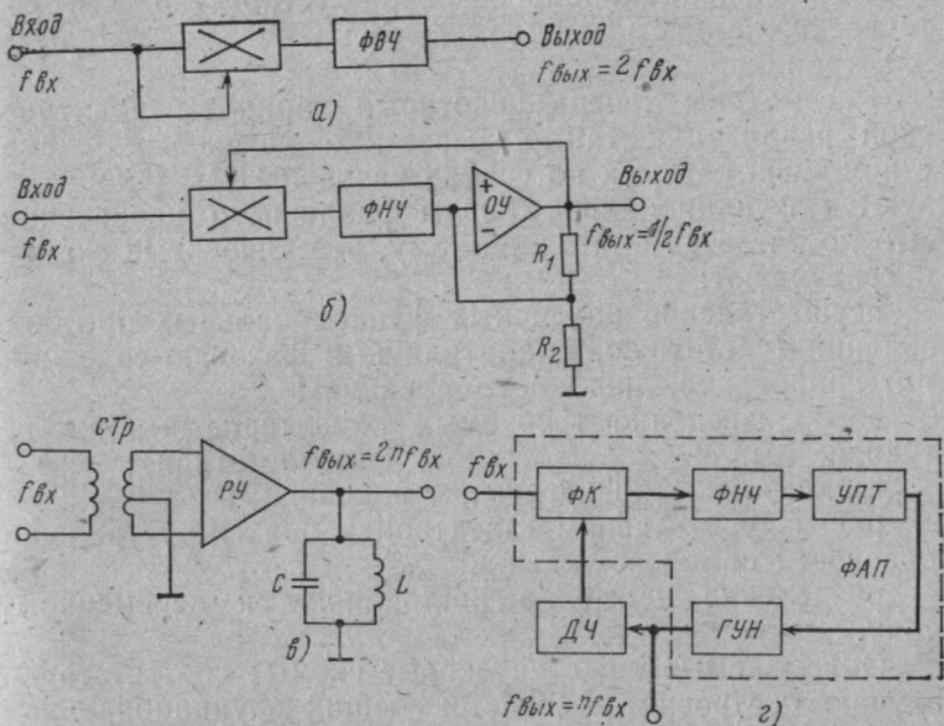


Рис. 6.14. Структурные схемы умножителя (а) и делителя (б) частоты, а также умножителя частоты на основе радиочастотного усилителя (в) и узла фазовой автоподстройки (г)

Умножитель частоты (рис. 6.14,а) содержит ИМС аналогового перемножителя и фильтра верхних частот (ФВЧ), обеспечивающего выделение из спектра выходного сигнала составляющей с частотой $f_{\text{вых}} = 2f_{\text{вх}}$.

Делитель частоты (рис. 6.14,б) содержит ИМС перемножителя, фильтра нижних частот (ФНЧ), обеспечи-

вающего выделение составляющей $f_{\text{вых}}=1/2f_{\text{вх}}$, и ОУ с ОС, реализуемой с помощью резисторов R_1, R_2 .

Умножитель частоты, схема которого изображена на рис. 6.14,в, содержит ИМС радиочастотного усилителя (РУ), а также согласующий трансформатор СТр и контур LC, на котором выделяется сигнал с частотой $2nf_{\text{вх}}$, где n — натуральное число.

Умножитель частоты на основе ФАП, схема которого изображена на рис. 6.14,г, содержит фазовый компаратор (ФК), делитель частоты (ДЧ), ФНЧ, УПТ и генератор, управляемый напряжением (ГУН). Узел ФАП обеспечивает выделение в спектре выходного сигнала частоты $f_{\text{вых}}=nf_{\text{вх}}$. Как уже отмечалось, узел ФАП представляет собой принципиально новое устройство высокой точности, полностью реализуемое на базе интегральной электроники.

Рассмотрим теперь некоторые варианты практической реализации так называемых «пусковых схем», с помощью которых на основе базовой ИМС ОУ реализуются функциональные узлы различного назначения. Это достигается благодаря тому, что «пусковые схемы» обеспечивают:

осуществление различных функциональных преобразований (частотную, амплитудную и фазовую селекцию, интегрирование, дифференцирование);

воспроизведение требуемых характеристик (амплитудной, амплитудно-частотной, фазочастотной);

согласование по нагрузкам и уровням;

развязку по цепям электропитания и устранение опасности самовозбуждения;

разделение цепей по постоянному и переменному току.

Описываемые ниже «пусковые схемы» соответствуют случаю построения соответствующих функциональных узлов на базе ИМС ОУ типа 1УТ401Б, получившей наибольшее распространение в настоящее время [32].

При сравнительно простом схемном выполнении (см. рис. 6.12) данная ИМС обладает хорошими усилительными свойствами ($K_{y,u}=2000\div 10\,500$), широким динамическим диапазоном ($U_{\text{вых}}\leq +8$ В), высоким входным сопротивлением (не менее 4 кОм), низким выходным сопротивлением (не более 0,7 кОм) и широкой полосой эффективно передаваемых частот (до 30 МГц).

Интегральная микросхема 1УТ401Б имеет выводы, обеспечивающие подключение (рис. 6.15): 1, 7 — источ-

ников электропитания отрицательной и положительной полярности ($\pm 12,6$ В); 2, 3—цепей коррекции; 4—общего провода; 5—нагрузки; 9, 10—источника сигнала (с инвертированием и без инвертирования); 12—контрольного прибора.

Входной каскад ОУ выполнен на транзисторах T_2 , T_3 , включенных по дифференциальной схеме. Электропитание этих транзисторов обеспечивается от генератора стабильного тока на транзисторе T_4 , смещение на базу которого (равно как и на базу транзистора T_8) по-

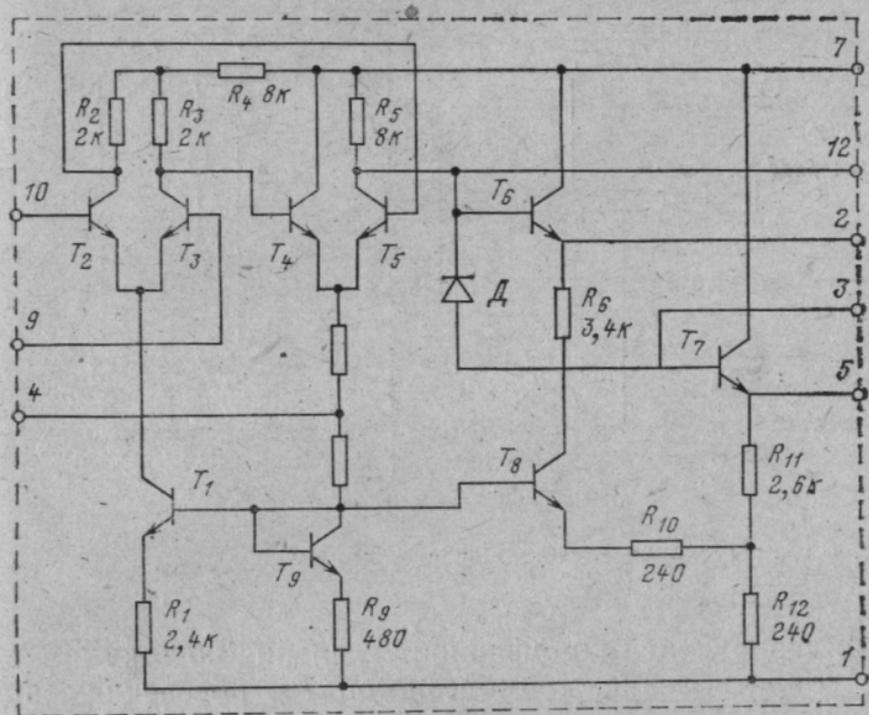


Рис. 6.Б. Принципиальная схема ИМС операционного усилителя 1УТ401Б

дается с делителя, состоящего из транзистора T_9 , включенного по схеме диода, транзисторов T_4 , T_5 и резисторов R_5 — R_8 . При этом транзистор T_4 обеспечивает симметрирование коллекторных токов, протекающих через транзисторы T_2 , T_3 , а транзистор T_5 совместно с резистором R_5 выполняет функции эмиттерного повторителя. Транзисторы T_6 , T_8 образуют цепь сдвига уровня, а на транзисторе T_7 выполнен эмиттерный повторитель, обеспечивающий согласованное подключение низкоомной нагрузки.

В зависимости от типа «пусковой схемы» на базе ИМС типа 1УТ401Б могут быть реализованы дифференцирующий узел, формирователь пилообразного напряжения, генератор низкой частоты и стабилизатор напряжения.

Дифференцирующий узел выполняется с помощью «пусковой схемы», изображенной на рис. 6.16. Эта схема содержит цепь R_1C_1 , включенную на инвертирующем входе 9 ИМС 1УТ401Б, цепь ООС на резисторах R_3, R_4 ,

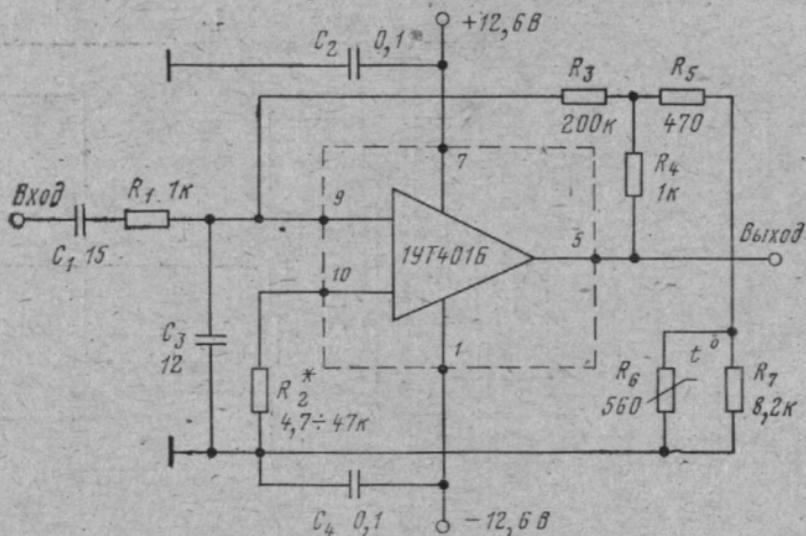


Рис. 6.16. «Пусковая схема» дифференцирующего узла

стабилизирующей коэффициент усиления по току и входное сопротивление, терморезистор R_6 , обеспечивающий совместно с резисторами R_7, R_5 и R_3 стабилизацию рабочего режима по постоянному току.

Для повышения устойчивости ОУ к самовозбуждению параллельно входу 9 включен конденсатор C_2 . Развязка по цепям питания обеспечивается с помощью конденсаторов C_3, C_4 .

Параметры описанной «пусковой схемы» могут быть рассчитаны с помощью соотношений, приведенных в [119].

Дифференцирующий узел рассматриваемого типа [48] рассчитан на работу при длительности импульса входного сигнала 10 мкс, частоте следования входных импульсов 10 кГц, длительности входного импульса по уровню 0,5: положительного +0,55 мкс и отрицательно-

го $-0,65$ мкс. Он обеспечивает длительность фронта выходного импульса $0,13$ мкс (положительного) и $0,3$ мкс (отрицательного), а также длительность спада выходного импульса $1,2$ мкс (положительного) и $1,5$ мкс (отрицательного).

На рис. 6.17 изображена «пусковая схема», реализующая совместно с ИМС 1УТ401Б формирователь пилообразного напряжения, выполненный по схеме интегратора Миллера [119].

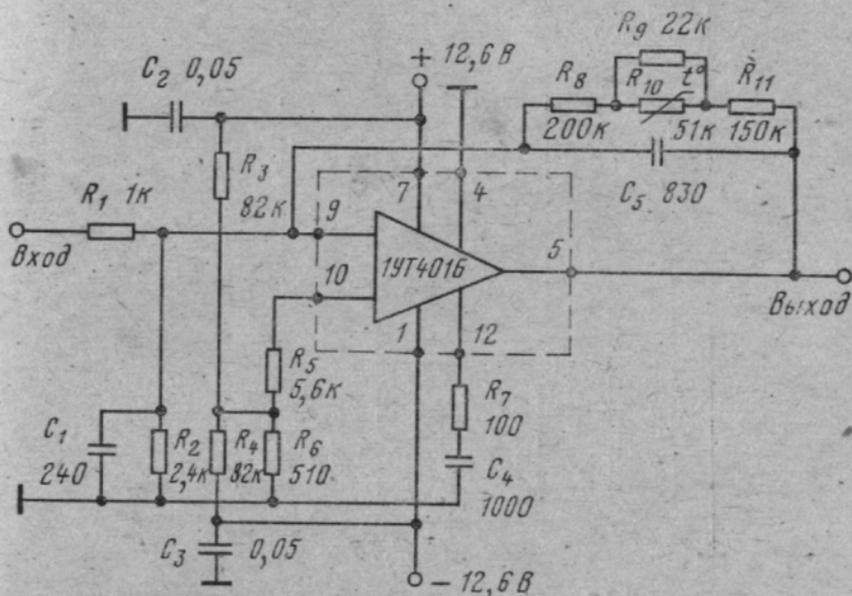


Рис. 6.17. «Пусковая схема» формирователя пилообразного напряжения

Данный функциональный узел содержит цепь ООС на конденсаторе C_5 , параллельно которому включены резисторы $R_8—R_{11}$. Наличие в данной цепи терморезистора R_{10} , шунтированного резистором R_9 , обеспечивает автоматическую регулировку смещения, подаваемого через вход 9 на базу транзистора T_3 (см. рис. 6.12), при колебаниях температуры окружающей среды. Смещение на базу транзистора T_2 подается через вход 10 ИМС ОУ с помощью резисторов $R_3—R_6$. Частотная коррекция характеристики ОУ обеспечивается с помощью резистора R_7 и конденсатора C_4 . Развязка по цепям электропитания осуществляется с помощью конденсаторов C_2, C_3 . Корректирование временной характеристики входной цепи ОУ обеспечивается с помощью резисторов R_1, R_2 и конденсатора C_1 .

Формирование пилообразного напряжения в описанной схеме обеспечивается при подаче на вход ИМС ОУ импульсов положительной полярности. Расчет параметров рассматриваемой «пусковой схемы» может быть выполнен с помощью соотношений, приведенных в [119].

Формирователь пилообразного напряжения, выполненный по схеме на рис. 6.17 [48], обеспечивает дли-

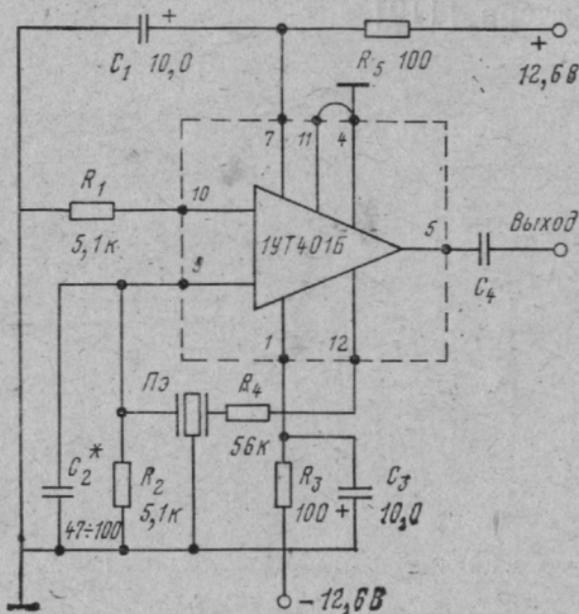


Рис. 6.18. «Пусковая схема» генератора низкой частоты

тельность рабочего хода сигнала 5—100 и обратного хода сигнала 2—10 мкс. Коэффициент гармоник не превышает 1% при выходном напряжении 3,4 В и 5% при выходном напряжении 6 В.

«Пусковая схема», с помощью которой на базе ИМС типа 1УТ401Б обеспечивается построение генератора низкой частоты, изображена на рис. 6.18. Данный функциональный узел содержит цепь положительной ОС, замыкающуюся с выхода 12 ИМС ОУ через резистор R_4 и пьезоэлектрический резонатор Пэ на вход 9, который через резистор R_2 , шунтированный конденсатором C_2 , соединен с корпусом. Вход 10 ИМС ОУ также подключен к корпусу через резистор R_1 . Подключение нагрузки осуществляется через конденсатор большой емкости C_4 . Развязка по цепям электропитания обеспечивается с помощью конденсаторов C_1 , C_3 и резисторов R_5 , R_3 .

Описанный генератор [48] обеспечивает частоту выходного сигнала $450 \text{ Гц} \pm 10\%$ при выходном напряжении $7-9 \text{ В}$ и скважности импульсов $2 \pm 0,1$.

На рис. 6.19 изображена «пусковая схема» стабилизатора напряжения последовательного типа с ИМС ОУ типа 1УТ401Б. В качестве регулирующего элемента в стабилизаторе используется составной транзистор T_1, T_2 . Применение ОУ позволило повысить чувствитель-

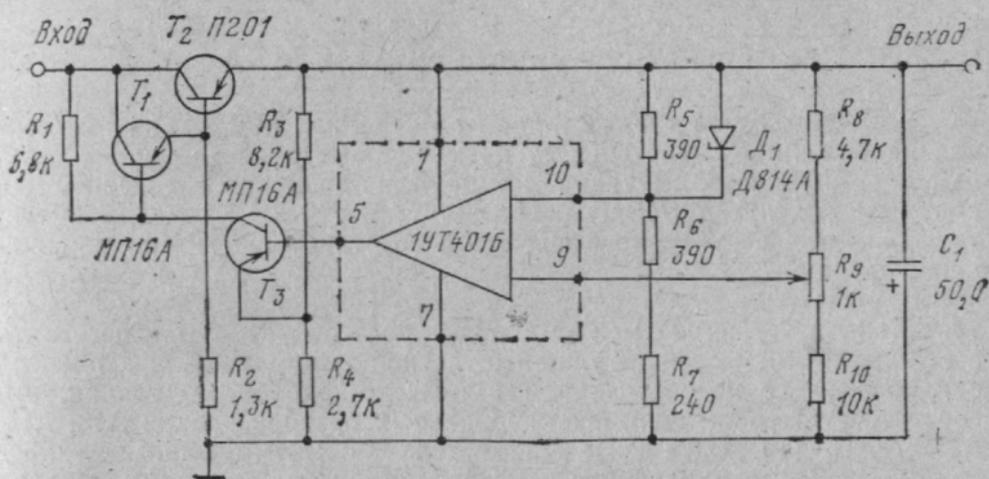


Рис. 6.19. «Пусковая схема» стабилизатора напряжения

ность регулировки напряжения и ее точность. Этому способствуют также наличие ООС с выхода 5 ИМС на ее вход 10 и стабилизация смещения на базе транзистора T_2 ИМС (вход 10) с помощью стабилитрона D_1 .

Принцип действия стабилизатора напряжения рассматриваемого типа основан на том, что изменения тока через регулирующий элемент повторяют изменения тока в нагрузке. Параметры регулирующего элемента выбираются таким образом, чтобы максимальный ток в нагрузке имел место при минимальном входном напряжении.

Параметры «пусковой схемы», изображенной на рис. 6.16, могут быть рассчитаны с помощью соотношений, приведенных в [120].

Стабилизатор напряжения описанного типа обеспечивает [48]: номинальное значение выходного напряжения $12,6 \text{ В}$ при колебаниях входного напряжения от 17 до 27 В ; точность стабилизации выходного напряжения не хуже 1% при диапазоне регулировки его от 11

до 14 В; напряжение пульсаций не более 5 мВ при токе в нагрузке до 300 мА.

Так как объем «пусковых схем» обычно во много раз превышает объем базовых ИМС, то миниатюризация таких схем относится к числу актуальных задач проектирования МЭА.

В тех случаях, когда это допускает тепловой режим, благоприятные условия для миниатюризации «пусковых схем» открывает гибридная технология.

6.3. Примеры структурного синтеза МЭА

Соединительный тракт станции электронной коммутации. Учитывая накопленный к настоящему времени опыт проектирования станций электронной коммутации с импульсно-временным делением соединительных путей (ИВД) в соответствии с § 2.2 применим интуитивный метод структурного синтеза в сочетании с методом наращивания функций.

В рассматриваемом случае согласно [110] коммутацию абонентов данной станции между собой целесообразно осуществлять с использованием амплитудно-импульсной модуляции, а абонентов с каналами — с использованием импульсно-кодовой модуляции, что соответствует реализации функциональных преобразований А13, А14, А15* и А16 (см. табл. 2.2). Для обеспечения коммутации двухпроводных абонентских линий с четырехпроводными выходами каналов тональной частоты с полосой эффективной передачи 300—3400 Гц требуется реализовать функциональные преобразования А5*₁ и А3.

Для коммутации трактов с ИВД через общеразговорные провода ОРП₁ и ОРП₂ требуется осуществить функциональное преобразование А23₁ на передаче и функциональное преобразование А23₂ на приеме.

Демодуляция аналого-дискретная может быть осуществлена на базе функционального преобразования А14. Учитывая, что при АИМ происходит существенное ослабление мощности сигнала, он должен быть усилен (соответствует функциональному преобразованию А1).

На выходе канала связи должно обеспечиваться аналого-цифровое преобразование сигнала (соответствует функциональному преобразованию А15), а на входе в канал цифро-аналоговое преобразование сигнала (соответствует функциональному преобразованию А16).

Осуществление временной коммутации через ОРП₁ и ОРП₂ с выхода узла, реализующего функциональное преобразование А15, и входа узла, реализующего функциональное преобразование А16, требует выполнения соответственно функциональных преобразований А23₃ и А23₄.

Для осуществления тонального вызова станция коммутации должна содержать групповой комплект, реализующий функциональные преобразования А2 и А23₅, а также А5₂ и А23₆ (при необходимости послышки тонального вызова по каналам внешней связи).

* Индекс «1» указывает на порядковый номер функционального преобразования (узла) данного типа.

Для ослабления взаимных влияний между временными каналами необходимо на защитных промежутках между ними обеспечить разряд остаточной энергии, накопленной на паразитных емкостях ОРП₁ и ОРП₂. Это может быть обеспечено, например, за счет реализации функциональных преобразований А23₇ и А23₈.

Взаимные влияния между временными каналами могут быть ослаблены также путем чередования определенным образом полярности импульсов коммутируемых сигналов [111]. Наиболее просто это может быть достигнуто путем применения коммутационных элементов мостового типа (соответствует функциональным преобразованиям А23₉ и А23₁₀ *). Одновременно в таком тракте должны быть

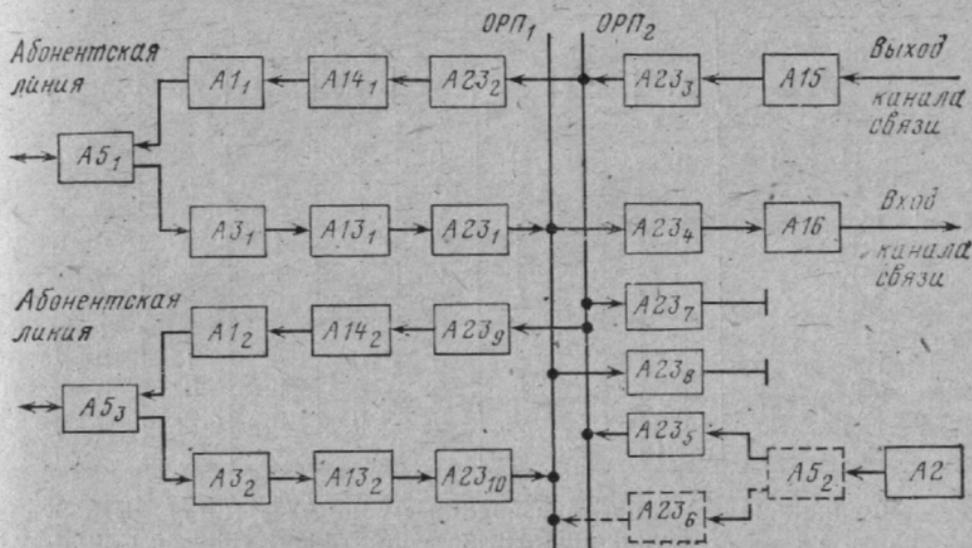


Рис. 6.20. Структурная схема функциональных преобразований соединительного тракта станции электронной коммутации с ИВД

реализованы функциональные преобразования А1₂, А3₂, А5₂, А13₂ и А14₂.

В соответствии с изложенным построена структурная схема функциональных преобразований соединительного тракта станции электронной автоматической коммутации, изображенная на рис. 6.20.

Для построения структурной электрической схемы соединительного тракта рассматриваемого типа необходимо составить матрицу соответствий по типу изображенной на рис. 2.1. Это может быть осуществлено с помощью табл. 2.2 и 2.3.

Пользуясь схемой, изображенной на рис. 6.20, и упомянутыми таблицами, составлена матрица соответствий, представленная в табл. 6.6.

Функциональное преобразование А5 может быть реализовано с помощью дифференциальной импульсной системы [112] или с помощью ИМС типа УД (УТ).

Функциональное преобразование А1 реализуется с помощью функциональных узлов типа УН (УС), функциональное преобразо-

* В этом случае остальные КЭ, кроме реализующих функциональные преобразования А23₇ и А23₈, также должны быть выполнены по мостовой схеме.

вание А2 — с помощью ИМС типа ГС, а функциональное преобразование А3 — с помощью ИМС типа ФН или ФЕ.

Функциональное преобразование А13 может быть реализовано на базе ИМС типа МИ, причем оно может быть совмещено с функциональным преобразованием А23₁ или А23₁₀ [83].

Функциональное преобразование А14 при АИМ может быть реализовано на базе ИМС типа УН (УС), УД (УТ), ФН или ФЕ, функциональное преобразование А15 — на базе функциональных микроузлов типа ПВ, а функциональное преобразование А16 — с помощью ИМС типа ПА.

Таблица 6.6

Функциональные узлы	Функциональные преобразования								
	А1	А2	А3	А5	А13	А14	А15	А16	А23
УН (УС)	1	0	0	0	0	1	0	0	0
УД (УТ)	0	0	0	1	0	1	0	0	0
ГС	0	1	0	0	0	0	0	0	0
ФН	0	0	1	0	0	1	0	0	0
ФЕ	0	0	1	0	0	1	0	0	0
МИ	0	0	0	0	1	0	0	0	0
ПА	0	0	0	0	0	0	0	1	0
ПВ	0	0	0	0	0	0	1	0	0
КТ	0	0	0	0	0	0	0	0	1
КН	0	0	0	0	0	0	0	0	1

Функциональные преобразования А23₁—А23₈ могут быть реализованы на базе функциональных микроузлов типа КТ или КН с использованием в каждом из проводов одиночных каналов, а функциональные преобразования А23₉—А23₁₀ — с использованием тех же функциональных микроузлов, каналы которых соединены по мостовой схеме. В модификациях А23₇ и А23₈ выходы соответствующих электронных ключей соединены с корпусом.

На основе табл. 6.6, в которой «1» указывает на реализуемость определенным функциональным узлом соответствующих функциональных преобразований, построена структурная электрическая схема соединительного тракта станции электронной коммутации с ИВД, где ТИ — тактовые импульсы (рис. 6.21). Узел, обеспечивающий изменение полярности импульсов в варианте применения электронных ключей мостового типа (на рис. 6.20 они обеспечивают осуществление функциональных преобразований А23₉ и А23₁₀), на упомянутой схеме не показан, а дана обобщенная схема абонентского комплекта станции электронной коммутации с ИВД.

Как следует из табл. 2.4, большинство функциональных узлов, представленных на рис. 6.21, может быть реализовано с помощью ряда типов ИМС. Следовательно, задача, которая должна быть решена на последующих этапах проектирования, состоит в выборе микросхем, обеспечивающих выполнение рассматриваемого устройства с максимальным значением показателя технико-экономической эффективности. Расчет последнего может быть выполнен по методике, описанной в гл. 9.

Речевые автоинформаторы. Речевые автоинформаторы, получившие в настоящее время широкое распространение в различных обла-

стях народного хозяйства, выполнены на базе бесшовных эластичных магнитных манжет [113].

Использование магнитной записи, требующей наличия механических элементов, существенно снижает надежность и ограничивает ресурс рассматриваемого типа устройств. Улучшение данных пока-

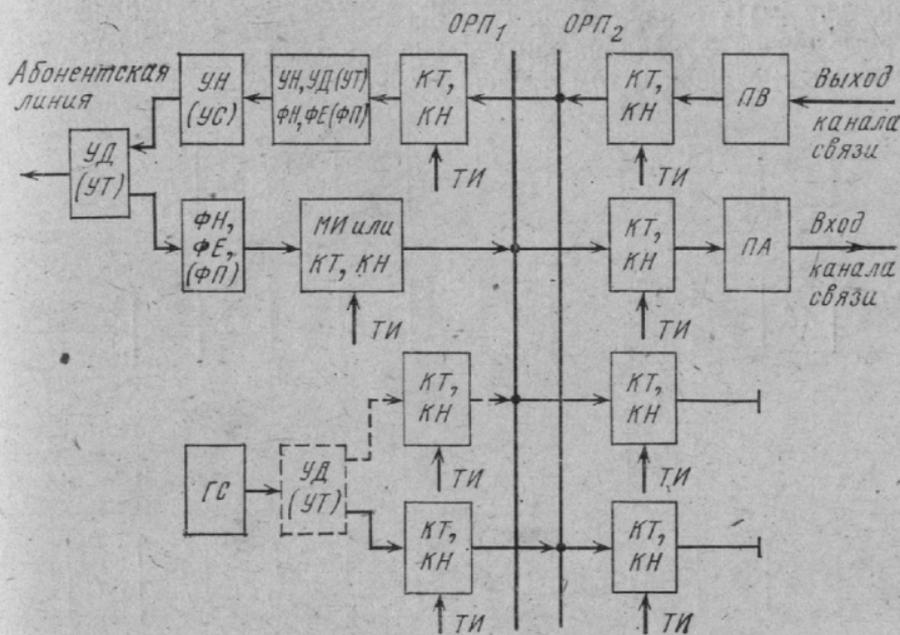


Рис. 6.21. Структурная схема соединительного тракта станции электронной коммутации с ИВД

зателей речевых автоинформаторов может быть достигнуто только при переводе их на элементную базу интегральной электроники.

Выполним синтез структур речевых автоинформаторов на интегральных микросхемах, пользуясь методом наращивания функций в сочетании с интуитивным методом анализа.

Простейший речевой автоинформатор, предназначенный для воспроизведения кратких сообщений (на 1—3 слова), при выполнении его на ИМС должен обеспечивать следующие функциональные преобразования:

генерирование прямоугольных импульсов (согласно табл. 2.2 это соответствует функциональному преобразованию А2);

запоминание кодовых комбинаций, соответствующих речевым элементам, словам или фразам (согласно табл. 2.9 это соответствует функциональному преобразованию В6д);

преобразование кодовых комбинаций в речевой сигнал (согласно табл. 2.2 это соответствует функциональному преобразованию А2);

запоминание кодовых комбинаций, соответствующих речевым элементам, словам или фразам (согласно табл. 2.9 это соответствует функциональному преобразованию В6д);

преобразование кодовых комбинаций в речевой сигнал (согласно табл. 2.2 это соответствует функциональному преобразованию А16);

фильтрацию речевого сигнала и его усиление (согласно табл. 2.2 это соответствует функциональным преобразованиям А3 и А1).

Так как все перечисленные функциональные преобразования осуществляются последовательно во времени, то с учетом изложенного может быть составлена структурная схема функциональных преобразований оповещателя кратких сообщений, изображенная на рис. 6.22,а. На основе данной схемы могут быть составлены структурные схемы функциональных преобразований ряда типов речевых автоинформаторов, в том числе:

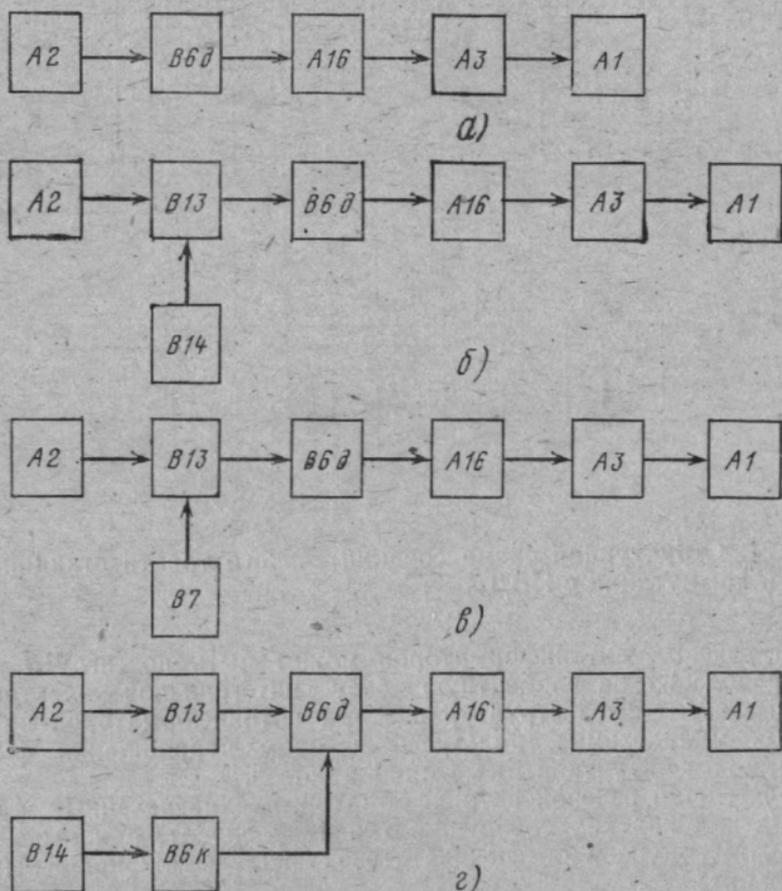


Рис. 6.22. Структурные схемы функциональных преобразований: а — оповещателя кратких сообщений; б — транслятора телетайпа; в — устройства типа «говорящие часы»; г — оповещателя прогноза погоды

1) транслятора телетайпа, в котором необходимо дополнительно обеспечить выдачу в определенной последовательности речевых элементов, слов или фраз (согласно табл. 2.9 это соответствует функциональному преобразованию В13) и преобразование вида кода информационного сообщения, поступающего от телетайпа либо от другого внешнего источника (согласно табл. 2.9 это соответствует функциональному преобразованию В14). Структурная схема функциональных преобразований описанного устройства изображена на рис. 6.22,б;

2) устройства типа «говорящие часы», в котором по сравнению с предыдущим устройством нет необходимости в реализации функционального преобразования В14, однако требуется обеспечить синхронное включение программы оповещения и датчика времени (согласно табл. 2.9 это соответствует функциональному преобразованию В7). Структурная схема функциональных преобразований описанного устройства изображена на рис. 6.22,в;

3) оповещателя прогноза погоды, в котором по сравнению с предыдущим устройством нет необходимости в реализации функционального преобразования В7, однако требуется обеспечить функциональные преобразования по кратковременному запоминанию информации и преобразованию вида кода (согласно табл. 2.9 это соответствует функциональным преобразованиям В6к и В14). Структурная схема функциональных преобразований описанного устройства изображена на рис. 6.22,г.

Для построения структурных электрических схем рассмотренных выше устройств необходимо, пользуясь табл. 2.3 и 2.10, определить функциональные узлы, реализующие перечисленные функциональные преобразования.

Таблица 6.7

Функциональные узлы	Функциональные преобразования								
	А1	А2	А3	А16	В6к	В6д	В7	В13	В14
УН (УС)	1	0	0	0	0	0	0	0	0
УД (УТ)	0	0	1	0	0	0	0	1	0
ГГ (ГФ)	0	1	0	0	0	0	0	0	0
ФН	0	0	1	0	0	0	0	0	0
ФЕ	0	0	1	0	0	0	0	0	0
ПА	0	0	0	1	0	0	0	0	0
РВ	0	0	0	0	0	1	0	0	0
РЕ	0	0	0	0	1	1	0	1	0
РМ	0	0	0	0	1	0	0	0	0
РУ	0	0	0	0	1	0	0	0	0
ПР	0	0	0	0	0	0	0	0	1
КТ	0	0	0	0	0	0	0	1	0
КН	0	0	0	0	0	0	0	1	0
ИЕ	0	0	0	0	0	0	1	0	0
ЛЛ	0	0	0	0	1	0	0	1	0
ЛИ	0	0	0	0	0	0	1	0	0
ЛБ	0	0	0	0	0	0	1	0	0

Аналогично тому, как это было сделано в предыдущем примере, построена матрица соответствий, представленная в табл. 6.7.

Функциональное преобразование А1 в рассматриваемом случае реализуется с помощью функциональных узлов типа УН (УС), а функциональное преобразование А2 — с помощью функциональных узлов типа ГГ (ГФ).

Функциональное преобразование А3 может быть реализовано на базе функциональных узлов ФН, ФЕ или с помощью функциональных узлов типа УД (УТ). Функциональное преобразование А16 ре-

лизуется с помощью функционального узла типа ПА и ряда вспомогательных элементов. Функциональное преобразование В6к может быть реализовано на базе функциональных узлов типа РМ или РУ, а функциональное преобразование В6д — на базе функциональных узлов типа РВ или РЕ. Так как для создания устройства памяти требуемой емкости необходимо применить некоторое количество ИМС определенного типа, то возникает необходимость обеспечения объединения выходов микросхем и образования определенных сочетаний цепей при считывании информации.

Функциональное преобразование В7 реализуется на базе функциональных узлов типа ИЕ в сочетании с ИМС типа ЛИ либо ЛБ. Для реализации функционального преобразования В13 должны быть применены узлы типов РЕ, ЛЛ, ГГ (ГФ), а в ряде случаев — также КТ либо КН. Функциональное преобразование В14 может быть реализовано на базе узлов типа ПР. С учетом изложенного и структурных схем функциональных преобразований, изображенных на рис. 6.22, построены структурные схемы, представленные на рис. 6.23.

Запись информации в функциональные узлы РВ, РЕ может производиться с помощью телетайпа или с использованием узлов типа ПВ (соответствует функциональному преобразованию А15), основанных на применении импульсно-кодовой (ИКМ) либо дельта-модуляции (ДМ). Особое внимание при этом должно быть обращено на минимизацию необходимого объема памяти, что может быть достигнуто

выбором наиболее экономичного способа воспроизведения речевой информации. В частности, при оповещении о текущем времени с точностью до одной минуты в зависимости от построения схемы устройства количество словосочетаний, которые должны быть записаны в узел памяти, составляет $N_{c1} = 24 \cdot 60 = 1440$ либо $N_{c2} = 60 + 24 = 84$;

применением рационального метода преобразования речевых сигналов. В частности, при применении ДМ удается обеспечить удовлетворительное качество воспроизведения при сравнительно невысокой частоте дискретизации, равной 32 кГц [113];

уменьшением избыточности и исключением пауз при записи речевой информации. В частности, избыточность речи достигает 80%, а длительность пауз составляет до 20% от общего времени ее звучания [115, 116];

применением ИМС с высоким уровнем интеграции и, в частности, типа К164РЕ1 [117].

Высокая надежность функционирования трактов речевых автоинформаторов без ощутимого увеличения общего объема оборудования может быть обеспечена путем их резервирования методом дополнения [118].

Канал связи системы частотного уплотнения. Учитывая, что к настоящему времени накоплен известный опыт проектирования оборудования первичной группы каналов многоканальной системы связи с частотным уплотнением, в соответствии с § 2.2 применим интуитивный метод синтеза исследуемой структуры в сочетании с методом наращивания функций.

Известно, что в многоканальной системе связи с частотным уплотнением [80] аналоговый сигнал, поступающий из абонентской линии, усиливается (согласно табл. 2.2 это соответствует функциональному преобразованию А1₁), подвергается амплитудному ограни-

чению (соответствует функциональному преобразованию А6) и модулируется (соответствует функциональному преобразованию А11). Далее с помощью полосового фильтра обеспечивается выделение требуемой полосы частот (соответствует функциональному преобразованию А3₁) и после усиления (соответствует функциональному преобразованию А1₂) сигнал передается в групповой тракт.

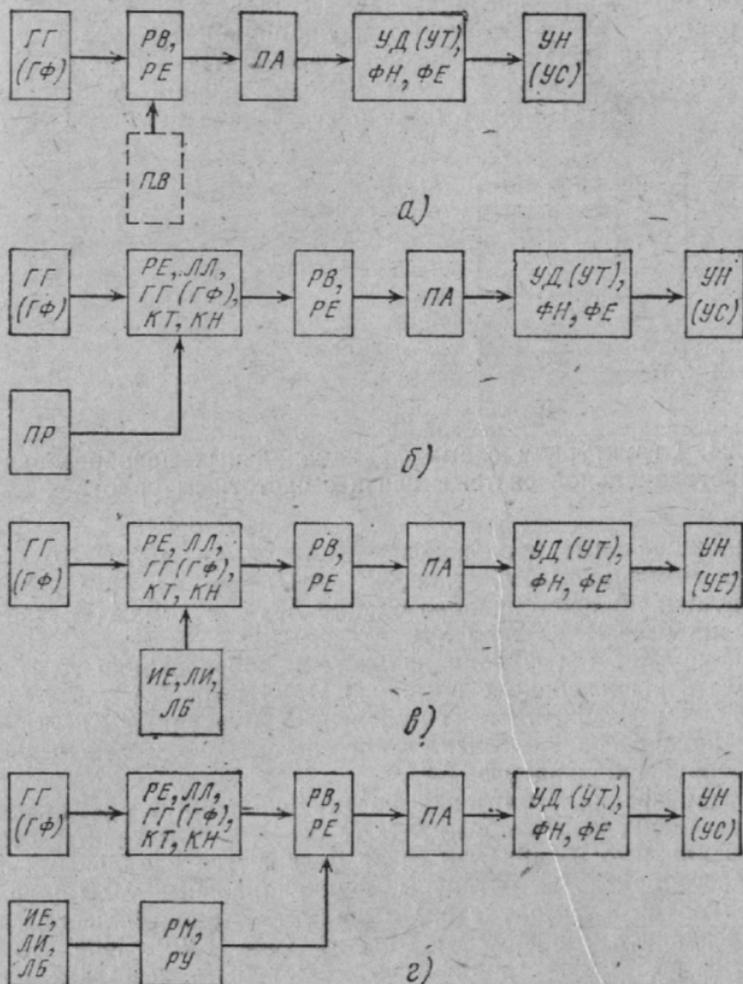


Рис. 6.23. Структурные схемы:

а — оповещателя кратких сообщений; б — транслятора телетайпа; в — устройства типа «говорящие часы»; з — оповещателя прогноза погоды

На приемном конце канала поступивший сигнал проходит через полосовой фильтр (соответствует функциональному преобразованию А3₂), демодулируется (соответствует функциональному преобразованию А1₂) и через фильтр нижних частот (соответствует функциональному преобразованию А3₃) и усилитель (соответствует функциональному преобразованию А1₃) передается в абонентскую линию.

В соответствии с изложенным составлена структурная схема функциональных преобразований, изображенная на рис. 6.24.

Исследуемая структура сравнительно простая и поэтому нет необходимости в составлении матрицы соответствий по типу изображенной на рис. 2.1. В рассматриваемом случае построение структурной схемы может быть выполнено по данным табл. 2.3 и структурной схемы функциональных преобразований, изображенной на рис. 6.24.

Функциональные преобразования типов $A1_1$, $A1_3$ и $A6$ могут быть реализованы с помощью функциональных узлов типа УН (УС) *, а функциональное преобразование $A1_2$ — с помощью функциональных узлов типа УР или УВ. Реализация функционального преобразования $A11$ может быть обеспечена с помощью ИМС типа МА или МС.

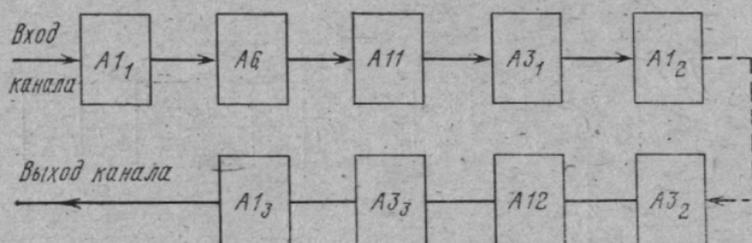


Рис. 6.24. Структурная схема функциональных преобразований канала многоканальной системы связи с частотным уплотнением

Функциональные преобразования $A3_1$ и $A3_2$ могут быть реализованы с помощью ИМС типа ФЕ (ФЦ) или на базе ИМС типа УД, а функциональное преобразование $A3_3$ — с помощью ИМС типа ФН или на базе ИМС типа УД.

Что же касается функционального преобразования $A1_2$, то оно может быть реализовано с помощью ИМС типа ДА или ДС.

С учетом изложенного составлена структурная электрическая схема канала связи многоканальной системы с частотным уплотнением, изображенная на рис. 6.25.

С точки зрения реализации рассматриваемой структуры можно высказать следующие соображения. Учитывая, что тракты передачи и приема каждого из каналов связи отличаются канальными фильтрами, целесообразно их остальные функциональные узлы (ограничитель, модулятор и демодулятор) выполнить в виде большой гибридной интегральной микросхемы БГИС-1 (рис. 6.26). При этом, как следует из рис. 6.25, ограничитель может быть выполнен на базе усилителя низкой частоты (обозначен через УН или УС) либо на базе операционного усилителя (обозначен через УД) и стабилизаторов Ст (рис. 6.27,а). Функциональные узлы модулятора и демодулятора могут быть выполнены на основе аналоговых перемножителей, а фильтры нижних частот — с использованием гираторов (рис. 6.27,б) и навесных конденсаторов или на базе операционных усилителей и RC-цепей. Особое внимание при этом должно быть уделено сопряжению и развязке цепей функциональных узлов отдельных каналов.

Полосовые канальные фильтры относятся к устройствам, которые трудно поддаются миниатюризации, так как к точности и ста-

* В скобках приводятся обозначения серийно выпускаемых ИМС, принятые до ввода в действие ГОСТ 18682—73.

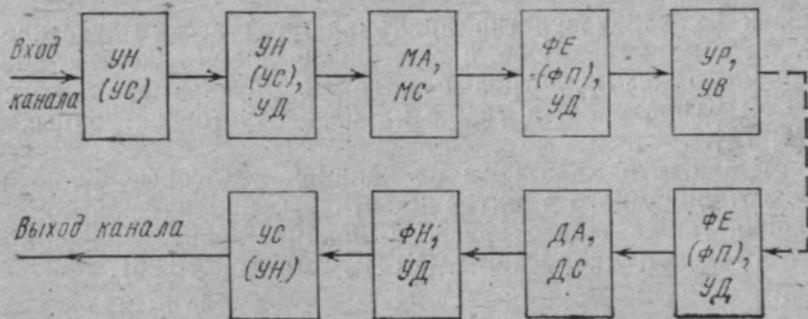


Рис. 6.25. Структурная схема канала многоканальной системы связи с частотным уплотнением

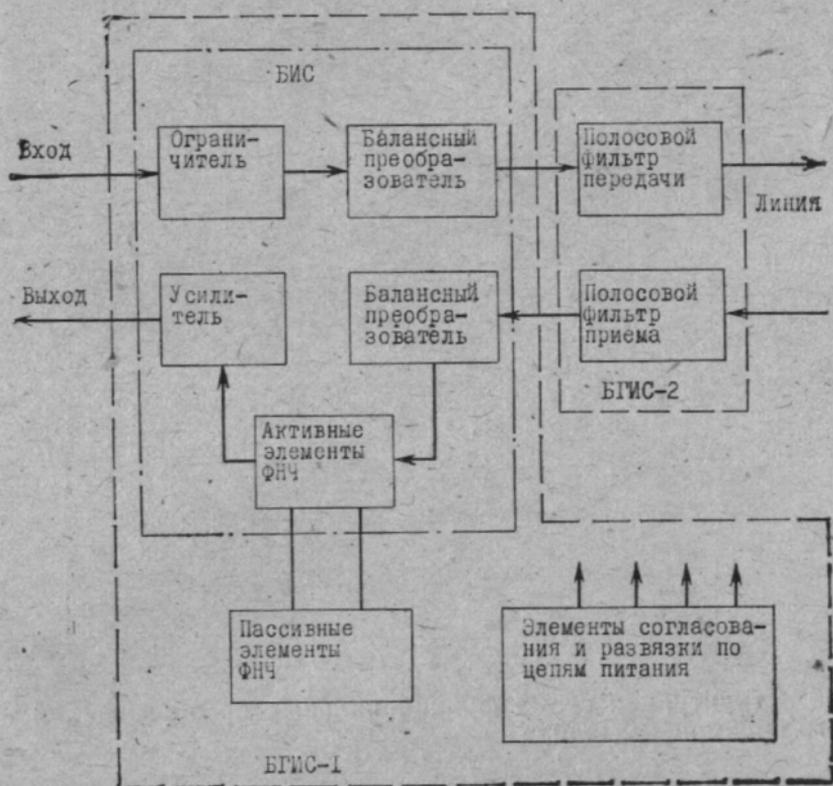


Рис. 6.26. Структурная схема канального комплекта многоканальной системы связи, выполненного на базе большой гибридной ИМС

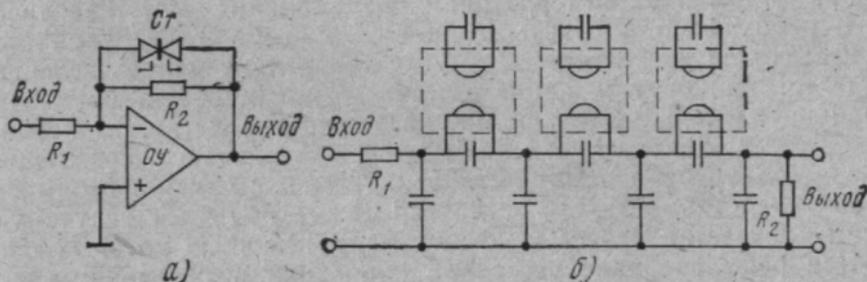


Рис. 6.27. Структурная схема ограничителя на базе ИМС ОУ (а) и принципиальная схема фильтра нижних частот на базе гириатора (б)

бильности их характеристик предъявляются весьма жесткие требования. Тем не менее уже в настоящее время удастся обеспечить реализацию таких фильтров в виде микроузлов с использованием ИМС ОУ и гираторов, а также на базе акустоэлектронных элементов [74, 76].

Учитывая, что в каждом из каналов полосовые фильтры передающего и приемного трактов идентичны, набор фильтров системы уплотнения также целесообразно выполнить в виде большой гибридной интегральной микросхемы (БГИС-2 на рис. 6.26).

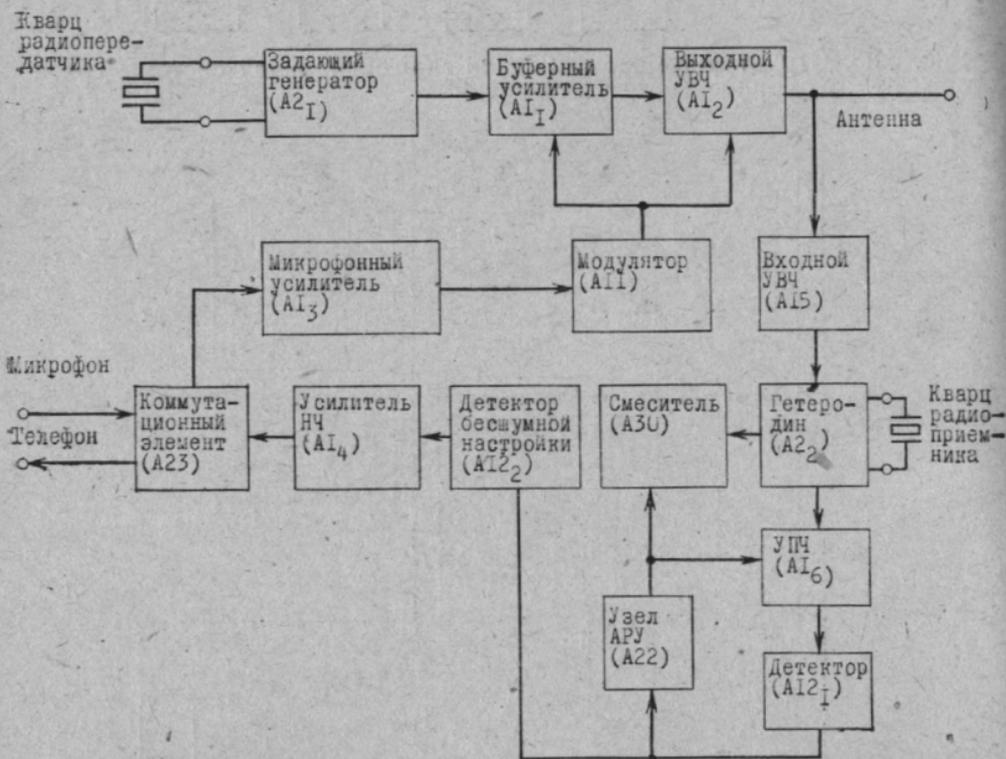


Рис. 6.28. Структурная схема функциональных преобразований портативного приемопередатчика

Рассмотренный вариант построения каналаобразующей аппаратуры на базе ИМС приемлем главным образом для случаев, когда к ее параметрам и характеристикам предъявляются жесткие требования и необходимо получить лучшие массо-габаритные характеристики и высокую надежность. Если же требования к перечисленным показателям аппаратуры не являются жесткими и она предназначена к крупносерийному или массовому производству, то при выборе необходимой элементной базы следует в первую очередь руководствоваться требованием обеспечения ее минимальной стоимости.

Снижение стоимости, в частности, может быть достигнуто увеличением количества навесных элементов, с помощью которых обеспечивается решение задач частотной коррекции, перестройки частоты (полосы частот), сопряжения и т. п. В этом случае БГИС-1 целесообразно выполнить на базе специализированной большой полупроводниковой ИМС, содержащей активные элементы ограничи-

теля; модулятора, демодулятора, усилителя и фильтра нижних частот.

Как следует из табл. 2.4, большинство функциональных узлов, представленных на рис. 6.25, могут быть реализованы с помощью ряда типов ИМС. Следовательно, при реальном проектировании следует выбрать такие ИМС, которые обеспечивают выполнение описанного устройства с максимальным значением показателя технико-экономической эффективности. Расчет величин последнего для возможных вариантов реализации проектируемого устройства может быть выполнен по методике, описанной в гл. 9.

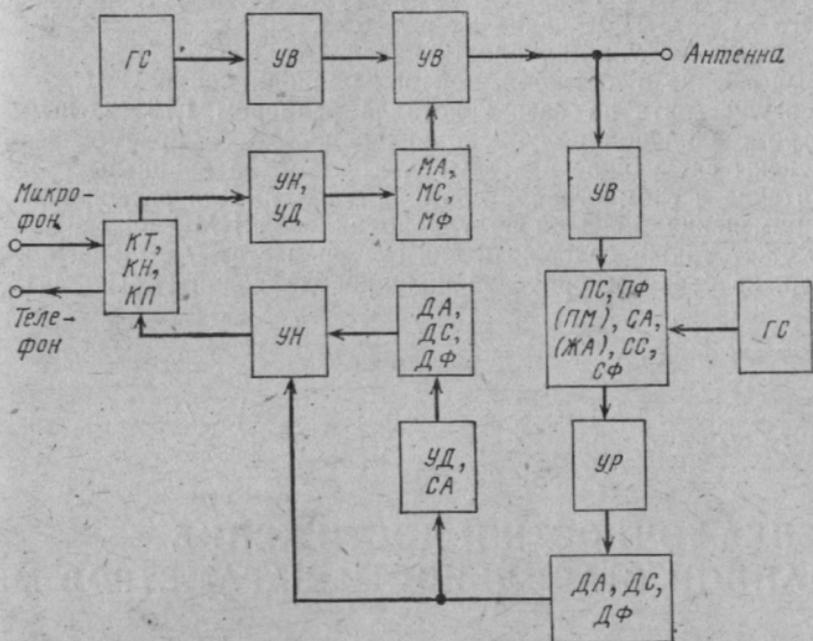


Рис. 6.29. Структурная схема портативного приемопередатчика

Приемопередатчик в интегральном исполнении. Данное устройство предназначается для применения в системах тревожной сигнализации, телеметрии и ближней радиосвязи и поэтому может быть отнесено к числу изделий крупносерийного или массового производства. В соответствии с техническим заданием мощность радиопередатчика должна составлять 60 мВт при рабочих частотах до 100 МГц. Устройство должно иметь минимальные массу и габариты и по возможности невысокую стоимость.

Типовая структурная схема приемопередатчика рассматриваемого типа представлена на рис. 6.28 [81]. Здесь же приводятся функциональные преобразования, реализуемые соответствующими узлами и блоками (см. табл. 2.2).

На основе структурной схемы, изображенной на рис. 6.28 и табл. 2.3, может быть составлена структурная схема приемопередатчика на базе интегральных микросхем. Функциональные преобразования A_{21} и A_{22} могут быть реализованы на базе ИМС типа ГС, а функциональные преобразования A_{11} , A_{12} и A_{13} — на базе ИМС типа УВ. Реализация функциональных преобразований A_{13} может

быть обеспечена на базе ИМС типа УН или УД, а А1₄ — с помощью ИМС типа УР.

Функциональное преобразование А11 может быть реализовано на базе ИМС типов МА, МС или МФ, а функциональные преобразования А12₁ и А12₂ — с помощью ИМС типов ДА, ДС или ДФ.

Реализация функционального преобразования А22 может быть обеспечена на базе ИМС типов УД, СА, функционального преобразования А23 — с помощью ИМС типов КТ, КН или КП (в частности, на оптоэлектронных элементах), а функционального преобразования А30 — на базе ИМС типа ПС или ПФ в сочетании с ИМС типов СА (ЖА), СС или СФ. Структурная схема устройства, выполненного на базе ИМС, дана на рис. 6.29.

Учитывая крупносерийность изделия, оказалось целесообразным его выполнение в виде большой полупроводниковой ИМС. Это удалось осуществить на базе кристалла размером 1,75×2,54 мм² [81].

Кроме большой полупроводниковой ИМС в приемопередатчике применены следующие навесные элементы: два кварцевых резонатора, антенна и громкоговоритель или телефон. Для расширения области применения большой полупроводниковой ИМС описанного типа она может также содержать синтезатор частоты, выполненный, например, на базе бескорпусной полупроводниковой ИМС ФАП.

Глава седьмая

ОЦЕНКА ТОЧНОСТИ И ДОСТИЖЕНИЕ ЗАДАННОЙ СТАБИЛЬНОСТИ ПАРАМЕТРОВ МЭА

При системном подходе к проектированию МЭА важное место занимает решение задач, связанных с обеспечением взаимозаменяемости ИМС, а также функциональных узлов, субблоков и блоков аппаратуры при ее производстве и ремонте. Требование о необходимости обеспечения работоспособности и заданных параметров МЭА без специального отбора перечисленных выше элементов аппаратуры выдвигается рядом государственных стандартов, регламентирующих как параметры элементной базы интегральной электроники, так и выполненной на ее основе микроэлектронной аппаратуры. При этом в ряде случаев к выходным параметрам изделия в целом предъявляются более жесткие требования, чем, например, к полупроводниковым интегральным микросхемам общего применения.

Построение изделий с заданной точностью и стабильностью параметров на элементной базе, непосредствен-

но не решающей поставленной задачи, возможно только при условии широкого применения отрицательной обратной связи и стабилизации рабочего режима по постоянному току.

В зависимости от характера предъявляемых требований имеется необходимость решения задач двух типов:

1) по оценке допусков выходных параметров изделия при известных допусках на компоненты, функциональные узлы, субблоки и блоки (задача анализа);

2) по выбору рациональных значений допусков на параметры перечисленных элементов при заданных допусках на выходные параметры изделия в целом (задача синтеза).

Решение такого рода задач применительно к микроэлектронной аппаратуре имеет известную специфику и сопряжено с рядом трудностей.

Рассмотрим основные пути обеспечения заданной точности и стабильности МЭА при отсутствии специального отбора элементов и минимальном объеме регулировок при производстве и ремонте аппаратуры.

7.1. Исходные предпосылки

В настоящее время для оценки допусков параметров различного рода структур применяются теория точности и теория чувствительности. Хотя данные направления решают родственные задачи, пользуясь аналогичным или близким по своему существу решениями, тем не менее они выделились в самостоятельные дисциплины.

Основные положения теории точности были сформулированы Н. Г. Бруевичем в 1941—1944 гг. [121, 122]. Соотношения, пригодные для инженерных расчетов погрешностей кинематических цепей и механизмов с использованием аппарата теории точности и методов теории вероятностей, были получены Н. А. Бородачевым [123, 124].

В последующем данное направление получило обобщенное представление в [125] и было распространено также на нелинейные системы [126, 127].

Появилось значительное количество публикаций по применению аппарата теории точности для расчета погрешностей параметров и характеристик радиотехнических цепей и устройств [128—139], оценки точности технологических процессов [140, 141], измерительных систем и устройств [142, 143], вычислительных устройств и алгоритмов [144].

Родоначальником теории чувствительности является Г. Боде [145]. Его определение чувствительности относится к электрической цепи и отличается от принятого в теории точности тем, что характеризуется производной от натурального логарифма параметра элемента этой цепи при условии малых изменений ее коэффициента передачи. Принципиальное значение имело то, что Г. Боде установил зависимость между чувствительностью электрической цепи и коэффициентом обратной связи. Данное положение сыграло исключительно важную роль, так как открыло возможность регулирования чувствительности электрической цепи путем изменения глубины обратной связи.

Вместе с тем коэффициент чувствительности в том виде, в каком он был представлен Г. Боде, пригоден главным образом для решения задачи по выявлению наиболее «уязвимых» с точки зрения неустойчивости элементов электрических цепей. Поэтому последующее развитие теории чувствительности шло в направлении изыскания путей ее использования также для количественной оценки точности (стабильности) выходных параметров при изменениях параметров элементов. Одновременно произошло распространение аппарата теории чувствительности на системы других типов (механические, электромеханические, метрологические и т. п.).

Показательной в этом отношении является монография К. Гехера [146], в которой в качестве одной из основных задач теории чувствительности рассматривается определение допусков на параметры электронных цепей. До практического использования выводы Г. Боде довел А. М. Горовиц [147]. Возможность применения аппарата теории чувствительности для количественной оценки допусков электрических цепей (равно как и устройств других типов) появилась после того, как И. Ишизаки и Г. Ватанабе [148] предложили применить разложение соответствующих функций в ряд Тейлора. Следует, однако, отметить, что подобная идея в области теории точности была применена раньше [132].

Принципиальное значение для развития теорий точности и чувствительности имела работа М. Л. Быховского [128], в которой излагался метод определения функций чувствительности на основе анализа структуры цепи без использования дифференцирования. Анализ этой же проблемы и трактовка теории чувствительности

с позиций теории автоматического регулирования были выполнены Р. Томовичем [149]. Наконец, систематическое изложение вопросов теории чувствительности с позиций современных воззрений дано в монографии Р. Томовича и М. Вукобратовича [150]. Развитие ряда положений теории чувствительности содержится в [37, 151, 152].

Применение теории точности и теории чувствительности для инженерного проектирования оказали благоприятное влияние на конструирование и производство радиоэлектронной аппаратуры. Вместе с тем имеющиеся публикации основываются на применении метода непосредственного анализа исследуемых структур, приводящего даже в сравнительно простых случаях к уравнениям, мало пригодным для инженерной практики. Поэтому для получения численных решений приходится вводить ряд упрощений и приближений, существенно снижающих точность расчетов.

Значительный разброс параметров электронных цепей и высокие требования к точности расчета их параметров (это особенно характерно для интегральных микросхем) практически исключают возможность применения линейных моделей, а следовательно, также влекут за собой усложнение расчетов и повышение их громоздкости. Поэтому в настоящее время даже при применении машинных методов проектирования очень остро стоит вопрос о необходимости изыскания путей упрощения расчетов допусков параметров радиотехнических цепей и устройств и снижения трудоемкости вычислений при обеспечении достаточно высокой точности расчетов.

Можно отметить, что при пользовании линейной или кусочно-линейной моделью точность расчета электронных цепей находится в пределах 15—30% [153].

Важное значение для исключения избыточности, свойственной методам расчета, основанным на учете наиболее неблагоприятных условий работы изделия (так называемые методы «максимума — минимума»), имеет применение при определении зоны разброса параметров методов теории вероятностей. Естественно, при этом вводится элемент риска, так как в качестве одного из исходных условий принимается вероятность нахождения параметра в некоторых нормируемых пределах.

Примерная последовательность качественного анализа и численного определения допусков параметров про-

ектируемых устройств с привлечением методов теории вероятностей представлена на рис. 7.1.

Необходимо иметь в виду следующие обстоятельства:

1) построения структурной и функциональной схем изделия могут быть выполнены на основе описанного ранее метода наращивания функций. При решении данной задачи, равно как и при разработке математических моделей, может быть также использован метод типовых звеньев или метод естественных дифференциальных уравнений [127]. Первый из этих методов предполагает построение проектируемого изделия и его математической модели в виде совокупности параллельно или последовательно соединенных звеньев или цепей с известными характеристиками, а второй основан на использовании общих физических законов (например, Кирхгофа, Ома, Ньютона и т. п.);

2) разбиение изделия на узлы, субблоки и блоки имеет важное значение не только для его конструктивного выполнения, но также для решения задач анализа и синтеза допусков на его выходные параметры и параметры применяемых элементов, узлов, субблоков и блоков.

При рациональном выполнении операции разбиения можно существенно упростить уравнения погрешностей (особенно в части количества учитываемых параметров, а также корреляционных и функциональных связей между ними) и, следовательно, уменьшить трудоемкость вычислений;

3) решение задач анализа и синтеза исследуемых параметров упрощается при наличии статистических данных о характере изменений параметров изделий-аналогов, а также предполагаемых к применению элементов и узлов;

4) определение коэффициентов влияния обычно представляет собой одну из наиболее трудоемких задач теории точности и не всегда может быть выполнено аналитическими методами. Поэтому в ряде случаев для этих целей следует применить метод определения функций чувствительности на основе анализа структуры цепи (устройства), не требующий выполнения дифференцирования [128, 149], или воспользоваться экспериментальными данными [131, 140, 151, 154];

5) непосредственный учет в уравнениях погрешностей интенсивности дестабилизирующих факторов и изменений параметров вследствие старения приводит к су-

щественному ограничению круга задач, которые могут быть решены методами теории точности и теории чувствительности из-за недопустимой громоздкости исходных уравнений. Поэтому следует стремиться к изысканию возможности разбиения последних на ряд более простых промежуточных уравнений, совокупность последователь-

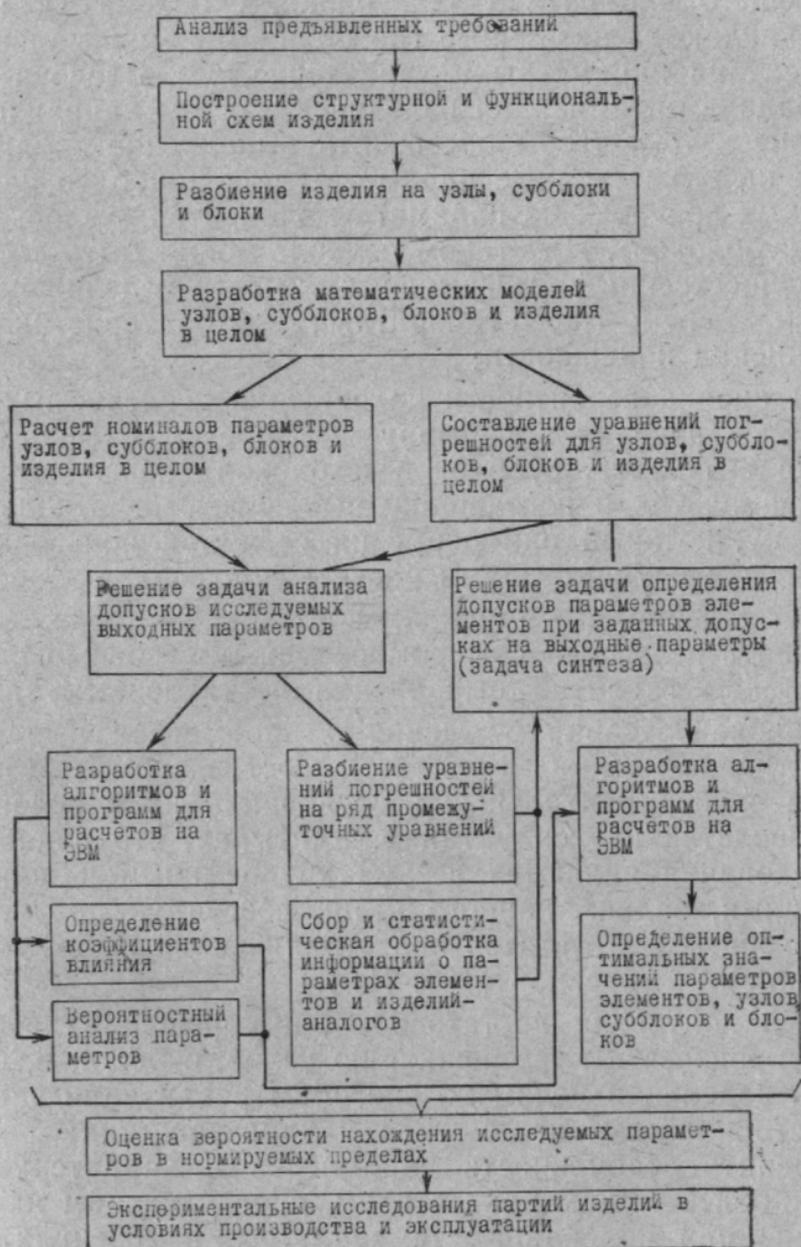


Рис. 7.1. Примерная последовательность качественного анализа и численного определения допусков проектируемых радиоэлектронных устройств

ных решений которых позволяет вычислить допуски исследуемых выходных параметров проектируемого изделия, пользуясь на каждом из этапов вычислений сравнительно простыми соотношениями;

6) при решении задачи синтеза необходимо учитывать, что в зависимости от структурных связей соответствующего элемента (узла, блока, субблока) к нему предъявляются различные требования по минимальному допуску на параметры и характеристики. Следовательно, задача оптимизации изделия в данном направлении состоит в том, чтобы обеспечить выполнение заданных норм на его выходные параметры при наиболее рациональных допусках на параметры элементов (узлов, блоков, субблоков). При таком подходе может быть достигнут существенный выигрыш в стоимости изделия, улучшении его массо-габаритных характеристик и повышении надежности;

7) оценка вероятности нахождения исследуемых параметров изделия в нормируемых пределах (иногда — также его узлов, субблоков и блоков) позволяет как заказчику, так и поставщику выразить свое отношение к риску, который они берут на себя при пользовании вероятностными методами расчета допусков.

Естественно, что в каждом конкретном случае следует искать разумный компромисс между степенью риска и уровнем гарантий выполнения поставленных задач;

8) окончательно суждение о параметрах и характеристиках изделия может быть составлено по результатам экспериментальных исследований их в условиях производства и эксплуатации. Учитывая, что подобные исследования являются весьма трудоемкими и дорогостоящими, задача данного этапа состоит в получении достоверных результатов при ограниченной выборке испытываемых образцов [155, 156].

Для получения достаточно общих решений необходимо произвести классификацию узлов, субблоков, блоков и изделий в целом по способам реализации заданной стабильности параметров и характеристик;

оценить стабильность параметров и характеристик по наиболее общим показателям, определяющим их поведение при колебаниях температуры, изменениях питающих токов и напряжений, наличии производственного разброса параметров и их изменений вследствие старения и т. п.

на использовании обыкновенных нелинейных дифференциальных уравнений типа

$$\frac{da_k}{dt} = f_k(x_1, x_2, x_3, \dots, x_n; Q_1, Q_2, \dots, Q_q; t), \quad (7.3)$$

где Q_1, Q_2, \dots, Q_q — интенсивности дестабилизирующих воздействий; t — время.

Из (7.3) находим

$$a_k(t) = a_{k0} + \int_{t_0}^t f_k(x_1, x_2, x_3, \dots, x_n; Q_1, Q_2, \dots, Q_q; t) dt, \quad (7.4)$$

где t_0 и a_{k0} — соответственно некоторые начальные значения времени и исследуемого параметра.

Принято различать функции чувствительности непрерывных, непрерывно-дискретных и разрывных систем [150]. Первые два вида функций чувствительности не имеют разрывов, причем в случае, когда выходной параметр не зависит от времени, коэффициенты влияния определяются посредством обычной производной, а при наличии такой зависимости — посредством функциональной производной. Функции чувствительности разрывных систем характеризуются наличием разрывов непрерывности и поэтому при определении коэффициентов влияния учитываются дополнительные требования, именуемые «условиями скачка».

При последующем изложении рассматриваются только функции чувствительности первых двух типов, причем изменения выходных параметров во времени (например, вследствие старения) и под воздействием дестабилизирующих факторов учитываются при определении параметров элементов изделия. Поэтому в качестве исходного при проводимом ниже анализе принято уравнение (7.2).

Уравнениям (7.1) — (7.4) при больших приращениях параметров элементов и интенсивности дестабилизирующих факторов свойственна существенная нелинейность, что затрудняет получение в общем виде соответствующих численных решений.

Отметим, что в трактовке понятия малых и больших приращений существуют различные мнения. Так, согласно [37] электрическую цепь можно считать линей-

ной, если отклонения ее параметров не превышают 10%. Другие авторы к линейным относят такие цепи, приращения параметров которых находятся в пределах 5% [131]. Наконец, согласно [152] вариантом малых приращений параметров предлагается считать такой, при котором их величины изменяются в пределах 3—10%, а вариантом больших приращений — в пределах 10—30%.

Подобный подход к определению приращений параметров электрической цепи, при которых допуски на них могут оцениваться с использованием линейной или нелинейной модели, в принципе, является весьма условным. Так как приращения выходных параметров в зависимости от приращений параметров элементов определяются структурой электрической цепи (устройства), а возможность применения линейной модели зависит также от требуемой точности вычислений, то вопрос о целесообразности использования математической модели того или иного типа должен решаться применительно к конкретным условиям проектирования.

Вместе с тем известные методы расчета допусков параметров с использованием нелинейных моделей оказываются мало пригодными даже для сравнительно простых радиотехнических устройств из-за недопустимой громоздкости исходных уравнений и выполняемых при их решении вычислений. Поэтому большинство авторов считают возможным при оценке допусков параметров ограничиться разложением функций погрешностей в ряд Тейлора с учетом членов второго порядка малости [131, 136, 139, 146, 150, 154]. Это позволяет в ряде случаев упростить вычисления, однако, как правило, не обеспечивает требуемую точность расчетов.

Из уравнения (7.2) при разложении в ряд Тейлора с учетом не более двух членов получаем следующее выражение для абсолютной погрешности исследуемого параметра:

$$\Delta a_p = \sum_{i=1}^n B_i \Delta x_i + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n \frac{\partial B_i}{\partial x_i} \Delta x_i^2 + 2 \sum_{i < j} C_{ij} \eta_{ij} \Delta x_i \Delta x_j, \quad (7.5)$$

где $B_i = \partial a_p / \partial x_i$ — коэффициент влияния, учитывающий «удельный вес» погрешности, обусловленной разбросом

соответствующего элемента цепи (устройства), в суммарной погрешности исследуемого выходного параметра; η_{ij} — корреляционное отношение, характеризующее связь между параметрами x_i и x_j нелинейной системы*; $C_{ij} = \partial^2 a_k / (\partial x_i \partial x_j)$ — коэффициент влияния, учитывающий «удельный вес» погрешностей, обусловленных наличием структурной связи между параметрами элементов. Знак $i < j$ указывает на то, что суммированию подлежат все попарные сочетания x_i и x_j .

Обычно при анализе и расчетах удобнее пользоваться формулой для относительной погрешности параметра, которая может быть записана в виде

$$\frac{\Delta a_k}{a_k} = \sum_{i=1}^n B_{\delta i} \frac{\Delta x_i}{x_i} + \frac{\bar{a}_k}{2} \sum_{i=1}^n B'_{\delta i} \frac{\Delta x_i^2}{x_i^2} + 2\bar{a}_k \sum_{i < j} C_{\delta ij} \eta_{ij} \frac{\Delta x_i}{x_i} \frac{\Delta x_j}{x_j}, \quad (7.6)$$

где

$$\left. \begin{aligned} B_{\delta i} &= \frac{\partial a_k}{\partial x_i} \frac{x_i}{a_k}; & B'_{\delta i} &= \frac{\partial^2 a_k}{\partial x_i^2} \frac{\bar{x}_i^2}{a_k^2}; \\ C_{\delta ij} &= \frac{\partial^2 a_k}{\partial x_i \partial x_j} \frac{\bar{x}_i \bar{x}_j}{a_k^2}. \end{aligned} \right\} \quad (7.7)$$

Согласно определению Г. Боде [145] коэффициент чувствительности

$$B_i = \left[\frac{\partial K}{\partial (\ln W)} \right]^{-1}, \quad (7.8)$$

где K и W — соответственно коэффициент передачи и полная проводимость электрической цепи.

На практике кроме рассмотренных ранее нашли также распространение следующие выражения для коэффициента чувствительности, основанные на определении Г. Боде:

полулогарифмический

$$B_i = \frac{\partial (\ln a_k)}{\partial x_i}; \quad (7.9)$$

логарифмический

$$B_i = \frac{\partial (\ln a_k)}{\partial (\ln x_i)}. \quad (7.10)$$

* Оценка связей в линейных системах осуществляется с помощью коэффициента корреляции r_{ij} .

Предпочтение тому или иному выражению для коэффициента чувствительности отдается в зависимости от характера решаемой задачи [146].

В заключение следует остановиться на вопросе о выборе способа суммирования погрешностей параметров.

При детерминированном подходе применяется как арифметическое, так и квадратичное суммирование погрешностей [131, 141, 144, 146]. Первый из упомянутых способов суммирования погрешностей получил наименование метода «максимума — минимума», так как предполагает суммирование предельных значений погрешностей параметров, которые могут иметь положительный или отрицательный знак. При этом суммирование положительных и отрицательных значений погрешностей производится раздельно.

Учитывая, что вероятность появления предельных отклонений параметров является весьма незначительной, применение метода «максимума — минимума» приводит к завышению вычисляемого допуска в 1,5—10 раз по сравнению с данными, измеряемыми на реальных образцах.

Метод квадратического суммирования при распределении погрешностей по законам, отличающимся от нормального, дает занижение суммарной погрешности примерно от 1,5 до 6 раз.

Наиболее достоверные результаты при расчете допусков параметров позволяет получить вероятностный метод, предполагающий:

арифметическое суммирование величин, характеризующих центры группирования параметров, т. е. их средние значения;

квадратическое суммирование величин, характеризующих разброс параметров, т. е. их дисперсий.

Ошибки, допускаемые при пользовании вероятностным методом, обусловлены:

необходимостью принятия ряда допущений для упрощения исходных уравнений;

наличием отклонений практических распределений параметров от идеализированных, используемых при расчетах;

погрешностями, имеющими место при определении коэффициентов влияния методом дифференцирования, особенно для сложных радиотехнических цепей (устройств).

Точность расчетов при пользовании вероятностным методом удается повысить при выполнении их на ЭВМ с применением метода корреляционного анализа или метода статистических испытаний.

К специфическим особенностям ИМС относится то, что при выбранном технологическом процессе параметры их компонентов имеют устойчивый закон распределения, а их наиболее вероятные значения весьма далеки от предельно возможных.

В этих условиях вероятностный метод определения допусков имеет ощутимые преимущества перед детерминированным главным образом при невысокой надежности ИМС и критичности их выходных параметров к разбросу параметров компонентов [157].

7.2. Учет влияния дестабилизирующих факторов при их комплексном воздействии

Известно, что по своей структуре полупроводниковые материалы и изготовленные на их основе ИМС существенно зависят от различного рода внешних воздействий. При этом в наибольшей степени проявляется влияние колебаний температуры окружающей среды, влажности и старение.

Нестабильность параметров и характеристик радиоэлектронной аппаратуры, обусловленная колебаниями температуры, составляет 60—70%, а нестабильность, обусловленная совместным действием температуры, влажности и старения, — 95—98% общей нестабильности радиоэлектронных изделий [139, 158]. К дестабилизирующим факторам следует отнести производственный разброс параметров и характеристик комплектующих элементов и изделий в целом.

Дестабилизирующие факторы оказывают как непосредственное воздействие на соответствующие параметры и характеристики электронных узлов (например, на коэффициент передачи, частотную селективность, временные свойства), так и косвенное, проявляющееся в наличии зависимости соответствующих параметров и характеристик от рабочих режимов на постоянном токе.

Зависимость параметров и характеристик ИМС и МЭА в целом от дестабилизирующих факторов имеет следующие характерные особенности:

1) изменения интенсивности дестабилизирующих воздействий и соответствующих показателей изделий имеют значительный диапазон, вследствие чего рассматриваемая задача относится к числу нелинейных;

2) погрешности, обусловленные действием дестабилизирующих факторов, можно рассматривать в качестве взаимонезависимых [136, 158];

3) распределение погрешностей параметров и характеристик под действием дестабилизирующих факторов подчиняется нормальному закону [139].

Опыт показывает, что даже в случае применения для расчета параметров устройств на полупроводниковых приборах совершенного аналитического аппарата точность получаемых результатов оказывается все же значительно худшей, чем при выполнении соответствующего расчета для изделий на электровакуумных приборах. Это обусловлено, в первую очередь, сложностью учета комплексного воздействия дестабилизирующих факторов на параметры полупроводниковых приборов. Погрешности, допускаемые при существующем подходе к учету влияния этих факторов на параметры полупроводниковых приборов и, главным образом, транзисторов в значительной мере определяют наблюдаемое расхождение между результатами расчетов и экспериментов.

В настоящее время имеется большое число публикаций, содержащих опытные данные о зависимости параметров полупроводниковых приборов от отдельных дестабилизирующих факторов при фиксированных значениях интенсивности остальных воздействий. Так, например, достаточно хорошо изучена зависимость параметров транзисторов различных типов (в том числе интегральных) от температуры при фиксированных значениях коллекторного тока и напряжения, зависимость параметров указанных приборов от тока коллектора при постоянных температуре и напряжении на коллекторе и т. п. [22, 46, 159].

Вместе с тем получение опытным путем соответствующих обобщенных зависимостей, учитывающих комплексное воздействие ряда дестабилизирующих факторов, крайне затруднительно из-за огромного числа возможных вариантов и сочетаний.

В то же время, как показано в [23], имеются предпосылки для получения обобщенных аналитических представлений зависимостей параметров полупроводни-

ковых приборов от ряда дестабилизирующих факторов. Эти предпосылки основываются на том, что при общности технологии производства и физических свойств материалов, из которых изготавливаются p - n и n - p переходы, сопротивления эмиттера (источка), коллектора (стока) и базы (затвора), а также емкости переходов транзисторов различных типов, которые, как это уже отмечалось ранее, преобладают в ИМС, имеют примерно идентичные зависимости от соответствующих дестабилизирующих факторов. Естественно, что для возможности сравнения приборов, различающихся по мощности, при обобщенном представлении должны использоваться показатели, отражающие относительные изменения соответствующих параметров и характеристик.

В общем случае зависимость параметров полупроводниковых приборов от основных дестабилизирующих факторов может быть представлена в виде

$$\frac{\bar{x}}{x} = \psi(\delta_{пр}, \delta_{в}, \delta_{ро}, \delta_{ст}, T, I_p, U_p), \quad (7.11)$$

где \bar{x} и x — среднее и текущее значения параметра; $\delta_{пр}$, $\delta_{в}$, $\delta_{ро}$ и $\delta_{ст}$ — коэффициенты, учитывающие производственный разброс параметров и их изменения при воздействии повышенной влажности, радиоактивного облучения и старения; T — температура окружающей среды; I_p и U_p — ток и напряжение, характеризующие установленный рабочий режим на постоянном токе.

Для получения соответствующих численных решений функции (7.11), характеризующейся существенной нелинейностью, с необходимой точностью в рассматриваемом случае целесообразно применить следующий метод

Допустим, что суммарный разброс параметра изделия как бы представляет собой генеральную совокупность, образуемую из смеси более мелких партий изделий, в пределах каждой из которых зависимость исследуемого параметра от дестабилизирующих факторов является линейной. Тогда среднее квадратическое отклонение параметра на условно выделенном линейном участке

$$\sigma\left(\frac{\Delta x}{x}\right) = \sqrt{\sum_{i=1}^n \lambda_{Q_i} B_{Q_i}^2 \sigma_{Q_i}^2 \left(\frac{\Delta Q_i}{Q_i}\right)^2 + \dots}$$

$$+ 2 \sum_{i < j} \sqrt{\lambda_{Q_i} \lambda_{Q_j} \eta_{ij} C_{Q_{ij}} \sigma' \left(\frac{\Delta Q_i}{\bar{Q}_i} \right) \sigma' \left(\frac{\Delta Q_j}{\bar{Q}_j} \right)}, \quad (7.12)$$

где n — число учитываемых дестабилизирующих факторов; ΔQ_i и \bar{Q}_i — приращение интенсивности дестабилизирующего фактора и ее среднее значение;

$$B_{Q_i} = \frac{\partial \left(\frac{\Delta x}{x} \right)}{\partial Q_i} \frac{\bar{Q}_i}{x} \quad \text{— коэффициент влияния, учитывающий}$$

«удельный вес» соответствующего дестабилизирующего фактора в суммарном разбросе исследуемого параметра; η_{ij} — корреляционное отношение, характеризующее связь между дестабилизирующими факторами; λ_{Q_i} — относительный «вес» соответствующего линейного участка исследуемой функции; $C_{Q_{ij}}$ — коэффициент влияния, учитывающий «удельный вес» погрешностей, обусловленных наличием функциональной связи между дестабилизирующими факторами.

Как уже отмечалось, в большинстве случаев дестабилизирующие факторы можно рассматривать в качестве независимых переменных и принимать $\eta_{ij} = 0$. При таком условии среднее квадратическое отклонение параметра целесообразно определять с учетом соответствующего весового коэффициента. Как следует из приводимых далее примеров, это позволяет упростить расчеты и не влияет на конечный результат.

В соответствии с принятым допущением из (7.12)

$$\sigma \left(\frac{\Delta x}{x} \right) = \sqrt{\sum_{i=1}^n \lambda_{Q_i} \sigma^2 \left(\frac{\Delta Q_i}{\bar{Q}_i} \right)}, \quad (7.13)$$

где

$$\sigma \left(\frac{\Delta Q_i}{\bar{Q}_i} \right) = \frac{\xi_i}{\xi_0} \left[B_{Q_i} \frac{\Delta Q_i}{\bar{Q}_i} \right]; \quad (7.14)$$

ξ_0 и ξ_i — соответственно коэффициенты относительного разброса параметра при нормальном законе распределения и распределении, отличающемся от нормального [124, 131].

Следует отметить, что формулы (7.12) и (7.13) позволяют получить наиболее достоверный результат при $\xi_i \approx \xi_0$.

В общем случае

$$\lambda_{Qi} = \frac{\Delta Q_i}{Q_{\text{макс}} - Q_{\text{мин}}}, \quad (7.15)$$

где $Q_{\text{макс}}$ и $Q_{\text{мин}}$ — максимальное и минимальное значения интенсивности рассматриваемого дестабилизирующего фактора.

Пусть q_Q — число условно выделенных линейных участков исследуемой функции. Тогда при равной протяженности таких участков

$$\lambda_{Qi} = \frac{1}{q_Q}. \quad (7.16)$$

С учетом этого из (7.12) и (7.16) среднее квадратическое отклонение параметра на всем интервале интенсивности дестабилизирующих факторов

$$\sigma_{\Sigma} \left(\frac{\Delta x}{x} \right) = \sqrt{\sum_{k=1}^{q_Q} \sigma_k^2 \left(\frac{\Delta x}{x} \right) + 2 \sum_{k < g} \eta_{kg} \sigma_k \left(\frac{\Delta x}{x} \right) \sigma_g \left(\frac{\Delta x}{x} \right)}, \quad (7.17)$$

где k и g — номера линейных участков исследуемой функции.

Как и в рассмотренной ранее формуле (7.12), в большинстве случаев можно принять $\eta_{kg} = 0$. Тогда на основе (7.12) при $\eta_{ij} = 0$ суммарный разброс параметра на заданном интервале интенсивности любого из дестабилизирующих факторов с учетом (7.16)

$$\left[\frac{\Delta x}{x} \right]_{\Sigma Q} = \sqrt{\sum_{i=1}^{q_Q} \left[B_{Qi} \frac{\Delta Q_i}{Q_i} \right]^2}. \quad (7.18)$$

Среднее квадратическое отклонение исследуемого параметра с учетом комплексного воздействия всех учитываемых дестабилизирующих факторов

$$\sigma_{\Sigma} \left(\frac{\Delta x}{x} \right) = \sqrt{\sum_{i=1}^n \sigma_{\Sigma Q} \left(\frac{\Delta x}{x} \right)}. \quad (7.19)$$

При расчете ожидаемого разброса параметров полупроводниковых приборов с использованием описанного выше метода коэффициенты влияния должны определяться при средних значениях интенсивности дестабили-

зирующих воздействий для каждого из условно выделенных линейных участков. С учетом этого в общем случае

$$\frac{Q_{срi}}{Q_i} = 1 \pm \frac{q_Q - p_i}{2q_Q} \frac{\Delta Q_i}{Q_i}; \quad (7.20)$$

$$B_{срi} = \varphi \left(\frac{Q_{срi}}{Q_i} \right); \quad (7.21)$$

$$q_Q = \left| \frac{Q_{\max} - Q_{\min}}{\Delta Q_i} \right|, \quad (7.22)$$

где ΔQ_i — приращение интенсивности дестабилизирующего фактора на i -м линейном участке.

Можно указать, что для приращений токов и напряжений требуемая точность аппроксимации достигается при $\Delta Q_i \approx 0,5$, а для зависимостей емкостей переходов транзисторов от температуры при $\Delta Q_i = 5 \div 10^\circ \text{C}$ [23]; p_i — коэффициент, принимающий значения 1, 3, 5 и т. д. в пределах $1 \leq p_i \leq q_Q$.

Расчет точного значения параметра полупроводникового прибора для заданного рабочего режима может быть выполнен по формуле

$$x_n = x'_n \left(1 + \left[\frac{\Delta x}{x'_n} \right]_{\Sigma Q} \right), \quad (7.23)$$

где x'_n — номинальное значение параметра по справочным данным.

Суммарный разброс параметра для определенного вида дестабилизирующего фактора при равной протяженности условно выделенных линейных участков аппроксимирующей зависимости

$$\left[\frac{\Delta x}{x'_n} \right]_{\Sigma Q} = \sqrt{\sum_1^{q_Q} \left[B_{Qi} \left(\frac{Q_{ni}}{Q'_{ni}} - 1 \right) \right]^2}, \quad (7.24)$$

где

$$Q_{ni} = Q'_{ni} \pm \Delta Q_i. \quad (7.25)$$

Знак „+“ соответствует случаю, когда $Q_{ni} < Q'_{ni}$, а знак „-“ случаю, когда $Q_{ni} > Q'_{ni}$, причем $\Delta Q'_i \leq Q'_{ni} \leq Q'_n$ и $\Delta Q_i \leq Q_{ni} \leq Q_n$. При $B_{Qi} \left(\frac{Q_{ni}}{Q'_{ni}} - 1 \right) \geq 0$ ве-

личина $\left[\frac{\Delta x}{x'_n} \right]_{\Sigma Q}$ является положительной, а при $B_{Qi} \left(\frac{Q_{ni}}{Q'_{ni}} - 1 \right) < 0$ — отрицательной.

Нетрудно убедиться, что точность расчетов по формулам (7.12) (7.13), (7.17) — (7.19) и (7.24) существенно зависит от числа условно выделенных линейных участков и их протяженности. Данная задача во многом сходна с задачей выбора оптимального шага интегрирования.

Как известно, наличие оптимального шага интегрирования обусловлено тем, что одновременно с ростом их числа, а следовательно, с уменьшением их протяженности на определенном этапе начинает снижаться точность вычислений из-за увеличения погрешности накопления [151, 153].

Можно, в частности, указать на то, что при численном интегрировании с использованием метода Эйлера методической ошибке 1% соответствует оптимальный шаг интегрирования, примерно равный 14%, а при методической ошибке 3% оптимальный шаг интегрирования составляет примерно 20% максимального значения вычисляемой величины. Поэтому рекомендуется метод и шаг интегрирования выбирать на базе пробных расчетов [127].

При заданной точности вычислений упомянутый способ может быть также применен для определения оптимального числа условно выделенных линейных участков аппроксимируемых функций рассматриваемого типа.

Описанный метод линеаризации уравнений погрешностей имеет известное сходство с методом представления случайной функции в виде множества выборочных функций или реализаций [127]. При этом случайные функции представляются в форме детерминированных функций случайных величин таким образом, чтобы число случайных переменных было возможно меньшим.

В предложенном методе, основанном на имитации генеральной совокупности, исключение неопределенности достигнуто введением допущения о равенстве условно выделенных линейных участков исследуемой функции в диапазоне интенсивности дестабилизирующих воздействий.

Рассмотрим теперь характер зависимостей параметров от основных дестабилизирующих факторов.

Зависимости параметров и характеристик (в том числе собственных шумов) полупроводниковых приборов от температуры и рабочего режима на постоянном токе во многих случаях являются нелинейными [22]. Вместе с тем эти зависимости имеют протяженные линейные участки, что позволяет при их анализе эффективно использовать метод кусочно-линейной аппроксимации.

Не могут быть сведены к линейным также зависимости от температуры параметров и характеристик радиоэлектронных блоков и МЭА в целом, о чем свидетельствует, в частности, характер тепловых процессов, наблюдаемых в такого рода устройствах [160].

Что же касается изменений параметров и характеристик радиоэлектронных изделий вследствие старения, а также под воздействием повышенной влажности и радиационного облучения, то они близки к линейным [22, 136, 139].

Согласно экспериментальным данным зависимость параметров элементов и изделий в целом от процесса старения может быть записана в виде

$$\bar{x}_i = \bar{x}_{i0} (1 + C_{\text{ст.э}} \Delta t); \quad (7.26)$$

$$\bar{a}_k = \bar{a}_{k0} (1 + C_{\text{ст.и}} \Delta t), \quad (7.27)$$

где \bar{x}_{i0} и \bar{x}_i , \bar{a}_{k0} и \bar{a}_k — соответственно значения параметра элемента и изделия при выпуске и через время Δt ; $C_{\text{ст.э}}$ и $C_{\text{ст.и}}$ — соответственно коэффициенты, характеризующие относительные изменения параметра элемента

$$\begin{aligned} \Delta x_i / \bar{x}_{i0} &= (\bar{x}_{i0} - \bar{x}_i) / \bar{x}_{i0} \text{ и изделия } \Delta a_k / \bar{a}_{k0} = \\ &= (\bar{a}_{k0} - \bar{a}_k) / \bar{a}_{k0} \end{aligned} \quad (7.28)$$

за единицу времени (например, за 1 ч).

Коэффициенты $C_{\text{ст.э}}$ и $C_{\text{ст.и}}$ имеют сложную зависимость от рабочего режима, условий хранения, а также от различного рода климатических и механических воздействий. Поэтому они обычно определяются опытным путем, а при расчетах используются их усредненные значения.

Так, например, по данным многолетних наблюдений [22], при складском хранении коэффициент старения непроволочных резисторов типов ВС, УЛМ и МЛТ находится в пределах $\pm 10^{-6}$ 1/ч, для прецизионных резисторов типа БЛП он составляет $(-0,1 \div +0,5) \cdot 10^{-6}$ 1/ч, для переменных резисторов типа СПО он равен $\pm (1 \div 2) \cdot 10^{-6}$ 1/ч. Для металлобумажных и бумажных конденсаторов $C_{\text{ст.э}} \approx \pm (0,3 \div 1,0) \cdot 10^{-6}$ 1/ч, а для слюдя-

ных конденсаторов типа КСО $C_{ст.э} \approx \pm 0,2 \cdot 10^{-6}$ 1/ч. Коэффициент старения маломощных низкочастотных транзисторов по обратному току коллектора равен примерно $+10^{-5}$ 1/4, а по коэффициенту передачи тока базы — $2 \cdot 10^{-6}$ 1/ч.

Зависимость параметров и характеристик элементов и изделий в целом от повышенной влажности может быть определена на основе соотношений, аналогичных (7.26), (7.27) и (7.28), хотя и в этом случае допущение о линейности соответствующих функций сопряжено с внесением известной погрешности, что следует, в частности, из данных, приведенных в [136, 158, 161].

В последние годы большое внимание уделяется вопросам создания изделий, устойчивых к воздействию радиации. Это продиктовано широким проникновением устройств электронной автоматики в системы атомной энергетики. При этом наибольшее влияние на параметры применяемых в таких системах полупроводниковых приборов оказывают нейтронное излучение и ионизирующая радиация. Они могут приводить к необратимым изменениям в структуре таких приборов и особенно транзисторов. Это, в частности, обусловлено влиянием нейтронного излучения на коэффициент передачи тока базы $h_{21Э}$, обратный ток коллектора $I_{К.Б}$ и временные характеристики транзисторов [11, 29].

Повышение радиационной стойкости ИМС и выполненных на их основе радиоэлектронных устройств достигается не только совершенствованием технологии их изготовления, но также рядом схемотехнических решений [11].

7.3. Анализ допусков выходных параметров при известных погрешностях параметров элементов

Анализ допусков выходных параметров проводится в предположении, что погрешности параметров элементов определены с учетом комплексного воздействия основных дестабилизирующих факторов.

Рассматриваемая задача имеет следующие особенности:

- 1) параметры элементов узлов (субблоков, блоков) и изделий в целом характеризуются наличием существенных корреляционных связей, что особенно свойственно большим ИМС;

- 2) определение коэффициентов влияния многокаскадных структур сопряжено со значительными трудностями

и требует разбиения их на более простые узлы (субблоки, блоки);

3) оптимальная протяженность условно выделенных линейных участков существенно зависит от характера структурных связей изделия и ввиду многообразия возможных вариантов в каждом конкретном случае должна определяться на базе пробных расчетов, исходя из заданной точности вычислений;

4) как и в рассмотренном ранее случае, в подавляющем большинстве типов изделий распределение параметров подчиняется нормальному закону [22, 136, 140, 161]. Данное условие выполняется тем точнее, чем больше компонентов содержит изделие и чем больше дестабилизирующих факторов на него воздействуют. Вместе с тем в ряде случаев распределение параметров может подчиняться законам, отличающимся от нормального [141].

Если в качестве исходных принять те же предпосылки, что и при выводе формулы (7.12), то исходя из (7.2) получим для l -го линейного участка

$$\sigma\left(\frac{\Delta a_{kl}}{a_k}\right) = \sqrt{\sum_{i=1}^n \lambda_{al} B_{\delta i}^2 \sigma^2\left(\frac{\Delta x_i}{x_i}\right) + 2 \sum_{i < j} \lambda_{al} C_{\delta ij} \eta_{ij} \sigma\left(\frac{\Delta x_i}{x_i}\right) \sigma\left(\frac{\Delta x_j}{x_j}\right)}$$

где $\sigma(\Delta x_i/\bar{x}_i)$ и $\sigma(\Delta x_j/\bar{x}_j)$ — среднее квадратическое отклонение параметра i -го и j -го элементов; n — число элементов исследуемой структуры, разброс параметров которых учитывается при определении суммарного разброса выходного параметра; λ_{al} — относительный вес l -го участка аппроксимируемой функции;

$$\lambda_{al} = \left| \frac{\Delta a_{kl}}{a_{k\text{макс}} - a_{k\text{мин}}} \right|. \quad (7.29)$$

Число условно выделенных линейных участков

$$q_a = \left[B'_{\delta i} \frac{\Delta x_i}{x_i} \right]_{\text{макс}} \cdot \frac{1}{\Delta}; \quad (7.30)$$

Δ — протяженность условно выделенного линейного участка. Во многих случаях можно принять $\Delta = 0,1 \div 0,2$, (окончательный выбор данного показателя может быть сделан на базе пробных расчетов).

Коэффициент влияния относительно параметра x_i в общем случае определяется из соотношения

$$B_{\delta i} = \Lambda \varphi(x_i), \quad (7.31)$$

где Λ — совокупность составляющих, не зависящих от параметра x_i ; $\varphi(x_i)$ — совокупность составляющих, зависящих от параметра x_i .

Среднее значение параметра элемента на условно выделенном линейном участке аппроксимируемой функции

$$x_{срi} = \bar{x}_i \left(1 \pm \frac{q_a - p_i}{2q_a} \frac{\Delta x_i}{x_i} \right). \quad (7.32)$$

Данная формула имеет физический смысл при

$$\frac{q_a - 1}{2q_a} \frac{\Delta x_i}{x_i} \leq 1. \quad (7.33)$$

При анализе допусков выходных параметров составных структур нередко возникает необходимость определения коэффициентов влияния этих параметров относительно параметров элементов, входящих в их состав узлов (блоков, субблоков). Это может быть сделано следующим образом.

Обозначим выходной параметр узла через a_{yk} , субблока — через a_{ck} и блока — через $a_{\delta k}$. Тогда на основе правила цепочки обобщенный коэффициент влияния может быть записан в виде

$$B_{oi} = \frac{\partial a_k}{\partial a_{\delta k}} \frac{\partial a_{\delta k}}{\partial a_{ck}} \frac{\partial a_{ck}}{\partial a_{yk}} \frac{\partial a_{yk}}{\partial x_i}. \quad (7.34)$$

Отсюда обобщенный коэффициент влияния для относительной погрешности

$$B_{\delta oi} = B_{\delta \delta j} B_{\delta cg} B_{\delta yh} B'_{\delta i}, \quad (7.35)$$

где

$$\left. \begin{aligned} B_{\delta \delta j} &= \frac{\partial a_k}{\partial a_{\delta k}} \frac{\bar{a}_{\delta k}}{a_k}; \\ B_{\delta cg} &= \frac{\partial a_{\delta k}}{\partial a_{ck}} \frac{\bar{a}_{ck}}{a_{\delta k}}; \\ B_{\delta yh} &= \frac{\partial a_{ck}}{\partial a_{yk}} \frac{a_{yk}}{a_{ck}}; \\ B'_{\delta i} &= \frac{\partial a_{yk}}{\partial x_i} \frac{\bar{x}_i}{a_{yk}}. \end{aligned} \right\} \quad (7.36)$$

Многие задачи анализа допусков выходных параметров радиоэлектронных цепей (устройств) связаны с исследованием дробных функций вида [130, 139]

$$a_k = \frac{M}{N} = \frac{\varphi_1(x_1, x_2, \dots, x_n)}{\varphi_2(x_1, x_2, \dots, x_n)}. \quad (7.37)$$

Коэффициент влияния такой функции

$$B_i = \left(N \frac{\partial M}{\partial x_i} - Q \frac{\partial N}{\partial x_i} \right) \frac{x_i}{N^2} \frac{N}{M}. \quad (7.38)$$

Если показатель степени параметра x_i в числителе равен m , а в знаменателе n , то коэффициент влияния определяется из соотношения

$$B'_i = \frac{m\varphi_1(x_i)}{M} - \frac{n\varphi_2(x_i)}{N}, \quad (7.39)$$

где $\varphi_1(x_i)$ и $\varphi_2(x_i)$ — части многочленов M и N , в которые входит параметр x_i .

Для определения коэффициента влияния по формуле (7.39) необходимо [139]:

1) выделить часть числителя, члены которой содержат параметр x_i , и каждый из них умножить на показатель степени m , а затем разделить это выражение на числитель;

2) выделить часть знаменателя, члены которой содержат параметр x_i , и умножить каждый из них на показатель степени n , а затем разделить это выражение на знаменатель;

3) вычесть из выражения, полученного по п. 1, выражение, полученное по п. 2.

Известно, что в случае, когда распределение отдельных партий изделий подчиняется нормальному закону, распределение генеральной совокупности описывается функцией вида

$$\varphi(x_i) = \sum_k S_k \left\{ S_k \Phi' \left[\frac{x_i - \bar{x}_i}{\sigma(x_i)} \right] \frac{1}{\sigma(x_i)} \right\}, \quad (7.40)$$

где S_k — количество деталей в партии за номером k ; $\Phi' \left[\frac{x_i - \bar{x}_i}{\sigma(x_i)} \right]$ — производная функции Лапласа при аргументе $\left[\frac{x_i - \bar{x}_i}{\sigma(x_i)} \right]$.

Из (7.40) следует, что даже при суммировании погрешностей, распределение которых имеет асимметрию, результирующее распределение быстро стремится к определяемому нормальным законом.

Если заданы половина поля допуска $\delta'_{xi} = 0,5\delta_{xi}$ и его среднее значение $\Delta_i(\delta'_{xi})$, то математическое ожидание относительной погрешности параметра элемента в общем случае может быть рассчитано по формуле [124]

$$M\left(\frac{\Delta x_i}{x_i}\right) = \sum_{i=1}^m \frac{\Delta x_i}{x_i} p\left(\frac{\Delta x_i}{x_i}\right) = \Delta_i(\delta'_{xi}) + \Delta_{aci}\delta'_{xi}, \quad (7.41)$$

где Δ_{aci} — коэффициент относительной асимметрии кривой распределения; $p(\Delta x_i/\bar{x}_i)$ — вероятность появления значения $\Delta x_i/\bar{x}_i$.

Если при разложении в ряд Тейлора ограничиться членами первого порядка малости, то математическое ожидание относительной погрешности параметра

$$M\left(\frac{\Delta a_k}{a_k}\right) = \sum_{i=1}^n B_{\delta_i} M\left(\frac{\Delta x_i}{x_i}\right). \quad (7.42)$$

Из (7.41) и (7.42) находим

$$M\left(\frac{\Delta a_k}{a_k}\right) = \sum_{i=1}^n B_{\delta_i} [\Delta_i(\delta'_{xi}) + \Delta_{aci}\delta'_{xi}]. \quad (7.43)$$

При наиболее часто задаваемом техническими условиями симметричном поле допуска параметра

$$M\left(\frac{\Delta a_k}{a_k}\right) = \sum_{i=1}^n B_{\delta_i} \Delta_{aci} \delta'_{xi}. \quad (7.44)$$

Для удобства пользования табличными данными при расчете ожидаемого разброса параметра в случае композиции составляющих с различными законами распределения введен коэффициент относительного рассеивания [124, 131]

$$k_i = \frac{\xi_i}{\xi_{\sigma}}, \quad (7.45)$$

где ξ_{σ} и ξ_i — соответственно разброс параметра при нормальном законе распределения и распределении, отличающемся от нормального;

$$\xi_{\sigma} = \frac{\sigma_{\sigma}(x_i)}{\delta_{xi}} \text{ и } \xi_i = \frac{\sigma(x_i)}{\delta'_{xi}}. \quad (7.46)$$

Из (7.28) и (7.45) получаем

$$\sigma\left(\frac{\Delta\sigma_{kl}}{a_k}\right) = \sqrt{\sum_{i=1}^n \lambda_{al} B_{\delta i}^2 k_i^2 \sigma_s^2 \left(\frac{\Delta x_i}{x_i}\right) + 2 \sum_{i < j} \lambda_{al} C_{\delta ij} \eta_{ij} k_i k_j \sigma_s \left(\frac{\Delta x_i}{x_i}\right) \sigma_s \left(\frac{\Delta x_j}{x_j}\right)}, \quad (7.47)$$

где

$$\sigma\left(\frac{\Delta x_i}{x_i}\right) = k_i \sigma_s \left(\frac{\Delta x_i}{x_i}\right) = 0,167 k_i \left[\frac{\Delta x_i}{x_i}\right]_{\Sigma}. \quad (7.48)$$

Важное значение для повышения точности расчетов имеют выявление и анализ связей между параметрами элементов исследуемых цепей (устройств), которые могут иметь функциональный или корреляционный характер.

Функциональные связи, как известно, характеризуются однозначностью, так как отражают случаи, когда определенным значениям изменений одного из параметров соответствуют вполне определенные изменения величины другого параметра, связанного с ним.

Корреляционные связи имеют вероятностный характер. Они отличаются тем, что зависимость между случайными погрешностями проявляется в изменении математического ожидания (или в более общем случае — закона распределения) одного из параметров при изменении величины другого, связанного с ним. Такие связи типичны для зависимых источников (транзисторов, электронных ламп) и цепей с общими регулировочными узлами. Поэтому они в сильной степени проявляются в интегральных микросхемах и усиливаются с ростом степени интеграции. Сразу же отметим, что существенное ослабление корреляционных связей достигается в двухтактных симметричных схемах (например, в дифференциальных усилителях) [146], что наряду с рядом других преимуществ обусловило их широкую реализацию в виде интегральных микросхем.

Качественный анализ корреляционных связей может быть выполнен аналитически, например путем сравнения полей допусков параметра, рассчитанных методами «максимума — минимума», квадратичной ошибки и вероятностным [130]. Количественные показатели корреля-

ционных связей проще определять экспериментальным путем [131, 136].

Для исследуемой партии изделий коэффициент корреляции может быть рассчитан по формуле

$$r_{ij} = \frac{s \sum m_{i\gamma} x'_{i\gamma} x'_{j\gamma} - \left(\sum_{x'_{i\gamma}} g x'_{i\gamma} \right) \left(\sum_{x'_{j\gamma}} h x'_{j\gamma} \right)}{\sqrt{s \sum_{x'_{i\gamma}} g x_{i\gamma}^2 - \left(\sum_{x'_{i\gamma}} g x'_{i\gamma} \right)^2} \sqrt{s \sum_{x'_{j\gamma}} h x_{j\gamma}^2 - \left(\sum_{x'_{j\gamma}} h x'_{j\gamma} \right)^2}}, \quad (7.49)$$

где s — общее число исследованных образцов; $m_{i\gamma}$ ($m_{j\lambda}$) — число элементов, параметры которых имеют значения, находящиеся в пределах установленного при статистической обработке результатов измерений частного интервала значений x_i (x_j); g и h — соответственно суммы $m_{i\gamma}$ и $m_{j\lambda}$ для определенных значений условных средних \bar{x}'_i и \bar{x}'_j ; γ и λ — номера столбцов и строк таблицы с записью результатов измерений;

$$\bar{x}'_i = \frac{x_i - \bar{x}_{ic}}{\Delta x_i}; \quad (7.50)$$

$$\bar{x}'_j = \frac{x_j - \bar{x}_{jc}}{\Delta x_j}, \quad (7.51)$$

x'_i и x'_j — условные средние значения частных интервалов; \bar{x}_{ic} и \bar{x}_{jc} — средние значения в частных интервалах, соответствующих максимальным значениям сумм $\sum_{x_i} m_{i\gamma}$

и $\sum_{x_j} m_{j\lambda}$; Δx_i и Δx_j — абсолютные величины частных интервалов.

В большинстве случаев при анализе радиэлектронных цепей (устройств) можно исходить из представления о линейном характере корреляционных связей и соответственно пользоваться значениями коэффициента корреляции.

Можно, в частности, указать на то, что для систем h -параметров, а также для обратных токов коллектора $I_{КБО}$ и эмиттера $I_{ЭБО}$ по результатам статистической обра-

ботки результатов измерений партии низкочастотных германиевых транзисторов расхождение между значениями коэффициентов корреляции и определенными для соответствующих режимов величинами корреляционных отношений не превышает 5% [136]. Опыт проектирования радиотехнических устройств показывает, что использование при расчетах соответствующих значений коэффициентов корреляции параметров транзисторов взамен корреляционных отношений не вносит в большинстве случаев практики ощутимых погрешностей (в том числе и для высокочастотных устройств).

Абсолютные значения коэффициентов корреляции согласно измерениям, выполненным на партиях низкочастотных сплавных германиевых транзисторов для h -параметров и токов $I_{КБ0}$ и $I_{ЭБ0}$, изменяются в широких пределах: от $-0,01$ (для сочетаний типа $h_{11} - I_{ЭБ0}$ и $h_{11} - h_{22}$ при включении транзистора по схеме с общей базой) до $0,85 - 0,98$ (для сочетаний $h_{21} - h_{11}$ при включении транзистора по схеме с общим эмиттером).

Согласно имеющимся экспериментальным данным корреляционные связи между параметрами транзисторов проявляются в большей степени при включении их по схеме с общим эмиттером (ОЭ) и общим коллектором (ОК), чем при включении по схеме с общей базой (ОБ);

требуемая степень учета корреляционных связей в значительной мере зависит от выбранного типа модели транзистора.

Если исходить из представления транзистора в виде активного четырехполюсника с использованием при расчетах систем z -, y - или h -параметров, то необходимо учитывать корреляционные связи между большинством параметров (особенно в схемах с ОЭ и ОК). Если же пользоваться при анализе физическими параметрами транзисторов, т. е. сопротивлениями базы r_B , эмиттера r_E и коллектора r_K , емкостью коллектора C_K , барьерной C_B и диффузионной C_D емкостями, а также коэффициентами передачи токов эмиттера h_{21B} и базы $h_{21Э}$, то их практически всегда можно рассматривать в качестве независимых переменных. Это в полной мере справедливо, в частности, для зависимости комплексной проводимости транзисторного усилителя от всех перечислен-

ных выше параметров, а также от низкочастотных проводимостей транзистора вида G_{12} и G_{22} . В данном случае корреляционные связи должны учитываться главным образом при анализе зависимости тока коллектора от коэффициента передачи тока базы и температуры $i_K = \varphi(h_{21Э}, t)$.

Поэтому использование физической модели транзистора имеет известные преимущества при расчетах допусков на выходные параметры радиотехнических устройств;

корреляционная связь должна учитываться в тех случаях, когда $r_{ij}/\sqrt{\sigma(x_i)\sigma(x_j)} \geq 3$. Обычно она является достоверной при $r_{ij} \geq 0,2-0,25$;

коэффициенты корреляции между h -параметрами, $I_{КБО}$ и $I_{ЭБО}$ очень слабо зависят от рабочего режима транзисторов на постоянном токе [136]. Это же в значительной степени справедливо и для других систем характеристических параметров транзисторов. Зависимость же коэффициентов корреляции от температуры проявляется в большей степени, что особенно характерно для сочетаний параметров $h_{11}-h_{12}$ и $h_{21Э}-h_{12}$ при включении транзисторов по схемам с ОЭ и ОК.

В заключение отметим, что при расчетах радиоэлектронных цепей (устройств) без учета корреляционных связей погрешность может достигать 1,5—2 раз [141].

Как и в рассмотренном ранее случае, аппроксимируемую функцию целесообразно разбить на q_a участков одинаковой протяженности. Тогда

$$\lambda_1 = \lambda_2 = \dots = \lambda_q = \frac{1}{q_a}. \quad (7.52)$$

В этом случае из соотношений (7.28) и (7.52) получаем

$$\sigma\left(\frac{\Delta a_{kl}}{a_k}\right) = \frac{1}{q_a} \sqrt{\sum_{i=1}^n B_{\delta i}^2 \sigma\left(\frac{\Delta x_i}{x_i}\right) + 2 \sum_{i < j} C_{\delta ij} \eta_{ij} \sigma\left(\frac{\Delta x_i}{x_i}\right) \sigma\left(\frac{\Delta x_j}{x_j}\right)}. \quad (7.53)$$

Отсюда среднее квадратическое отклонение параметра на всем исследуемом интервале его значений

$$\sigma_{\Sigma} \left(\frac{\Delta a_k}{a_k} \right) = \sqrt{\sum_1^{q_a} \sigma^2 \left(\frac{\Delta a_{kl}}{a_k} \right) + 2 \sum_{l < f} \eta_{lf} \sigma \left(\frac{\Delta a_{kl}}{a_k} \right) \sigma \left(\frac{\Delta a_{kf}}{a_k} \right)}. \quad (7.54)$$

Для устройства, состоящего из m узлов (субблоков, блоков), суммарное значение среднего квадратического отклонения параметра может быть рассчитано по формуле

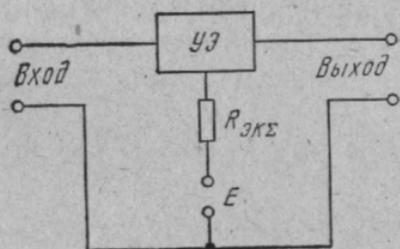
$$\sigma_{\Sigma m} \left(\frac{\Delta a_k}{a_k} \right) = \sqrt{\sum_1^m \sigma_{\Sigma}^2 \left(\frac{\Delta a_k}{a_k} \right)}. \quad (7.55)$$

Если погрешности параметров всех элементов или соответственно все дестабилизирующие воздействия подчиняются одинаковому (чаще всего нормальному) закону распределения, то для расчета поля допуска выходного параметра можно воспользоваться следующей формулой:

$$\left[\frac{\Delta a_k}{a_k} \right]_{\Sigma m} = \sqrt{\sum_1^m \left[\frac{\Delta a_k}{a_k} \right]_{\Sigma}^2}. \quad (7.56)$$

Как уже отмечалось, полупроводниковые приборы проявляют существенную зависимость от рабочего режима на постоянном токе. В соответствии с этим важное значение имеет исследование влияния на поле допуска

Рис. 7.2. Обобщенная структурная схема усилительного каскада



выходного параметра стабилизации рабочего режима на постоянном токе. Учитывая многообразие проявления такого влияния, в качестве иллюстрации рассмотрим усилительный каскад, схема которого изображена на рис. 7.2. Для такого каскада ток коллектора транзистора, включенного по схеме с ОЭ, согласно [23]

$$I_K = S \left(I_{КВО} + \frac{E}{R_{ЭКЭ}} \right), \quad (7.57)$$

где $S = dI_K/dI_{КБО}$ — коэффициент режимной неустойчивости; E — напряжение источника электропитания; $R_{ЭКЭ}$ — обобщенное сопротивление резисторов, с помощью которых устанавливается требуемый рабочий режим на постоянном токе.

При условии, что параметры S , $I_{КБО}$, E , и $R_{ЭКЭ}$ являются независимыми переменными, на основе (7.57) и (7.28) для $\lambda_{at}=1$ и одинакового закона распределения погрешностей можно записать

$$\left| \frac{\Delta I_K}{I_K} \right|_S = B'_S \frac{\Delta S}{S} + B'_{I_{КБО}} \frac{\Delta I_{КБО}}{I_{КБО}} + B'_E \frac{\Delta E}{E} + B'_R \frac{\Delta R_{ЭКЭ}}{R_{ЭКЭ}}, \quad (7.58)$$

где

$$\left. \begin{aligned} B'_S &= \frac{S}{I_K} \left(I_{КБО} + \frac{E}{R_{ЭКЭ}} \right); & B'_{I_{КБО}} &= \frac{S I_{КБО}}{I_K}; \\ B'_E &= -B'_R = \frac{SE}{I_K R_{ЭКЭ}}. \end{aligned} \right\} \quad (7.59)$$

Формула (7.58) справедлива при изменении коэффициента режимной неустойчивости в пределах $1 \leq S \leq \leq 1/(1 - h_{21B})$ для всех типов каскадов, у которых значение S не зависит от выбранного рабочего режима по постоянному току. Эффект, достигаемый в каскадах такого типа при стабилизации рабочей точки, может быть оценен путем сравнения с каскадами, не имеющими стабилизации (так называемые каскады с фиксированным смещением), при условии их работы в одинаковом режиме.

При $S=1$ из (7.59) получаем

$$\left. \begin{aligned} B'_{1S} &= \frac{1}{I_K} \left(I_{КБО} + \frac{E}{R_{ЭКЭ}} \right) = 1; & B'_{I_{КБО}} &= \frac{I_{КБО}}{I_K}; \\ B'_{1E} &= -B'_{1R} = \frac{E}{I_K R_{ЭКЭ}}. \end{aligned} \right\} \quad (7.60)$$

В соответствии с этим, учитывая, что при абсолютной стабильности рабочей точки ($S=1$) $\Delta S=0$, получаем

$$\left[\frac{\Delta I_K}{I_K} \right]_{1S} = \frac{I_{КБО}}{I_K} \frac{\Delta I_{КБО}}{I_{КБО}} + \frac{E}{I_K R_{ЭКЭ}} \left(\frac{\Delta E}{E} - \frac{\Delta R'_{ЭКЭ}}{R'_{ЭКЭ}} \right). \quad (7.61)$$

При $S=1/(1-h_{21Б})$ (стабилизация отсутствует) на основе (7.59) получаем

$$\left. \begin{aligned} B'_h &= \frac{h_{21Б}}{I_K(1-h_{21Б})^2} \left(I_{КБО} + \frac{E}{R'_{ЭКЭ}} \right); \\ B'_{h_0} &= \frac{I_{КБО}}{I_K(1-h_{21Б})}; \quad B'_{hE} = -B'_{hR} \frac{E}{I_K R'_{ЭКЭ} (1-h_{21Б})}. \end{aligned} \right\} \quad (7.62)$$

При этом по аналогии с (7.58)

$$\left[\frac{\Delta I_K}{I_K} \right]_h = B'_h \left[\frac{\Delta h_{21Б}}{h_{21Б}} \right]_{\Sigma} + B'_{h_0} \frac{\Delta I_{КБО}}{I_{КБО}} + B'_{hE} \frac{\Delta E}{E} + B'_{hR} \frac{\Delta R_{ЭКЭ}}{R_{ЭКЭ}}. \quad (7.63)$$

Из соотношений (7.58) — (7.63) при $R_{ЭКЭ} = R'_{ЭКЭ} = R''_{ЭКЭ}$ (допустимо только при качественном анализе)

$$\begin{aligned} \Delta_S &= \left[\frac{\Delta I_K}{I_K} \right]_S - \left[\frac{\Delta I_K}{I_K} \right]_{IS} = \frac{S}{I_K} \left(I_{КБО} + \frac{E}{R_{ЭКЭ}} \right) + \\ &+ \frac{I_{КБО}}{I_K} \frac{\Delta I_{КБО}}{I_{КБО}} (S-1) + \frac{E(S-1)}{I_K R_{ЭКЭ}} \left(\frac{\Delta E}{E} - \frac{\Delta R_{ЭКЭ}}{R_{ЭКЭ}} \right); \end{aligned} \quad (7.64)$$

$$\begin{aligned} \Delta_{\max} &= \left[\frac{\Delta I_K}{I_K} \right]_h - \left[\frac{\Delta I_K}{I_K} \right]_{IS} = \frac{h_{21Б} I_{КБО}}{I_K (1-h_{21Б})} \left[\frac{\Delta h_{21Б}}{h_{21Б}} \right]_{\Sigma} + \\ &+ \frac{\beta I_{КБО}}{I_K} \frac{\Delta I_{КБО}}{I_{КБО}} + \frac{h_{21Б} E}{I_K R_{ЭКЭ}} \left(\frac{\Delta E}{E} - \frac{\Delta R_{ЭКЭ}}{R_{ЭКЭ}} \right). \end{aligned} \quad (7.65)$$

Из (7.64) и (7.65) видно, что показатель, характеризующий изменения тока коллектора под действием дестабилизирующих факторов, находится в пределах $0 \leq \Delta_S \leq \Delta_{\max}$.

Аналогичные соотношения справедливы также для мощности, рассеиваемой в переходах транзисторов:

$$P_K \approx SE \left(I_{КБО} + \frac{E}{R_{ЭКЭ}} \right). \quad (7.66)$$

На основе (7.66) можно записать

$$\left[\frac{\Delta P_K}{P_K} \right]_S = B'_S \frac{\Delta S}{S} + B'_0 \frac{\Delta I_{КБО}}{I_{КБО}} + B''_E \frac{\Delta E}{E} + B'_R \frac{\Delta R_{ЭКЭ}}{R_{ЭКЭ}}, \quad (7.67)$$

$$B''_E = \frac{S}{I_K} \left(I_{КБО} + \frac{2E}{R_{ЭКЭ}} \right) \approx 2B'_E. \quad (7.68)$$

Мощность рассеяния соответственно при $S=1$ и $S=$
 $= \frac{1}{1-h_{21B}}$;

$$\left[\frac{\Delta P_K}{\bar{P}_K} \right]_{1S} = B'_{01} \frac{\Delta I_{КБО}}{I_{КБО}} + B'_{1E} \frac{\Delta E}{E} + B'_{1R} \frac{\Delta R'_{ЭКЭ}}{\bar{R}'_{ЭКЭ}}, \quad (7.69)$$

где

$$B'_{1E} = \frac{1}{I_K} \left(I_{КБО} + \frac{2E}{R'_{ЭКЭ}} \right) \approx 2B'_{1E}. \quad (7.70)$$

$$\left[\frac{\Delta P_K}{\bar{P}_K} \right]_h = B'_{hS} \left[\frac{\Delta h_{21B}}{\bar{h}_{21B}} \right]_{\Sigma} + B'_{h0} \frac{\Delta I_{КБО}}{I_{КБО}} + B'_{hE} \frac{\Delta E}{E} + B'_{hR} \frac{\Delta R'_{ЭКЭ}}{\bar{R}'_{ЭКЭ}}, \quad (7.71)$$

где

$$B'_{hE} = \frac{1}{I_K (1-h_{21B})} \left(I_{КБО} + \frac{2E}{R'_{ЭКЭ}} \right) \approx 2B'_{hE}. \quad (7.72)$$

Если не учитывать сужение поля допуска тока коллектора и мощности рассеяния транзистора при стабилизации рабочего режима, то при проектировании как бы вводится избыточный «запас прочности», ухудшающий технико-экономические показатели изделий, особенно микроэлектроники.

Вследствие абстрагирования от упомянутого фактора расчетные показатели надежности ИМС систематически оказываются ниже получаемых при испытаниях реальных приборов.

В настоящее время расчет погрешностей выходных параметров радиоэлектронных цепей (устройств) производится с использованием метода непосредственного анализа, сущность которого сводится к следующему.

Предположим, что имеется усилительный каскад на транзисторе, структурная схема которого изображена на рис. 7.3.

Обозначим относительные погрешности, вносимые соответствующими узлами рассматриваемого каскада, через δ_i . Так как каждый из узлов может включать в себя несколько элементов, то в общем случае

$$\delta_i = \sum_{l=1}^d B_{\delta_l} \delta_{\delta_l} + 2 \sum_{l < j} C_{\delta_{lj}} \eta_{lj} \delta_{\delta_l} \delta_{\delta_j}, \quad (7.73)$$

где δ_{δ_l} — относительные погрешности параметров элементов.

При применении метода непосредственного анализа составляется уравнение вида (см. рис. 7.3)

$$\begin{aligned} \delta_a = & B_{\delta 1} \delta_T + B_{\delta 2} \delta_{c1} + B_{\delta 3} \delta_{M.OC} + B_{\delta 4} \delta_{MKOC} + B_{\delta 5} \delta_{CP} + \\ & + B_{\delta 6} \delta_{C.M} + B_{\delta 7} \delta_{II} + B_{\delta 8} \delta_H + B_{\delta 9} \delta_{M.C} + \\ & + \frac{\bar{a}_k}{2} [B'_{\delta 1} \delta_T^2 + B'_{\delta 2} \delta_{c1}^2 + B'_{\delta 3} \delta_{MOC}^2 + \dots] + \\ & + 2\bar{a}_k [C_{\delta 12} \delta_T \delta_{c1} + C_{\delta 13} \delta_T \delta_{MOC} + \dots]. \end{aligned} \quad (7.74)$$

В представленном виде уравнение (7.74) является приближенным для больших приращений погрешностей параметров (интенсивности дестабилизирующих факто-

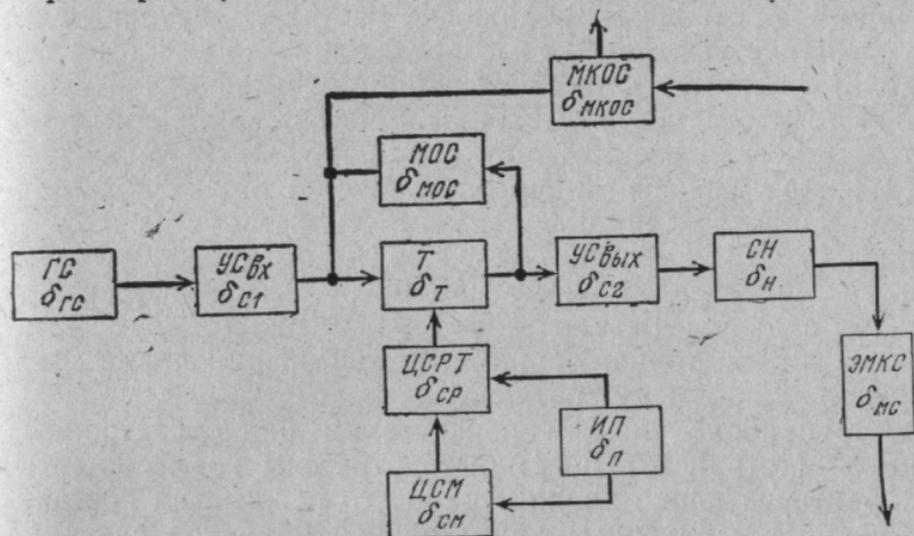


Рис. 7.3. Структурная схема усилительного каскада на транзисторе: ГС — генератор сигнала; УС_{вх} — узел согласования входа; Т — транзистор; ЦСРТ — цепь стабилизации рабочей точки; ЦСМ — цепь подачи базового смещения; ИП — источник электропитания; МОС — цепь местной отрицательной обратной связи; МКОС — цепь межкаскадной отрицательной обратной связи; УС_{вых} — узел согласования выхода; СН — сопротивление нагрузки; ЭМКС — элементы межкаскадной связи

ров). Тем не менее для возможности получения его численного решения вносят ряд дополнительных упрощений и допущений, как-то:

опускают составляющие при коэффициентах $B'_{\delta i}$ [131, 132, 136, 139, 146, 150, 154];

частично или полностью пренебрегают составляющими с коэффициентами $C_{\delta ij}$ [123, 124, 131, 132];

пренебрегают второстепенными погрешностями [130, 131];

взамен характеристических параметров четырехплюсников вводят систему «укрупненных» параметров (в [130] это так называемые ρ -параметры);

исключают из рассмотрения влияние на поле допуска отрицательной обратной связи на переменном токе и стабилизации рабочего режима на постоянном токе.

Перечисленные допущения в ряде случаев приводят к осязательному снижению точности расчетов. Однако и при этих условиях не всегда удается получить выражения, пригодные для инженерной практики даже в случае анализа сравнительно простых электронных цепей.

Приведенные выше соотношения позволяют сформулировать основные положения метода, допускающего упрощение вычислений по определению допусков на выходные параметры радиоэлектронных цепей без ухудшения точности расчетов. Данный метод, называемый методом косвенного анализа, предполагает составление и решение уравнений лишь для наиболее общих показателей радиоэлектронных цепей (устройств) с последующим переходом от них через ряд промежуточных зависимостей к исследуемому параметру. Это позволяет решить задачу вероятностной оценки ожидаемой неустойчивости выходного параметра при оперировании сравнительно простыми соотношениями.

К наиболее общим показателям радиоэлектронных цепей (устройств) могут быть отнесены коэффициенты, характеризующие влияние рабочего режима на постоянном токе и глубины отрицательной обратной связи на постоянном и переменном токе на поле допуска исследуемого выходного параметра. Переход от этих показателей к соотношениям для расчета рабочего режима на постоянном токе и глубины отрицательной обратной связи, исходя из заданной устойчивости выходного параметра, обычно не вызывает существенных затруднений.

Метод косвенного анализа предполагает осуществление следующих операций:

- 1) исследование зависимости параметров компонентов узлов (субблоков, блоков) от основных дестабилизирующих факторов, интенсивность которых задана техническими условиями, т. е. решение уравнений типа (7.11);
- 2) оценку точности выполнения задачи по установлению требуемого рабочего режима на постоянном токе,

для чего необходимо найти численное решение уравнений вида

$$\frac{\Delta S}{S} = \varphi_1 \left(\frac{\Delta R_1}{R_1}, \frac{\Delta R_2}{R_2}, \dots, \left[\frac{\Delta x_i}{x_i} \right]_{\Sigma} \right), \quad (7.75)$$

где $\Delta R_1/\bar{R}_1, \Delta R_2/\bar{R}_2, \dots$ — разброс параметров резисторов цепей стабилизации рабочего режима на постоянном токе;

3) расчет разброса токов питания или мощности рассеяния цепей, содержащих полупроводниковые приборы и в первую очередь транзисторы, при выбранном значении коэффициента режимной нестабильности, для чего следует решить уравнения вида

$$\frac{\Delta I_{\text{п}}}{I_{\text{п}}} = \varphi_2 \left(\frac{\Delta S}{S}, \left[\frac{\Delta x_i}{x_i} \right]_{\Sigma}, \dots \right); \quad (7.76)$$

$$\frac{\Delta P_{\text{р}}}{P_{\text{р}}} = \varphi_3 \left(\frac{\Delta S}{S}, \left[\frac{\Delta x_i}{x_i} \right]_{\Sigma}, \dots \right); \quad (7.77)$$

4) расчет поля допуска исследуемого параметра с учетом стабилизирующего действия выбранного рабочего режима на постоянном токе при использовании соотношений вида.

$$\frac{\Delta a'_k}{a_k} = \varphi_4 \left(\frac{\Delta I_{\text{п}}}{I_{\text{п}}}, \frac{\Delta E}{E}, \left[\frac{\Delta x_i}{x_i} \right]_{\Sigma} \right); \quad (7.78)$$

5) определение глубины отрицательной обратной связи на переменном токе, при которой стабильность исследуемого выходного параметра удовлетворяет заданной норме

$$F = \frac{\Delta a'_k}{\Delta a_{k\text{доп}}}, \quad (7.79)$$

где $\Delta \bar{a}_{k\text{доп}}$ — допустимый разброс параметра согласно техническому заданию;

6) расчет параметров элементов цепей отрицательной обратной связи с использованием соотношений вида [23]

$$Z_{\text{о.с}\Sigma} = \varphi_5(F); \quad (7.80)$$

7) оценку точности выполнения задачи по введению отрицательной обратной связи на переменном токе, для чего необходимо найти численные решения соотношений вида [23]

$$\frac{\Delta F}{F} = \varphi_6 \left(\frac{\Delta Z_1}{Z_1}, \frac{\Delta Z_2}{Z_2}, \dots \right), \quad (7.81)$$

где \bar{Z}_1 , Z_2 и ΔZ_1 , ΔZ_2 — соответственно номинальные сопротивления цепей ООС и их разброс.

Необходимо иметь в виду, что для компенсации погрешности реализации обратной связи ее глубина должна выбираться с некоторым запасом;

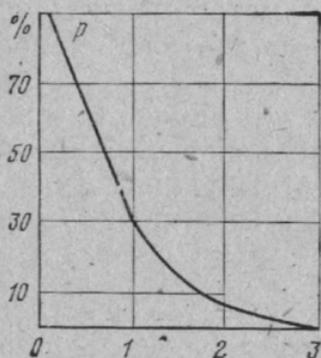


Рис. 7.4. Вероятность выхода параметра за пределы поля допуска, при нормальном законе распределения случайных погрешностей

стабильности, или с допускаемым «риском» учитываемое поле допуска параметра при нормальном законе распределения погрешностей может быть определено по кривой, изображенной на рис. 7.4.

7.4. Определение рациональных допусков

параметров элементов при заданных допусках на выходные параметры изделия

Данная задача иногда называется обратной задачей теории точности. Она была впервые сформулирована в [123] применительно к нахождению допусков звеньев кинематической цепи при заданном допуске на ее замыкающее звено. По достигаемому эффекту решение обратной задачи теории точности равнозначно синтезу изделия с оптимальными показателями по стабильности выходных параметров.

Решение рассматриваемой задачи, в принципе, возможно:

а) путем минимизации параметров элементов для достижения наименьшего разброса исследуемого выходного параметра.

8) вероятностный анализ исследуемого параметра, при котором определяют закон распределения его значений, математическое ожидание и дисперсию, а также оценивают вероятность нахождения параметра в нормируемых пределах.

Описанный метод, наряду с упрощением вычислений имеет также то преимущество, что позволяет контролировать достоверность получаемых результатов на отдельных этапах проектирования.

В соответствии с требованиями, предъявляемыми к точности воспроизведения параметров и их

Если параметры элементов радиоэлектронной цепи являются взаимонезависимыми, то производится поиск экстремума для выражения (7.28) при условии, что

$$\frac{d \left[\sigma^2 \left(\frac{\Delta a_{kl}}{a_k} \right) \right]}{d \left[\sigma^2 \left(\frac{\Delta x_i}{x_i} \right) \right]} = 0. \quad (7.82)$$

В более общем случае

$$\sigma^2 \left(\frac{\Delta a_k}{a_k} \right) = \min \left\{ \sum_{i=1}^n \sigma^2 \left(\frac{\Delta x_i}{x_i} \right) + 2 \sum_{i < j} \eta_{ij} \sigma \left(\frac{\Delta x_i}{x_i} \right) \sigma \left(\frac{\Delta x_j}{x_j} \right) \right\}. \quad (7.83)$$

Уравнение (7.82) может быть решено, например, с использованием множителей Лагранжа, а (7.83) — с помощью методов линейного и динамического программирования [154]. Учитывая, что решение таких уравнений обычно сопряжено с громоздкими вычислениями, описанный метод оптимизации допусков параметров пригоден главным образом для сравнительно простых электронных цепей;

б) с помощью метода перебора допусков параметров элементов для получения заданного допуска исследуемого выходного параметра [139]. Данный метод иногда называется также методом последовательных проб.

Для осуществления целенаправленного поиска в рассматриваемом случае наиболее рационально применить принцип равных влияний, предполагающий равенство частных погрешностей, т. е.

$$B_{\delta 1} \sigma \left(\frac{\Delta x_1}{x_1} \right) = B_{\delta 2} \sigma \left(\frac{\Delta x_2}{x_2} \right) = \dots = B_{\delta n} \sigma \left(\frac{\Delta x_n}{x_n} \right). \quad (7.84)$$

Данный метод ввиду его относительной простоты и универсальности нашел широкое распространение. В частности, он положен в основу решения задач синтеза большого числа разновидностей радиотехнических цепей и устройств [139, 143, 146, 150, 158, 162]. Метод равных влияний используется также в качестве одного из средств снятия неопределенности при математической обработке результатов измерений [163].

Метод равных влияний в наибольшей степени учитывает свойства радиоэлектронных устройств на полупроводниковых приборах, в которых осуществляется стабилизация рабочего режима на постоянном токе и используется отрицательная обратная связь на переменном токе.

Рассмотрим это положение на примере транзисторного усилителя.

Для нестабилизированного усилительного каскада [$S = 1/(1 - h_{21B})$] из (7.58) и (7.59) при условии, что $I_{КБО}R_{ЭК\Sigma} \ll E$, получаем следующие выражения для соотношений между частными погрешностями:

$$\frac{L_{h0}}{L_{hS}} = \frac{\Delta I_{КБО}R_{ЭК\Sigma}}{\bar{E}h_{21B}} \left[\frac{\Delta h_{21B}}{\bar{h}_{21B}} \right]^{-1}; \quad (7.85)$$

$$\frac{L_{hE}}{L_{hS}} = \frac{\Delta E}{\bar{E}h_{21B}} \left[\frac{\Delta h_{21B}}{\bar{h}_{21B}} \right]^{-1}; \quad (7.86)$$

$$\frac{L_{hR}}{L_{hS}} = \frac{\Delta R_{ЭК\Sigma}}{\bar{R}_{ЭК\Sigma}h_{21B}} \left[\frac{\Delta h_{21B}}{\bar{h}_{21B}} \right]^{-1}, \quad (7.87)$$

где

$$\left. \begin{aligned} L_{hS} &= B'_{hS} [\Delta h_{21B} / \bar{h}_{21B}]; & L_{h0} &= B'_{h0} [\Delta I_{КБО} / \bar{I}_{КБО}]; \\ L_{hE} &= B'_{hE} [\Delta E / \bar{E}]; & L_{hR} &= -B'_R [\Delta R_{ЭК\Sigma} / \bar{R}_{ЭК\Sigma}]. \end{aligned} \right\} \quad (7.88)$$

Из (7.85) — (7.88) видно, что соотношения между частными погрешностями нестабилизированного усилительного каскада, в принципе, могут быть любыми, так как они определяются выбранным рабочим режимом и величинами относительных погрешностей параметров элементов и напряжений источников электропитания.

Для стабилизированного усилительного каскада [$1 \leq S \leq \leq 1/(1-\alpha)$] при тех же условиях из (7.58) и (7.59) получаем

$$\frac{L_0}{L_S} = \frac{\Delta I_{КБО}R_{ЭК\Sigma}}{E} \left[\frac{\Delta S}{\bar{S}} \right]^{-1}; \quad (7.89)$$

$$\frac{L_E}{L_S} = \frac{\Delta E}{\bar{E}} \left[\frac{\Delta S}{\bar{S}} \right]^{-1}; \quad (7.90)$$

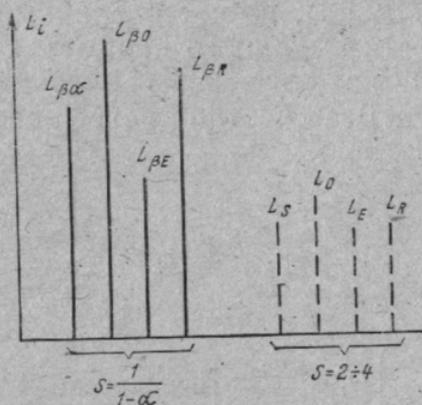
$$\frac{L_R}{L_S} = \frac{\Delta R_{ЭК\Sigma}}{\bar{R}_{ЭК\Sigma}} \left[\frac{\Delta S}{\bar{S}} \right]^{-1}, \quad (7.91)$$

где

$$\left. \begin{aligned} L_S &= B'_S \frac{\Delta S}{S}; & L_o &= B'_o \frac{\Delta I_{\text{КБО}}}{I_{\text{КБО}}}; \\ L_E &= B'_E \frac{\Delta E}{E}; & L_R &= -B'_R \frac{\Delta R_{\text{ЭК}\Sigma}}{R_{\text{ЭК}\Sigma}}. \end{aligned} \right\} (7.92)$$

Из (7.89) — (7.92) видно, что при уменьшении коэффициента режимной неустойчивости происходит нивелирование отдельных видов частных погрешностей (рис. 7.5), что придает стабилизированному усилителю свойства самонастраивающейся системы автоматического регулирования.

Рис. 7.5. Иллюстрация зависимости погрешностей параметров элементов транзисторного усилителя от коэффициента режимной неустойчивости



Учитывая, что при наиболее часто встречаемых на практике значениях $S=2 \div 4$ происходит весьма ощутимая нивелировка частных погрешностей (это подтверждается результатами расчетов, выполненных в [23] для различных типов усилительных устройств), можно утверждать, что в соотношении (7.84) учитываются свойства стабилизированного усилительного устройства. Можно отметить, что примерно аналогично проявляется действие ООС на переменном токе.

Зависимости между однотипными частными погрешностями при варьировании значения коэффициента режимной неустойчивости из (7.89) и (7.92) имеют вид

$$\frac{L_S}{L_{hS}} = \frac{\Delta S}{\Delta h_{21B}} (1 - h_{21B}); \quad (7.93)$$

$$\frac{L_o}{L_{ho}} = \frac{L_E}{L_{hE}} = \frac{L_R}{L_{hR}} = S(1 - \Delta h_{21B}). \quad (7.94)$$

Из (7.93) и (7.94) следует, что стабилизация рабочего режима на постоянном токе, равно как и ООС на переменном токе [23], одновременно с нивелировкой

частных погрешностей приводит также к уменьшению их абсолютных значений.

С учетом изложенного на основе (7.84) получаем следующее выражение для оптимального значения среднего квадратического отклонения параметра элемента при заданном значении среднего квадратического отклонения исследуемого выходного параметра:

$$\sigma \left(\frac{\Delta x_i}{x_i} \right) = \sigma \left(\frac{\Delta \gamma_k}{a_k} \right) \frac{1}{B_{\delta i} \sqrt{n}}. \quad (7.95)$$

Эффективность метода равных влияний определяется тем, что частные погрешности, рассчитанные по формуле (7.53), имеют различный «вес» в суммарной погрешности выходного параметра и требуют различных затрат при практической реализации.

«Вес» частной погрешности может быть определен из соотношения

$$K_{Bi} = \frac{\left| B_{\delta i} \sigma \left(\frac{\Delta x_i}{x_i} \right) \right|}{\left| B_{\delta j} \sigma \left(\frac{\Delta x_j}{x_j} \right) \right|_{\max}}, \quad (7.96)$$

где $\left| B_{\delta i} \sigma \left(\frac{\Delta x_i}{x_i} \right) \right|$ — значение погрешности параметра i -го элемента исследуемой цепи (устройства); $\left| B_{\delta j} \sigma \left(\frac{\Delta x_j}{x_j} \right) \right|_{\max}$ — частная погрешность j -го элемента исследуемой цепи (устройства), имеющая максимальное значение.

В качестве иллюстрации в табл. 7.1 и 7.2 приводятся данные относительных «весов» частных погрешностей и допусков на параметры элементов (оптимальные — числитель и реальные — знаменатель) маломощного низкочастотного транзисторного усилительного каскада, расчет параметров которого выполнен в [22], а принципиальная схема приведена на рис. 7.6. По данным табл. 7.1 и 7.2 значения $\left| B_{\delta j} \frac{\Delta x_j}{x_j} \right|_{\max}$ составляют: для погрешностей $\Delta K_{y,i} / \bar{K}_{y,i} = \Delta K_{y,i \text{ о.с.}} / \bar{K}_{y,i \text{ о.с.}} = \dots = 0,55$ и для погрешности $\Delta Z_{\text{вых.о.с.}} / \bar{Z}_{\text{вых.о.с.}} = 2,6$.

Допуски на параметры элементов были рассчитаны методом равных влияний ($K_{Bi} = 1$) при $\bar{F} = 15$, $|\Delta Z_{\text{вых.о.с.}}| / |\bar{Z}_{\text{вых.о.с.}}| = 0,2$ и $\Delta K_{y,i \text{ о.с.}} / \bar{K}_{y,i \text{ о.с.}} = 0,05$.

Таблица 7.1

Погрешности цепей	Параметры элементов						
	$\frac{\Delta R_{O.C1}}{\bar{R}_{O.C1}}$	$\frac{\Delta R_H}{\bar{R}_H}$	$\frac{\Delta h_{21B}}{\bar{h}_{21B}}$	$\frac{\Delta I_{КВО}}{\bar{I}_{КВО}}$	$\frac{\Delta U_K}{\bar{U}_K}$	$\frac{\Delta S}{\bar{S}}$	$B_{\delta j} \frac{\Delta x_j}{x_j} \Big _{\text{макс}}$
<i>Относительные „веса“ погрешностей</i>							
$\frac{\Delta S}{\bar{S}}$	1,0	1,0	0,65	—	—	—	0,148
$\frac{\Delta I_K}{\bar{I}_K}$	0,78	0,62	0,05	0,10	0,16	1,0	1,16
<i>Допуски параметров</i>							
$\frac{\Delta S}{\bar{S}}$	$\frac{0,184}{0,2}$	$\frac{0,184}{0,2}$	$\left(\frac{1,6}{1,1}\right) \cdot 10^{-2}$	—	—	—	—
$\frac{\Delta I_K}{\bar{I}_K}$	$\frac{0,058}{0,2}$	$\frac{0,08}{0,2}$	$\left(\frac{6,7}{1,1}\right) \cdot 10^{-2}$	$\frac{6,2}{2,0}$	$\frac{0,348}{0,2}$	$\frac{0,052}{0,233}$	—

Таблица 7.2

Погрешности цепей	Параметры элементов								
	$\frac{\Delta R_H}{\bar{R}_H}$	$\frac{\Delta h_{21B}}{\bar{h}_{21B}}$	$\frac{\Delta R_{O.C2}}{\bar{R}_{O.C2}}$	$\frac{ \Delta Z_{\Gamma} }{ \bar{Z}_{\Gamma} }$	$\frac{ \Delta Z_{ВХ} }{ \bar{Z}_{ВХ} }$	$\frac{\Delta r_K}{\bar{r}_K}$	$\frac{\Delta r_B}{\bar{r}_B}$	$\frac{\Delta r_{\Theta}}{\bar{r}_{\Theta}}$	$B_{\delta j} \frac{\Delta x_j}{x_j} \Big _{\text{макс}}$
<i>Относительные „веса“ погрешностей</i>									
$\frac{ \Delta Z_{ВЫХ} }{ \bar{Z}_{ВЫХ} }$	—	0,16	—	0,003	—	1,0	0,042	0,30	2,56
$\frac{\Delta F}{F}$	0,16	1,0	0,13	0,14	0,16	—	—	—	0,42
<i>Допуски параметров</i>									
$\frac{ \Delta Z_{ВЫХ} }{ \bar{Z}_{ВЫХ} }$	—	$\left(\frac{3,2}{1,1}\right) \cdot 10^{-2}$	—	$\frac{25,6}{0,2}$	—	$\frac{1,16}{2,56}$	$\frac{16,1}{1,49}$	$\frac{2,28}{1,49}$	—
$\frac{\Delta F}{F}$	$\frac{0,6}{0,2}$	$\left(\frac{0,51}{1,1}\right) \cdot 10^{-2}$	$\frac{0,63}{0,2}$	$\frac{0,66}{0,2}$	$\frac{0,565}{0,2}$	—	—	—	—

В табл. 7.1 и 7.2 приведены средние значения и приращения: \bar{S} и ΔS — коэффициента режимной неустойчивости; $|\bar{Z}_{ВЫХ}|$ и $|\Delta Z_{ВЫХ}|$, $|\bar{Z}_{ВЫХ.O.C}|$ и $|\Delta Z_{ВЫХ.O.C}|$ — выходного сопротивления при отсутствии и наличии ООС; $\bar{K}'_{y,i}$ и $\Delta K'_{y,i}$, $\bar{K}_{y,i.O.C}$ и $\Delta K_{y,i.O.C}$ — коэффициента усиления

по току при отсутствии и наличии ООС; \bar{F} и ΔF — глубины ООС по переменному току; $\bar{R}_{o.c1}$ и $\Delta R_{o.c1}$, $\bar{R}_{o.c2}$ и $\Delta R_{o.c2}$ — сопротивлений резисторов в цепи ООС; \bar{R}_H и ΔR_H — сопротивления нагрузки; $|\bar{Z}_r|$ и $|\Delta Z_r|$ — сопротивлений генератора сигнала; $\bar{Z}_{вх}$ и $\Delta Z_{вх}$ — входного сопротивления каскада при отсутствии ООС; \bar{r}_k , Δr_k ; \bar{r}_b , Δr_b ; $\bar{r}_э$, $\Delta r_э$ — сопротивлений коллектора, базы и эмиттера транзистора. Значения допусков соответствующих параметров приведены в табл. 7.2 (знаменатель).

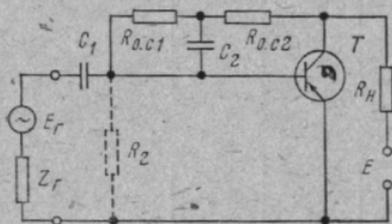


Рис. 7.6. Схема усилительного каскада с параллельной отрицательной обратной связью на постоянном и переменном токе

Значения частных погрешностей, соответствующие оптимальным, определяются по формуле (7.95) без учета затрат на их реализацию. Поэтому при проектировании изделий нередко оказывается, что нормируемые методом равных влияний допуски на параметры части элементов превышают значения, обычно встречаемые на практике, что позволяет их реализовать с минимальными затратами, в то время как нормируемые допуски на параметры другой части элементов являются чрезмерно жесткими и их реализация сопряжена со значительными затратами. Вследствие этого в ходе проектирования, как правило, возникает необходимость дальнейшего варьирования значений погрешностей элементов для реализации заданных допусков на выходные параметры изделия при минимальных затратах.

Это осуществимо при выполнении условия

$$\sum_i \Delta \left| B_{\delta i} \sigma \left(\frac{\Delta x_i}{x_i} \right) \right| - \sum_j \Delta \left| B_{\delta j} \sigma \left(\frac{\Delta x_j}{x_j} \right) \right| \geq 0, \quad (7.97)$$

где $\sum_i \Delta \left| B_{\delta i} \sigma \left(\frac{\Delta x_i}{x_i} \right) \right|$ и $\sum_j \Delta \left| B_{\delta j} \sigma \left(\frac{\Delta x_j}{x_j} \right) \right|$ — соответственно

суммы частных погрешностей, значения которых меньше и больше тех, которые рассчитаны методом равных влияний. На каждом шаге перебора параметров элементов должны производиться поверочные расчеты выполнения неравенства (7.97) и полей допусков параметров промежуточных и выходных цепей.

На основе формул (7.95) и (7.96) был выполнен расчет допусков на параметры элементов усилительного каскада с параллельной ООС, схема которого изображена на рис. 7.6.

Допуски на параметры элементов рассматриваемого усилительного каскада, рассчитанные методом равных влияний ($K_{Bi}=1$), сведены в табл. 7.2 (числитель). Здесь $\bar{F}=15$, $\Delta Z_{\text{вых.о.с.}}/\bar{Z}_{\text{вых.о.с.}}=0,2$ и $\Delta K_{y,i \text{ о.с.}}/\bar{K}_{y,i \text{ о.с.}}=0,05$.

Как видно из табл. 7.1 и 7.2, оптимальные допуски на параметры большинства элементов усилительного каскада значительно превышают те, которые обычно встречаются на практике. Это относится к $\Delta \bar{I}_{\text{кбо}}/\bar{I}_{\text{кбо}}$, $\Delta U_{\text{к}}/\bar{U}_{\text{к}}$, $\Delta R_{\text{о.с}2}/\bar{R}_{\text{о.с}2}$, $\Delta Z_{\text{вх}}/\bar{Z}_{\text{вх}}$, $\Delta r_{\text{б}}/\bar{r}_{\text{б}}$, $\Delta r_{\text{э}}/\bar{r}_{\text{э}}$. В то же время допуск на параметры части элементов являются чрезмерно жесткими. Это относится к $\Delta R_{\text{о.с}1}/\bar{R}_{\text{о.с}1}$ и $\Delta R_{\text{н}}/\bar{R}_{\text{н}}$ в реализации $\Delta I_{\text{к}}/\bar{I}_{\text{к}}$ и $[\Delta h_{21\text{б}}/\bar{h}_{21\text{б}}]_{\Sigma}$ в реализации $\Delta F/\bar{F}$.

С учетом возможности более простой реализации на первом шаге перебора было принято: $\Delta R_{\text{о.с}1}/\bar{R}_{\text{о.с}1} = \Delta R_{\text{н}}/\bar{R}_{\text{н}} = 0,1$; $[\Delta h_{21\text{б}}/\bar{h}_{21\text{б}}]_{\Sigma} = 1,1 \cdot 10^{-2}$ и $\Delta U_{\text{к}}/\bar{U}_{\text{к}} = \Delta Z_{\text{г}}/\bar{Z}_{\text{г}} = \Delta Z_{\text{вх}}/\bar{Z}_{\text{вх}} = \Delta R_{\text{о.с}2}/\bar{R}_{\text{о.с}2} = 0,2$. Данные допуски приведены в числителе табл. 7.3. Здесь же представлены оптимальные допуски на параметры этих элементов, соответствующие минимальным значениям для каждой из исследованных реализаций. В знаменателе табл. 7.3 приведены значения коэффициентов влияния, рассчитанные по методике, описанной в [23]. Допуски $\Delta r_{\text{к}}/\bar{r}_{\text{к}}$, $\Delta r_{\text{б}}/\bar{r}_{\text{б}}$ и $\Delta r_{\text{э}}/\bar{r}_{\text{э}}$ соответствуют выбранным рабочим режимам.

Согласно (7.97) и данным табл. 7.3 имеем: $[0,95 \times (0,348 - 0,2) + 0,072 \cdot (16,1 - 1,49) + 0,51 \cdot (2,28 - 1,49) + 2,96 \cdot (0,066 - 0,2) + 0,344 \cdot (0,565 - 0,2) + 0,28 \cdot (0,63 - 0,2)] + [5,7 \cdot (0,1 - 0,08) + 4,15 \cdot (0,1 - 0,058) + 1,0 \cdot (2,5 - 2,56) + 38 \cdot (0,51 - 1,1) \cdot 10^{-2}] = 1,969 - 0,572 > 0$.

Из табл. 7.3 видно, что после уточнения допусков на параметры элементов с точки зрения простоты их реализации погрешности параметров $\Delta I_{\text{к}}/\bar{I}_{\text{к}}$, $\Delta Z_{\text{вых}}/\bar{Z}_{\text{вых}}$ и $\Delta F/\bar{F}$ практически не изменились, а следовательно, практически не изменились и допуски на выходные параметры $\Delta Z_{\text{вых.о.с.}}/\bar{Z}_{\text{вых.о.с.}}$ и $K_{y,i \text{ о.с.}}/\bar{K}_{y,i \text{ о.с.}}$. Поэтому уточненные допуски на параметры элементов рассматриваемого усилительного каскада можно считать приемлемыми.

Таблица 7.3

Погрешности параметров элементов, промежуточных и выходных цепей	Погрешности параметров промежуточных и выходных цепей		
	$\frac{\Delta I_K}{\bar{I}_K}$	$\frac{ \Delta Z_{\text{ВЫХ}} }{ \bar{Z}_{\text{ВЫХ}} }$	$\frac{\Delta F}{\bar{F}}$
$\frac{\Delta R_{0.c1}}{\bar{R}_{0.c1}}$	$\frac{0,08-0,1}{5,7}$	—	—
$\frac{\Delta R_H}{\bar{R}_H}$	$\frac{0,058-0,1}{4,15}$	—	—
$\frac{\Delta U_K}{\bar{U}_K}$	$\frac{0,348-0,2}{0,95}$	—	—
$\frac{\Delta r_K}{\bar{r}_K}$	—	$\frac{2,5-2,56}{1,0}$	—
$\frac{\Delta r_B}{\bar{r}_B}$	—	$\frac{16,1-1,49}{0,072}$	—
$\frac{\Delta r_{\text{Э}}}{\bar{r}_{\text{Э}}}$	—	$\frac{2,28-1,49}{0,51}$	—
$\frac{ \Delta Z_{\Gamma} }{ \bar{Z}_{\Gamma} }$	—	—	$\frac{0,66-0,2}{0,296}$
$\frac{ \Delta Z_{\text{ВХ}} }{ \bar{Z}_{\text{ВХ}} }$	—	—	$\frac{0,565-0,2}{0,344}$
$\frac{\Delta R_{0.c2}}{\bar{R}_{0.c2}}$	—	—	$\frac{0,63-0,2}{0,28}$
$\frac{\Delta h_{21B}}{\bar{h}_{21B}}$	—	—	$\frac{(0,51 \div 1,1) \cdot 10^{-2}}{38}$
До коррекции	0,81	2,6	0,53
После коррекции	0,735	2,61	0,536

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ СОЕДИНЕНИЯ В МЭА

8.1. Особенности конструкции плат печатных узлов и гибридных интегральных микросхем

Повышение степени интеграции МЭА выдвинуло в качестве одной из основных проблем соединений. Как известно [164], различают следующие уровни соединений: нулевой — внутри ИМС; первый — между ИМС и печатными узлами; второй — между печатными узлами; третий — между блоками; четвертый — между стойками (шкафами); пятый — между составными частями различных объектов (систем, комплексов).

Объем соединений на первом — четвертом уровнях может быть существенно сокращен при применении больших ИМС. Что же касается объема электрических соединений пятого уровня, то он в значительной мере определяется структурой системы (комплекса), принятым способом обмена информацией, а также рядом факторов, зависящих от структуры системы (комплексов). Схемы и конструкции печатных узлов имеют важное значение для решения проблемы соединений.

Так как ИМС обычно имеют высокую плотность выводов, которая в основном определяет плотность размещения микросхем на печатных платах [165], то далеко не всегда удается обеспечить оптимальное схемное и конструктивное решение печатных узлов при применении одно- и двусторонних печатных плат. Значительно лучшие перспективы в этом отношении открывает применение многослойных печатных плат (МПП), у которых удается значительно лучше использовать полезную площадь за счет размещения значительной части печатных проводников на внутренних слоях. В МПП удастся уменьшить длины печатных проводников и тем самым расширить диапазон рабочих частот. Наряду с этим появляется также возможность ослабить паразитные связи и улучшить тепловой режим за счет применения экранирующих печатных проводников и слоев.

Вместе с тем МПП сложны в производстве и имеют высокую стоимость. Поэтому их целесообразно применять только в тех случаях, когда одно- и двусторонние печатные платы не решают поставленной задачи.

В настоящее время наибольшее распространение получили следующие методы изготовления МПП: открытых контактных площадок [166], попарного прессования [167], послойного наращивания [168, 169], металлизация сквозных отверстий [170], выступающих выводов [171].

Выбор того или иного способа изготовления МПП во многом определяется достигнутым уровнем технологии предприятия-изготовителя и назначением МЭА.

В МПП, выполненных методом открытых контактных площадок, выводы ИМС и других электрорадиоэлементов (ЭРЭ) подпаиваются к контактным площадкам соответствующего слоя, причем во всех предыдущих слоях имеется в этой зоне отверстие. Соединение контактных площадок различных слоев осуществляется с помощью объемных проводников, что является одним из недостатков рассматриваемого метода. С увеличением числа слоев увеличивается толщина МПП, что затрудняет подпайку к контактным площадкам нижних слоев. Для устранения объемных перемычек в некоторых случаях в МПП устанавливаются дополнительные коммутационные ИМС, через которые обеспечивается кроссировка выводов основных ИМС [172].

Метод попарного прессования основан на склеивании обычных двусторонних печатных плат, имеющих сквозные металлизированные отверстия, с последующей сверловкой и металлизацией этих отверстий. При этом обеспечивается непосредственное соединение между собой только тех контактных площадок, которые расположены на внешних поверхностях спрессованной платы. Что же касается контактных площадок внутренних слоев, то после прессования отсутствует возможность соединения с ними непосредственно. Вследствие этого появляется большое количество дополнительных соединений, что снижает эффективность рассматриваемого метода.

При методе послойного наращивания на основание печатной платы последовательно наносятся слои диэлектрика и проводящего материала с необходимым рисунком. Недостатком данного метода является сложность технологических процессов и ограниченное число реализуемых слоев.

Метод металлизации сквозных отверстий предполагает осуществление межслойных соединений путем частичного удаления диэлектрика из сквозных отверстий,

над поверхностью которых несколько выступает фольгированный слой контактных площадок, и последующего гальванического осаждения меди. Таким образом удается соединить между собой практически любое число слоев. С увеличением числа слоев для обеспечения качественного гальванического осаждения слоя меди необходимо увеличивать диаметр сквозного отверстия, что приводит к снижению плотности установки ИМС. Метод сквозных металлизированных отверстий считается наиболее перспективным.

Согласно методу выступающих выводов в МПП предусматриваются выступающие контактные площадки от соответствующего слоя, к которому присоединяются выводы ИМС. Такого рода МПП пригодны только для ИМС с планарными выводами.

Из описанных методов два требуют объемных перемычек: метод выступающих выводов и метод открытых контактных площадок. Наибольшая плотность установки ИМС обеспечивается при послойном наращивании.

Существенное повышение степени интеграции МЭА дает применение гибридных ИМС, для реализации которых необходимы платы с многоуровневой разводкой выводов бескорпусных ИМС и других компонентов. При конструировании плат гибридных ИМС приходится преодолевать те же трудности, что и в печатных платах описанного выше типа. Одновременно возникают дополнительные трудности, обусловленные сравнительно небольшими геометрическими размерами плат гибридных ИМС и, следовательно, жесткими требованиями к точности изготовления их рисунка. Все это предъявляет специфические требования к материалу (подложке), из которого изготавливается плата гибридной ИМС. Идеальная подложка должна удовлетворять следующим требованиям: иметь атомарную гладкость плоскости, беспористость, высокую механическую прочность, совпадение коэффициентов термического расширения подложки и наносимых на нее пленок, высокую теплопроводность, устойчивость к термоударам и химическим воздействиям, термостойкость, высокое электрическое сопротивление, небольшую стоимость [173]. Кроме того, материал подложки должен иметь невысокую относительную диэлектрическую проницаемость и малые диэлектрические потери (особенно важно для высокочастотных гибридных ИМС).

Платы для гибридных ИМС изготовляют групповым методом на подложках толщиной 0,5—0,6 мм, имеющих размеры 48×60, 60×90 и 90×120 мм. После завершения групповых операций по изготовлению плат ИМС их разрезают. Размеры плат для стандартных корпусов гибридных ИМС представлены в табл. 8.1 [174].

Таблица 8.1

Ширина, мм	Длина, мм	Ширина, мм	Длина, мм
3,5±0,1	4,1±0,1	10,0±0,1	20,0±0,1
8,2±0,1	8,2±0,1	15,0±0,2	16,0±0,2
7,8±0,1	15,0±0,1	16,0±0,2	30,0±0,2
8,0±0,1	15,0±0,1	16,5±0,2	22,0±0,2
8,0±0,1	16,0±0,1	20,0±0,2	34,0±0,2
8,0±0,1	17,0±0,1		

Плата гибридной ИМС обычно рассчитана на установку нескольких десятков бескорпусных ИМС и имеет разветвленную схему соединений, которая может быть выполнена при одноуровневом расположении токопроводящих пленок и ограниченного числа объемных перемычек из проволоки толщиной несколько десятков микрометров. Проволочные выводы бескорпусных ИМС образуют фактически второй уровень разводки. Однако не всегда удается реализовать необходимые соединения на одном уровне.

Двухуровневая разводка слоев в платах для гибридных ИМС, выполненная путем последовательного вакуумного напыления слоев металла и диэлектрика, характеризуется применением проводящих пленок шириной 100—200 мкм и диэлектрического слоя толщиной не менее 3,4 мкм [175]. Иногда при такой разводке слоев используются обе поверхности платы. В данном случае плата содержит металлизированные отверстия, выполненные одним из известных способов. Несмотря на преимущества, описанная конструкция все же не нашла широкого применения из-за трудоемкости изготовления двусторонних плат.

Хорошие перспективы для изготовления плат гибридных ИМС с многоуровневой разводкой открывает применение слоистой керамики с вжиганием проводящих и изоляционных слоев [176]. Изготовленная таким спосо-

бом плата ИМС не нуждается в специальном корпусе.

Таким образом, известные конструкции МПП для печатных узлов и плат для гибридных ИМС во многих случаях позволяют существенно повысить плотность установки ИМС, смонтированных в корпусах или в бескорпусном исполнении. Вместе с тем при этом не всегда удается получить наиболее экономичные решения. Данный недостаток ослабляется при комплексном использовании наиболее целесообразных конструктивных и схемотехнических методов решения проблемы электрических соединений.

8.2. Схемотехнические методы решения проблемы электрических соединений

Как уже отмечалось, повышение степени интеграции как самих ИМС, так и МЭА в целом лимитируется числом выводов корпусов микросхем и соединительных проводов. Так, например, при размещении в одном кристалле 1000 логических элементов для реализации, рассмотренной в [177], корпус ИМС должен иметь не менее 100 выводов. При этом среднее количество контактных пар соединителя печатного узла, приходящихся на одну ИМС, тесно связано с числом ИМС, установленных в данном печатном узле.

Для иллюстрации этого положения в табл. 8.2 приводятся данные, характеризующие среднее число выводов в ЭВМ, содержащей 1600 ИМС, в зависимости от количества микросхем, установленных в одном печатном узле [178] (в таблице не учтены выводы для подключения источников электропитания, что, однако, слабо влияет на общее число соединений).

Как следует из табл. 8.2, при размещении в каждом печатном узле 250 ИМС общее число выводов рассматриваемой ЭВМ уменьшается примерно в 12 раз по сравнению со случаем, когда в печатном узле установлена только одна ИМС. Следовательно, применение ИМС с высокой степенью интеграции и особенно больших ИМС существенно упрощает решение проблемы электрических соединений. Показательно то, что наибольшая крутизна изменения рассматриваемой зависимости имеет место при размещении в одном печатном узле до 20 ИМС, а при установке в одном печатном узле более 50 ИМС указанная зависимость проявляется слабее.

Следовательно, в каждом конкретном случае необходимо стремиться к некоторой экономически наиболее целесообразной плотности установки ИМС в печатном узле. В рассмотренном примере она находится в пределах 50—100 ИМС в одном печатном узле.

Большое влияние на сокращение числа соединений оказывает рациональное разбиение МЭА на функционально завершённые узлы и блоки с внесением в них схемной или функциональной избыточности.

Таблица 8.2

Среднее число ИМС в одном печатном узле	1	5	10	20	40	50	100	250
Среднее число контактных пар на одну ИМС	10	5	4	3,5	3	2	1	0,85
Среднее число контактных пар в логических схемах управления	12	9	9	9	7	2	1	0,85
Число типов печатных узлов в МЭА	—	10	15	18	25	31	16	8
Повторяемость печатных узлов	—	96,6	90,6	77,5	37,5	3,1	0	0
Общее число выводов ЭВМ, тыс.	16	8	6,4	5,6	3,8	3,2	1,6	1,36

Рассмотрим простейший случай, основанный на пространственном принципе введения избыточности [179]. В схеме на рис. 8.1,а объединение выходов схем $I_1, \dots, I_2, \dots, I_N$, размещенных на разных печатных узлах (I, II, III, \dots), на резисторе R обеспечивается с помощью схемы ИЛИ, размещенной на печатном узле D . Для обеспечения требуемых межузловых соединений необходимо иметь контактных пар K_1, \dots, K_N и K'_1, \dots, K'_N в соединителях и $4N$ паянных соединений.

Аналогичные функциональные возможности могут быть реализованы в схеме на рис. 8.1,б, в которой схемы I_1, \dots, I_N объединены через разделительные уси-

лители PY_1, \dots, PY_N , выходы которых подключены к резистору R . В качестве разделительных усилителей могут быть использованы, например, токовые ключи в интегральном исполнении.

В схеме на рис. 8.1,б достаточно иметь $N+1$ контактных пар и $2(N+1)$ паяных соединений, что достигается избыточностью ИМС.

Временной принцип введения избыточности основан на импульсно-временном уплотнении цепей электрических соединений.

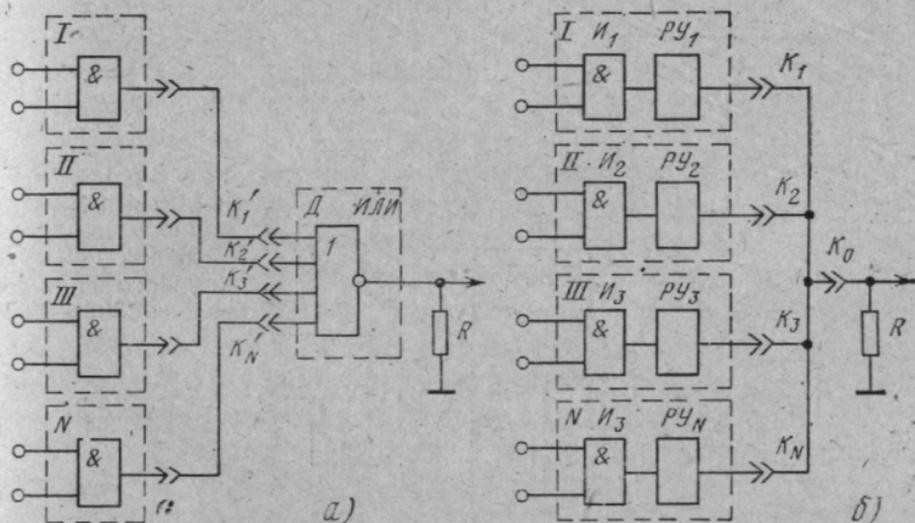


Рис. 8.1. Иллюстрация пространственного принципа введения избыточности на примере функционального узла объединения по ИЛИ: а — исходная схема; б — с избыточностью

Для иллюстрации эффективности уплотнения цепей сравним объем соединений, необходимых для построения четырехпроводного полнодоступного неблокируемого коммутационного поля емкостью 500×30 при пространственном и импульсно-временном делении соединительных путей.

В варианте пространственного коммутационного поля (ПКП) с трехкаскадной оптимальной структурой необходимо иметь 100 коммутационных схем емкостью $5 \times 9 \times 4$ в каскаде А, 9 коммутационных схем емкостью $100 \times 6 \times 4$ в каскаде В и 6 коммутационных схем емкостью $9 \times 5 \times 4$ в каскаде С; общее число точек коммутации при этом составит 40 680 [180]. Структурная схе-

ма трехкаскадного неблокируемого коммутационного поля приведена на рис. 8.2.

Число соединений и объем оборудования на печатных узлах зависят от максимального числа контактных пар в соединителях. Согласно [165] в известных в настоящее время соединителях число контактных пар не превышает 122.

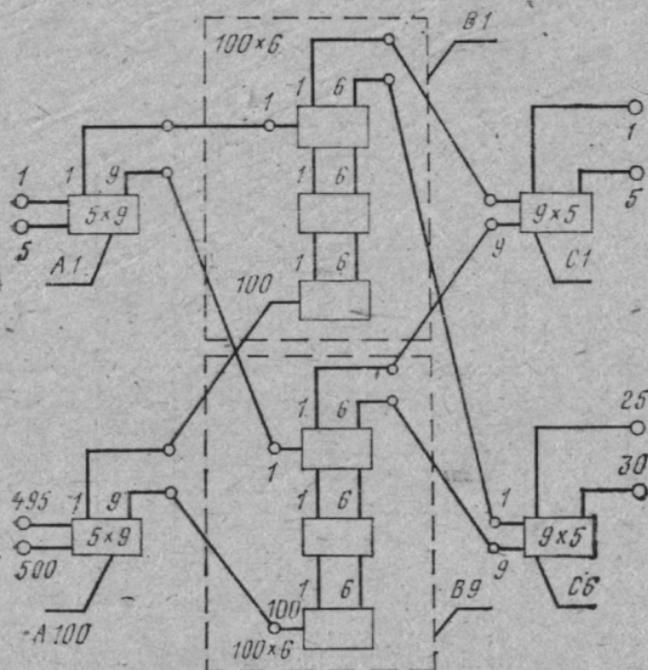


Рис. 8.2. Структурная схема трехкаскадного полнодоступного коммутационного поля емкостью 500×30 .

Коммутационные схемы каскада А емкостью $5 \times 9 \times 4$ и каскада С емкостью $9 \times 5 \times 4$ могут быть размещены на одном печатном узле; при этом число таких узлов составляет соответственно 100 и 6. Для подключения разговорных цепей, а также цепей управления коммутационными элементами и цепей электропитания соединитель этих узлов должен иметь 103 контактных пары [$(5+9) \times 4$ — разговорных, 5×9 — управления, 2 — электропитания].

Ограничение числа контактных пар в соединителе (необходимо иметь $(100+6) \times 4 + 100 \times 6 + 2 = 1026$ контактных пар), а также размеры печатного узла (необходимо 400—600 корпусов ИМС) не позволяют разместить на одном печатном узле коммутационную схему емкостью $100 \times 6 \times 4$. Если эту схему разместить на

12 печатных узлах, каждый из которых образует коммутационную схему емкостью $9 \times 6 \times 4$, то каскад *B* коммутационного поля при небольшой избыточности ($108 \times 6 \times 4$) будет размещен на 108 печатных узлах. В этом случае в соединителе необходимо иметь 116 контактных пар [(9+6)×4 — разговорных, 9×6 — управления, 2 — электропитания].

Вариант ПКП требует 214 печатных узлов, 22 726 контактных пар в соединителях, 7416 ИМС и 10 170 резисторов. Такое количество резисторов обусловлено тем, что высокоомные входные цепи управления МОП-коммутаторов не могут обеспечить соответствующий режим контактной пары; включение нагрузочных резисторов в каждую цепь управления обеспечивает минимально допустимый ток.

Во втором варианте пространственного коммутационного поля (ПКП-У) принята такая структура, когда цепи управления имеют временное уплотнение, например с помощью ИМС типа регистра сдвига. Это существенно уменьшает количество контактных пар, необходимых для подключения цепей управления, а также требует меньшего количества нагрузочных резисторов в этих целях. Благодаря этому имеется возможность увеличить количество разговорных цепей в соединителях. В каскадах *A* и *C* на одном печатном узле размещены по две коммутационные схемы соответственно емкостью $5 \times 9 \times 4$ и $9 \times 5 \times 4$, а в каскаде *B* коммутационная схема $100 \times 6 \times 4$ размещается на пяти печатных узлах со схемами $20 \times 6 \times 4$. Общее число печатных узлов в каскадах *A*, *B* и *C* равно 98 (соответственно 50, 45 и 3). Этот вариант требует 11 350 контактных пар в соединителях.

Структура коммутационного поля для вариантов ПКП и ПКП-У одинаковая и требует при четырехпроводном разговорном тракте для 500 абонентов 40 680 точек коммутации, соответственно 18 000, 21 600 и 1080 в каскадах *A*, *B* и *C*. При ИВД для 512 абонентов необходимо 2048 точек коммутации четырехпроводного тракта. Следовательно, количество точек коммутации для ИВД почти в 20 раз меньше.

Варианты ПКП и ПКП-У реализованы на КЭ типа МОП-коммутаторы, причем в каскадах *A* и *C* применены ИМС типа К1КТ901, содержащие пять каналов, а в каскаде *B* — ИМС типа К1КТ081, содержащие в одном корпусе шесть каналов, что позволяет максимально

Характеристика коммутационной схемы	ПКП			Всего
	Каскады			
	А	В	С	
Емкость печатного узла	5×9×4	9×6×4	9×5×4	
Количество печатных узлов	100	108	6	214
Число контактов в соединителе печатного узла	103	116	103	—
Число проводов для подключения разговорных цепей	5600	6192	336	12 128
Число проводов для подключения цепей управления	4500	5400	270	10 170
Число проводов для подключения цепей электропитания	200	216	12	428
Число контактов соединителей печатных узлов	10 300	11 808	618	22 726
Число соединительных проводов через общие шины	200	864	12	1076
Число ИМС разговорных трактов	3600	3600	216	7416
Число ИМС цепей управления	—	—	—	—
Количество резисторов	4500	5400	270	10 170
Количество конденсаторов электролитических	—	—	—	—
Количество конденсаторов керамических	—	—	—	—

использовать коммутационную емкость примененных ИМС [48].

Третий вариант коммутационного поля с импульсно-временным делением и амплитудно-импульсной модуляцией рассмотрен для случаев, когда на одном печатном узле размещены соответственно 2, 4, 8, 16 абонентских комплектов (АК). Во всех случаях объем оборудования АК рассмотрен применительно к структурной схеме, приведенной в гл. 6 (см. рис. 6.21). В этом варианте применены ИМС типа К1КТ682, К5НТ041Б, а также ФНЧ, выполненный на операционном усилителе К1УТ402 [46, 181].

В зависимости от размеров печатного узла это коммутационное поле размещается на 256, 128, 64 или 32 печатных узлах, а необходимое количество контактных пар в соединителях должно быть соответственно 5378, 3968, 3264 или 2912; количество ИМС в разговорных

ПКП-У			ИВД				
Каскады			Всего	2 АК	4 АК	8 АК	16 АК
А	В	С					
$5 \times 9 \times 4 +$ $+ 5 \times 9 \times 4$	$20 \times 6 \times 4$	$9 \times 5 \times 4 +$ $+ 9 \times 5 \times 5$		2×4	4×4	8×4	16×4
50	45	3	98	256	128	64	32
119	112	120	—	20	30	50	90
5600	4680	336	10 616	3072	2560	2304	2176
150	180	12	342	1024	768	640	576
200	180	12	392	1280	640	320	160
5950	5040	360	11 350	5378	3968	3264	2912
250	225	15	490	2816	1408	704	352
3600	3600	216	7416	2560	2560	2560	2560
550	990	60	1600	256	256	256	256
200	180	12	392	11 264	11 008	10 880	10 816
—	—	—	—	2048	2048	2048	2048
—	—	—	—	3072	3072	3072	3072

трактах составляет 2560, а в цепях управления 256. Реализация ФНЧ на базе операционного усилителя требует сравнительно большого числа резисторов — примерно 11 тыс. шт., а конденсаторов 5120.

В табл. 8.3 приведены обобщенные данные, характеризующие число электрических соединений, печатных узлов, а также число элементов для рассмотренных трех вариантов коммутационного поля. Данные табл. 8.3 позволяют сделать следующие выводы. Количество печатных узлов для ПКП-У составляет 33% по сравнению с ПКП и от 11,25 до 90% для ИВД в зависимости от плотности компоновки плат этого варианта.

Для ПКП-У необходимо вдвое меньшее число соединений, а для ИВД в зависимости от варианта компоновки это число составляет 13,1—23,5% от числа соединений ПКП. Для ИВД число соединений для случая размещения на одной плате 16 АК в 1,4 раза превышает

минимально возможное число соединений четырехпроводного тракта для 512 АК.

Сокращение числа печатных узлов и соединений в ПКП-У достигается за счет установки в коммутационных матрицах дополнительно 1600 ИМС для цепей управления; это не увеличивает объем аппаратуры, так как эти ИМС для ПКП входили в состав устройства управления. Кроме того, число соединений сократилось почти в 30 раз; во столько же раз уменьшилось число нагрузочных резисторов в цепях управления.

Существенное сокращение числа соединений для ИВД достигается за счет временного уплотнения всей системы коммутации; при этом по сравнению с ПКП общее количество ИМС уменьшилось на 58,5%, увеличилось на 10% число резисторов и дополнительно введено 5120 конденсаторов. Однако следует иметь в виду, что наличие ФНЧ в виде гибридной ИМС позволит существенно сократить число дискретных электрорадиоэлементов.

Характерным для ИВД является то, что процентное соотношение электрических соединений через общие шины существенно больше по сравнению с вариантами ПКП и ПКП-У, что упрощает конструкторские решения при выполнении соединений с помощью объединительной печатной платы.

Преимущество варианта с ИВД очевидно; оно обеспечивается за счет имеющейся временной избыточности ИМС, а также возможности уплотнения физических линий связи и прежде всего общего разговорного провода. Введение дополнительной структурной избыточности в разговорный тракт и в схему его управления позволило в итоге по сравнению с вариантами ПКП и ПКП-У существенно сократить число соединений и при определенных условиях сократить количество печатных узлов.

Рассмотренные примеры относились к коммутации аналоговых и аналого-дискретных сигналов. Для коммутации цифровых сигналов перспективным является коммутационное поле пространственного типа. Такое поле кроме КЭ должно содержать дешифраторы, скайнистры, запоминаящие устройства, согласующие устройства и т. п. Как правило, такое коммутационное поле выполняется на базе обычных ИМС с невысокой степенью интеграции. Вместе с тем в настоящее время имеется возможность выполнить пространственный коммутатор

для цифровых сигналов на базе БИС. Как указано в [191], коммутатор цифровых сигналов емкостью 16×16 размещен в корпусе, имеющем 40 выводов, управление его КЭ осуществляется последовательным кодом, что минимизирует число соединительных проводов в цепях управления.

Используя такой микрокоммутатор для дуплексного коммутационного поля емкостью $512 \times 32 \times 2$, необходимо применить 128 больших ИМС. При наличии соединителя с 122 контактными парами на одном печатном узле можно разместить 6 таких ИМС, которые образуют коммутационную матрицу 48×32 ; всего необходимо 22 печатных узла.

Следует иметь в виду, что рассмотренный вариант коммутационного поля на микрокоммутаторах 16×16 — однокаскадный и имеет избыточность КЭ по сравнению с трехкаскадным. При высокой степени интеграции микрокоммутатора он становится целесообразным, так как позволяет путем введения избыточности КЭ сократить число электрических соединений.

Сравнительная оценка затрат рассмотренных вариантов проведена без учета объема оборудования устройства управления.

8.3. Способы ослабления паразитных связей между цепями электрических соединений

Электрические характеристики МЭА в значительной мере зависят от способа размещения ИМС на печатных узлах. Это обусловлено тем, что электрические характеристики печатных плат, равно как и плат гибридных ИМС, существенно влияют на параметры функциональных узлов. Основными из этих характеристик являются: сопротивление постоянному току проводников или пленок, емкость проводников и пленок по отношению к общей шине электропитания или экранирующему слою, а на высоких частотах — также индуктивность токопроводящих цепей и взаимная индуктивность между ними. Важным параметром плат является волновое сопротивление их токонесущих цепей. В зависимости от назначения МЭА и ее рабочего диапазона частот критичность плат к отдельным электрическим характеристикам различна.

С увеличением плотности монтажа уменьшаются геометрические размеры токонесущих цепей, а также расстояния между ними. Поэтому на этапе проектирования плат следует количественно оценить геометрические размеры токонесущих цепей и их взаимное размещение для того, чтобы свести к минимуму паразитные связи через монтаж.

Сопротивление проводников постоянному току определяется их геометрическими размерами и применяемым материалом. В МЭА, как правило, циркулируют слаботочные сигналы. Поэтому сопротивление соединительных проводников практически не оказывает заметного влияния на электрические характеристики аппаратуры. В ряде случаев исключение составляют лишь цепи электропитания, а также цепи ИМС с высоким быстродействием. В последнем случае для изготовления многослойных толстопленочных гибридных ИМС при минимальных потерях сигнала применяют электропроводящие пасты на основе золота [235]. Значение индуктивности токопроводящей цепи зависит от ее ширины, толщины и длины, а взаимная индуктивность определяется расстояниями между токопроводящими цепями, а также их удалением от экранов, если такие применяются. Расчет индуктивности и взаимной индуктивности печатных плат подробно рассмотрен в [182, 183].

Токонесущие цепи имеют относительно небольшие геометрические размеры и поэтому на величину емкостной паразитной связи между ними оказывает существенное влияние краевой эффект. При этом следует учитывать емкостные связи между всеми поверхностями токопроводящих цепей. Учитывая, что данный вопрос недостаточно освещен в имеющейся литературе, остановимся на нем более подробно.

Расчет отдельных составляющих емкости между токопроводящими цепями может быть выполнен по формуле

$$C_i = lc_{\lambda_i} \epsilon_a, \quad (8.1)$$

где C_i — емкость между двумя плоскостями токонесущих цепей, Ф; l — длина этих цепей, м; c_{λ_i} — безразмерный коэффициент, учитывающий геометрическую конфигурацию; ϵ_a — абсолютная диэлектрическая проницаемость среды, Ф/м.

№ п/п	Конфигурация расположения плоскостей печатных проводников	$C_{\lambda i}, k_i$	ϵ_a
1		$C_{\lambda 1} = \frac{k_1}{K'_1}$ $k_1 = \text{th} \frac{\pi}{2} \frac{t}{S}$	ϵ_0
2		$C_{\lambda 2} = \frac{K_2}{K'_2}$ $k_2 = \text{th} \frac{\pi}{2} \frac{W}{h}$	$\epsilon_0 \epsilon_r$
3		$C_{\lambda 3} = \frac{1}{2} \frac{K_3}{K'_3}$ $k_3 = \frac{\text{th} \frac{\pi}{2} \frac{S}{2h}}{\text{th} \frac{\pi}{2} \frac{S+W}{2h}}$	$\epsilon_0 \epsilon_r$
4		$C_{\lambda 4} = \frac{1}{2} \frac{K_4}{K_4}$ $k_4 = \frac{S}{S+2W}$	ϵ_0
5		$C_{\lambda 5} = \frac{1}{2} \frac{K_5}{K'_5}$ $k_5 = \frac{h}{h+2t}$	$\epsilon_a = \frac{1}{h+2t\epsilon_0}$
6		$C_{\lambda 6} = \frac{1}{2} \left(\frac{K'_{60}}{K_{60}} - \frac{K_{61}}{K'_{61}} \right)$	$\epsilon_0 \epsilon_r$

№ п/п	Конфигурация расположения плоскостей печатных проводников	$C_{\lambda i}, k_i$	ϵ_a
7		$C_{\lambda 7} = \frac{1}{2} \left(\frac{K'_{70}}{K_{70}} - \frac{K_{71}}{K'_{71}} \right)$	ϵ_0
8		$C_{\lambda 8} = \frac{1}{2} \left(\frac{K'_{80}}{K_{80}} - \frac{K_{81}}{K'_{81}} \right)$	$\epsilon_0 \epsilon_r$
9		$C_{\lambda 9} = \frac{1}{2} \left(\frac{K'_{90}}{K_{90}} - \frac{K_{91}}{K'_{91}} \right)$	см. (8.18)
10		$C_{\lambda 10} = \frac{1}{2} \left(\frac{K'_{100}}{K_{100}} - \frac{K_{101}}{K'_{101}} \right)$	см. (8.18)

В табл. 8.4 представлены эскизы типовых расположений токонесущих цепей плат и экранов, а также формулы для расчета $C_{\lambda i}$ и ϵ [184].

Расчетные формулы для определения $C_{\lambda i}$ основаны на методе конформных преобразований [185], с помощью которого конденсатор, имеющий ограниченные геометрические размеры, преобразуется в эквивалентный конденсатор, при расчете емкости которого можно пренебречь явлением краевого эффекта.

В табл. 8.4 K_i и K'_i — соответственно полный и дополнительный эллиптический интегралы, табулированные значения которых приведены в [186]:

$$K_i = \varphi(k_i), \quad K'_i = \varphi'(k'_i), \quad (8.2)$$

причем

$$k'_i = \sqrt{1 - k_i^2}, \quad (8.3)$$

где k_i и k'_i — соответственно модуль и дополнительный модуль. Порядок расчета емкостей $C_1—C_7$ представлен в табл. 8.4 и не требует дополнительных пояснений.

Для расчета емкости C_8 между нижними поверхностями токонесущих цепей платы, имеющей экранирующий слой, необходимо выполнить конформные преобразования, устанавливающие соответствие точек $A_Q, B_Q, C_Q, D_Q, E_Q, F_Q$ на плоскости Q (рис. 8.3,а) и точек $a_z, b_z, c_z, d_z, e_z, f_z$ на плоскости Z (рис. 8.3,б). При этом

$$\left. \begin{aligned} A_Q &= W + \frac{S}{2} & \rightarrow a_z &= 1; \\ B_Q &= W + \frac{S}{2} + jh & \rightarrow b_z &= \frac{1}{k_8}; \\ C_Q &= \frac{S}{2} + jh & \rightarrow c_z &= u; \\ D_Q &= -\frac{S}{2} + jh & \rightarrow d_z &= -u; \\ E_Q &= -W - \frac{S}{2} + jh & \rightarrow e_z &= -\frac{1}{k_8}; \\ F_Q &= -W - \frac{S}{2} & \rightarrow f_z &= -1. \end{aligned} \right\} \quad (8.4)$$

Координату точки b_z печатной платы на плоскости Z определяют следующим образом. По известным размерам печатной платы определяют

$$\frac{2W + S}{4h} = \frac{K_8}{K'_8}. \quad (8.5)$$

Затем с помощью рис. 8.4, на котором представлена зависимость $k_8 = f(K_8/K'_8)$, построенная по таблицам [185], определяют искомый модуль. Значения K_8, K'_8 и k'_8 определяют соответственно по формулам (8.2) и (8.3).

Коэффициент A_8 определяют по следующей формуле:

$$A_8 = \frac{2W + S}{4K_8} = \frac{h}{K'_8}. \quad (8.6)$$

Координаты точки C_z , характеризующей приведенную ширину ПП на плоскости Z , определяют с помощью следующего уравнения:

$$C_Q = K_8 + jK'_8 + jA_8F, \quad (8.7)$$

где $F = \psi(\mu, k_8)$ — неполный эллиптический интеграл первого рода;

$$F = \psi(\mu, k_8) = \int_{1/k_8}^{C_Z} \frac{dZ}{\sqrt{(Z^2 - 1)(k_8^2 Z^2 - 1)}}. \quad (8.8)$$

Аргумент μ в равенстве (8.8) определяется по формуле

$$\mu = \arcsin \sqrt{\frac{C_Z^2 Z - \frac{1}{k_8^2}}{C_Z^2 Z - 1}}. \quad (8.9)$$

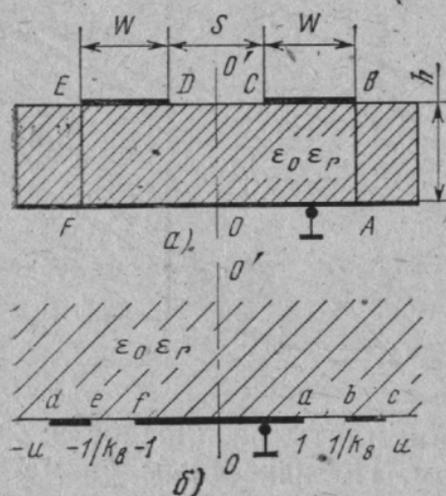


Рис. 8.3. Конформное отображение нижних поверхностей печатных проводников, размещенных над плоским экраном: а — в плоскости Q ; б — в плоскости Z

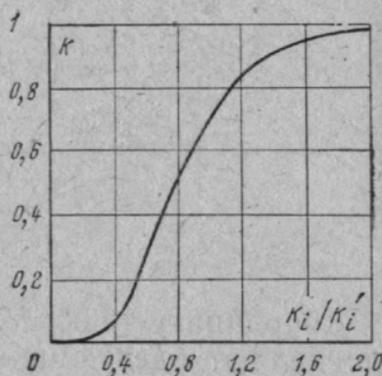


Рис. 8.4. График зависимости $k = \psi(K_i/K'_i)$

Согласно [187] путем последовательного изменения C_Z подбирают такое значение F , при котором

$$C_Q = \frac{S}{2} + jh. \quad (8.10)$$

В соответствии с полученными новыми координатами рассчитывают емкость между ПП по формулам для расчета емкости C_6 .

Расчет емкости C_9 между верхними поверхностями ПП через слой воздушного промежутка проводят с использованием следующих конформных преобразований. Плоскость Q (рис. 8.5,а) отображают на плоскость ω

(рис. 8.5,б) [182]. Затем плоскость ω отображают на плоскость Z (рис. 8.5,в). При этом устанавливаются следующие соответствия точек на плоскостях ω и Z :

$$\begin{aligned}
 G_{\omega} &= \frac{\lambda}{2} & \rightarrow g_Z &= 1; \\
 L_{\omega} &= \frac{\lambda}{2} + jh & \rightarrow l_Z &= X; \\
 M_{\omega} &= \frac{\lambda}{2} + jh + jv & \rightarrow m_Z &= \frac{1}{k_0}; \\
 N_{\omega} &= -\frac{\lambda}{2} + jh + jv & \rightarrow n_Z &= -\frac{1}{k_0}; \\
 P_{\omega} &= -\frac{\lambda}{2} + jh & \rightarrow p_Z &= -X; \\
 R_{\omega} &= -\frac{\lambda}{2} & \rightarrow r_Z &= -1.
 \end{aligned}
 \tag{8.11}$$

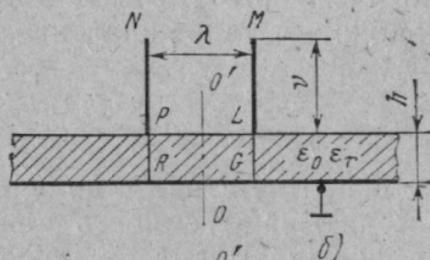
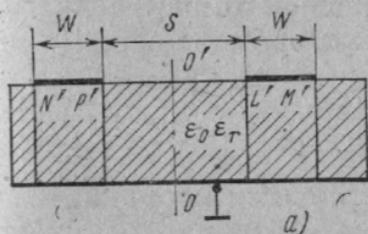
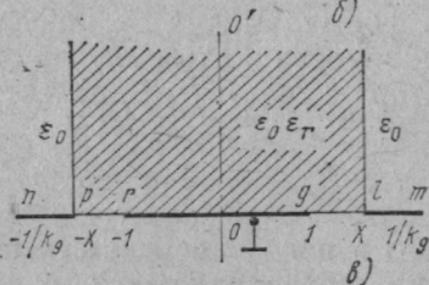


Рис. 8.5. Конформное отображение верхних поверхностей печатных проводников, размещенных над плоским экраном: а — в плоскости Q ; б — в плоскости ω ; в — в плоскости Z



Координату точки m_Z на плоскости Z определяют по аналогичным формулам (8.5) и (8.6); при этом модуль k_0 и коэффициент A_0 определяют в соответствии с рис. 8.5:

$$\frac{\lambda}{4(h+v)} = \frac{K_0}{K'_0}; \tag{8.12}$$

$$A_0 = \frac{\lambda}{4K_0} = \frac{h+v}{K'_0}. \tag{8.13}$$

Координата точки l_z на плоскости Z определяется с помощью уравнения

$$L_\omega = K_9 + jA_9 F(\chi, k_9), \quad (8.14)$$

где $F(\chi, k_9)$ — неполный эллиптический интеграл первого рода;

$$F = \psi'(\chi, k_9) = \int_1^{l_z} \frac{dZ}{\sqrt{(Z^2 - 1) \left(\frac{1}{k_9^2} Z^2 - 1 \right)}}. \quad (8.15)$$

Аргумент χ в равенстве (8.15) определяется по формуле

$$\chi = \arcsin \sqrt{\frac{1 - \frac{1}{l_z^2}}{1 - k_9^2}}. \quad (8.16)$$

Согласно [187] путем последовательного изменения l_z подбирают такое значение F , при котором

$$L_\omega = \frac{\lambda}{2} + jh + jv. \quad (8.17)$$

В соответствии с полученными новыми координатами рассчитывают емкость между печатными проводниками по формулам для C_6 . Абсолютная диэлектрическая проницаемость в этом случае определяется как для конденсатора с составным диэлектриком

$$\epsilon_{\text{экв}} = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r (r_{pl} + 2r_{lm})}{r_{pl} \epsilon_0 + 2r_{lm} \epsilon_r}, \quad (8.18)$$

где r_{pl} и r_{lm} — соответственно расстояния между печатными проводниками и их ширина на плоскости Z (см. рис. 8.5, в). С помощью аналогичных преобразований определяют емкость C_{10} между торцевыми поверхностями печатных проводников, расположенных над экранирующей плоскостью (см. табл. 8.4).

Расчеты паразитных связей между печатными проводниками с учетом всех их поверхностей показывают, что пренебрежение емкостями между торцевыми поверхностями приводит к погрешностям в расчетах, которые возрастают с уменьшением ширины и расстояний между ними [184]. Это обстоятельство имеет существенное значение для плат гибридных ИМС, а также для печатных

плат, где рисунок изготавливается с большой разрешающей способностью, например аддитивным методом, а толщина токопроводящих цепей 25 мкм и расстояние между ними 75—100 мкм [186].

Пользуясь формулами, приведенными в табл. 8.4, можно минимизировать взаимные емкостные влияния токонесущих цепей, расположенных на одно- или двусторонних платах. Для многослойных конструкций, применяя экранирующие слои, можно при большой плотности монтажа существенно ослабить взаимные влияния между электрическими цепями.

Расположение токонесущих цепей между экранирующими слоями, соединенными с общей шиной, является эффективным средством уменьшения взаимных влияний между ними. Однако это приводит к возрастанию емкости на общую шину, что не всегда может быть приемлемым. Особенно это ощутимо в случае использования ИМС на базе МОП-структур.

Расположение между двумя сигнальными токонесущими частями дополнительного печатного проводника, соединенного с общей шиной, является также эффективным средством уменьшения взаимных влияний, но по сравнению с экранирующими слоями многослойной печатной платы требует большего расстояния между токонесущими цепями. Этот способ снижения паразитных емкостных связей является эффективным для ленточных шлейфов, выводов ИМС, контактов соединителей, когда между цепями информационных сигналов находятся цепи, соединенные с общей шиной. Корпуса ИМС, имеющие выводы, находящиеся в изоляционном материале и крепящиеся в металлическом основании, соединенном с общей шиной, имеют существенно меньшую емкостную связь между выводами ввиду экранирующего влияния основания корпуса. Печатные проводники, разделенные экранирующим слоем, практически не имеют между собой паразитных емкостных связей, но при этом следует иметь в виду, что металлизированные отверстия могут быть источниками таких связей. Металлизированные отверстия, разделенные диэлектрическим слоем основания платы, представляют собой цилиндрические конденсаторы, причем экранирующий слой не снижает емкостную связь между этими отверстиями.

Эффективным способом снижения паразитной связи между металлизированными отверстиями является рас-

положение между ними дополнительного металлизированного отверстия, соединенного с экранирующим слоем. Желательно, чтобы диаметр этого отверстия несколько превышал диаметр металлизированных отверстий, принадлежащих влияющим цепям.

В электрических цепях, работающих в режимах большого быстродействия сигнала, длина соединительной линии на печатном узле и плате гибридной ИМС может оказать существенное влияние. Например, в свободном пространстве задержка распространения сигнала составляет 3,3 нс/м. В печатных платах задержка распространения сигнала может находиться в пределах 5,9—7,5 нс/м [188]. Отсюда следует, что на высоких частотах печатный проводник на плате представляет собой длинную линию, волновое сопротивление которой должно соответствовать входным и выходным полным сопротивлениям ИМС.

Полосковые и микрополосковые линии передачи на многослойных печатных платах и платах гибридных ИМС позволяют уменьшить потери сигнала в соединительных линиях.

Волновое сопротивление полосковых и микрополосковых линий передач, как и в длинных линиях, определяется активным сопротивлением и проводимостью, а также индуктивностью и емкостью печатных проводников. Все перечисленные параметры зависят от геометрических размеров линий и материала основания плат. Расчет волнового сопротивления полосковых и микрополосковых линий передачи приведен в [182, 188].

8.4. Примеры оптимизации электрических соединений в МЭА

Оптимизация конструкций печатных плат. На рис. 8.6,а приведен разрез двусторонней печатной платы, на которой размещены две двухпроводные электрические цепи 1, 2 и 3, 4. Для обеспечения высокого переходного затухания между рассматриваемыми цепями важно правильно расположить печатные проводники. Известно, что емкость между парами печатных проводников можно определить по следующей приближенной формуле:

$$C_{\Pi} = (C_{13} - C_{14}) + (C_{24} - C_{23}), \quad (8.19)$$

где C_{13} , C_{14} , C_{24} и C_{23} — емкости между печатными проводниками соответственно 1—3, 1—4, 2—4 и 2—3 (рис. 8.6,б).

Если расстояние между парами печатных проводников в 10 и более раз превышает толщину платы, то C_{Π} слабо зависит от расстояния между ними [189]; это подтверждается расчетными и экспериментальными данными.

Если печатные проводники электрических цепей на многослойных печатных платах, имеющих экранирующие слои, расположить на одинаковом расстоянии от этих слоев, как это указано на рис. 8.6, в, то значительно уменьшаются емкости C_{13} , C_{14} , C_{24} , C_{23} ; это следует из расчетов, проведенных для конфигурации расположения печатных проводников согласно поз. 8. табл. 8.4. Следовательно, уменьшается и эквивалентная паразитная емкость $C_{\text{п}}$.

Применение экранирующих печатных проводников (см. конфигурацию расположения печатных проводников согласно поз. 6 и 7 табл. 8.4) также приводит к существенному ослаблению паразитных связей между электрическими цепями.

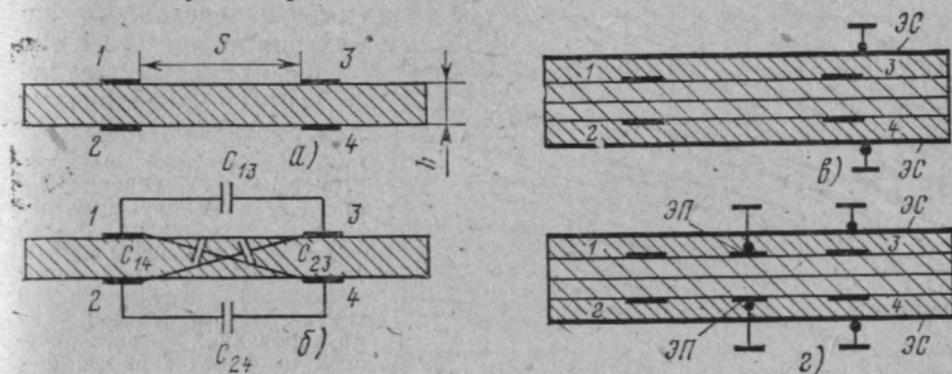


Рис. 8.6. Варианты размещения двухпроводных цепей на печатной плате:

а — при отсутствии экранов; б — эквивалентная электрическая схема печатной платы по варианту «а»; в — при наличии экранирующих слоев (ЭС); г — при наличии экранирующих слоев и экранирующих печатных проводников (ЭП)

Во многих случаях требуемое ослабление паразитных емкостных связей между печатными проводниками может быть обеспечено при расположении рисунка печатной платы на одной ее стороне, причем другая сторона этой платы представляет собой экранирующий слой (см. конфигурацию расположения печатных проводников согласно поз. 8—10 табл. 8.4).

Наиболее эффективным является одновременное применение экранирующих слоев и экранирующих печатных проводников [190]. На рис. 8.7 приведены экспериментальные зависимости переходного затухания между электрическими цепями на частоте 1 кГц от расстояния между печатными проводниками при нагрузке на сопротивление 600 Ом. Для всех приведенных кривых ширина печатных проводников 1 мм, длина 140 мм, а толщина печатной платы 1,5 мм.

Кривая 1 соответствует конфигурации поз. 1, 3 и 4 табл. 8.4, когда однопроводные электрические цепи находятся на одном слое печатной платы, а кривая 2 соответствует случаю, когда между печатными проводниками расположен дополнительный экранирующий печатный проводник (поз. 6 и 7 табл. 8.4). Наклон кривых 1 и 2 свидетельствует о том, что, начиная с расстояния 4 мм и более, экранирующие печатные проводники на 15—20 дБ снижают паразитные емкостные связи.

Кривая 3 характеризует переходные затухания для однопроводных электрических цепей, расположенных по одну сторону печатной платы, другая сторона которой является экранирующим слоем,

а кривая 4 соответствует случаю когда для однопроводных электрических цепей используются экранирующие печатные проводники и экранирующий слой печатной платы одновременно. Ход кривых 3 и 4 показывает, что при небольших расстояниях более эффективным является одновременное применение экранирующих печатных проводников и экранирующего слоя; с увеличением расстояния применение одновременно двух способов экранирования мало эффективно. По сравнению с простым односторонним размещением печатных проводников экранирование позволяет на 40—50 дБ увеличить переходное затухание между электрическими цепями.

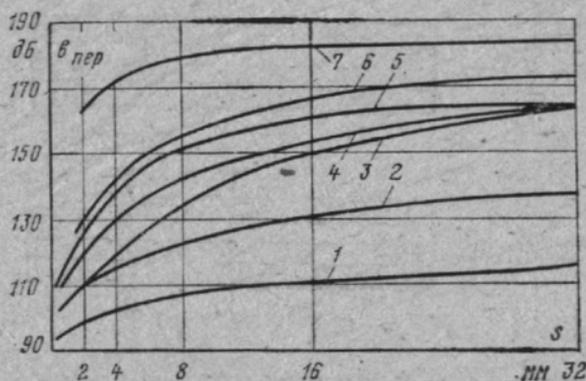


Рис. 8.7. Графики зависимости переходного затухания на частоте 1 кГц от расстояния между печатными проводниками для различных цепей:

1 — однопроводной электрической цепи без экранов; 2 — то же, с экранирующим печатным проводником; 3 — то же, с экранирующим слоем; 4 — то же, с экранирующим печатным проводником и экранирующим слоем; 5 — двухпроводной электрической цепи без экранов; 6 — то же, с экранирующими печатными проводниками; 7 — то же, с экранирующими печатными проводниками и экранирующими слоями

Кривые 5 и 6 соответствуют двухпроводным электрическим цепям при расположении этих цепей на двусторонней печатной плате в соответствии с рис. 8.6,а. Кривая 6 соответствует случаю, когда между влияющими цепями находятся дополнительные экранирующие печатные проводники. Наклон кривых 5 и 6 свидетельствует о том, что наличие дополнительных экранирующих печатных проводников снижает паразитные связи между парами электрических цепей при увеличении расстояния. Для небольших расстояний наличие дополнительных экранирующих печатных проводников незначительно уменьшает паразитные связи; однако их применение целесообразно, так как асимметрия расположения печатных проводников приводит к увеличению взаимных влияний, а дополнительный экранирующий печатный проводник уменьшает влияние асимметрии.

Кривая 7 соответствует случаю, когда двухпроводные электрические цепи имеют между собой дополнительные экранирующие печатные проводники и симметрично расположенные экранирующие слои. Как следует из хода кривой 7, даже при расстояниях 2 мм переходное затухание превышает 160 дБ, что свидетельствует о большой эффективности такой конфигурации расположения печатных проводников для двухпроводных электрических цепей.

Схмотехническая оптимизация путем применения импульсно-временного уплотнения. Рассмотрим пример схмотехнической оптимизации с использованием импульсно-временного уплотнения. Такое решение, в частности, использовано для аппаратуры развлекательных передач и дополнительных услуг пассажирам самолетов. Структурная схема такой аппаратуры изображена на рис. 8.8 [191, 192].

В комплект такой аппаратуры входят основной блок аналого-цифрового преобразования сигналов (согласно табл. 2.2 соответствует функциональному преобразованию $A15_1$), обеспечивающий образование 10 из 16 временных каналов для трансляции программ с выхода многоканального магнитофона $МАГ_1$.

Выход блока основного аналого-цифрового преобразователя соединен со входами зонных аналого-цифровых преобразователей ($A15_2—A15_4$), каждый из которых обеспечивает образование пяти дополнительных временных каналов для трансляции программ соответственно с выходов зонных магнитофонов $МАГ_2—МАГ_4$. Выходы блоков, реализующих функциональные преобразования $A15_2—A15_4$,

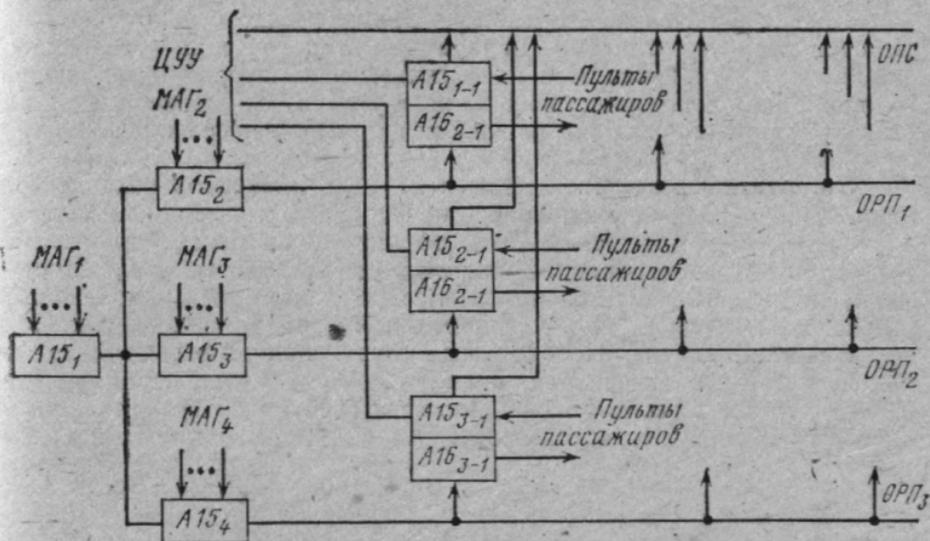


Рис. 8.8. Структурная схема функциональных преобразований системы развлекательных передач и услуг пассажирам самолетов

подключены к коаксиальным кабелям, образующим общеразговорные провода $ОРП_1—ОРП_3$. Цифро-аналоговое преобразование сигналов (согласно табл. 2.2 соответствует функциональным преобразованиям $A16_{1-1}$, $A16_{2-1}$, $A16_{3-1}$ и т. д.) производится для левого и правого стереофонических каналов для каждого пассажира отдельно. В одном блоке конструктивно расположены функциональные преобразователи $A16$ для двух или трех пассажиров. Выбор желаемой программы осуществляется дистанционно с пульта пассажира по одному проводу. Одновременно с пульта пассажира обеспечивается возможность передачи сигналов обслуживания (включение света, вызов бортпроводника и т. п.) с помощью узлов, реализующих функциональные преобразования $A15_{1-1}$, $A15_{2-1}$, $A15_{3-1}$ и т. д., через общий провод сигнализации $ОПС$. По цепям временного уплотнения обеспечивается также функционирование устройств встроенного автоматического контроля.

Управление описываемой системой обеспечивается по командам с центрального управляющего устройства $ЦУУ$.

Высокое качество воспроизводимых программ обеспечивается благодаря применению ИКМ с 12-разрядным кодом и частоте дискретизации 25 кГц.

Благодаря тому, что сигналы программ художественного вещания и сигналы управления передаются в едином цифровом виде, оказывается возможным выполнить все основные устройства на базе цифровых ИМС с высокой степенью интеграции, в том числе больших гибридных ИМС. Всего в системе применяется восемь типов таких ИМС, каждая из которых имеет размеры 25×25 мм при массе менее 10 г и заменяет в среднем 256 бескорпусных ИМС типа ТТЛ. При построении соответствующих узлов на обычных ИМС потребовалось бы иметь 4 печатных узла с общей массой 1 кг, а число паяных соединений возросло бы с 30 до 1000.

Применение принципов импульсно-временного деления соединительных путей с помощью ИКМ обеспечило резкое сокращение количества соединительных проводов. Одновременно с этим время наработки между отказами аппаратуры такого рода увеличилось в 100 раз. По сравнению с аналогичной аппаратурой, выполненной на принципах пространственной коммутации, снижение массы составило примерно 2000 кг на каждый большой пассажирский самолет [192].

Схемотехническая оптимизация на базе элементов оптоэлектроники. Дальнейшее сокращение объема электрических соединений в сложных системах может быть обеспечено на основе применения элементов оптоэлектроники. В такого рода устройствах большинство соединений осуществляется по оптическим линиям связи, к которым относятся оптический луч, пленочная волноводная полоса, волоконно-оптический кабель. Необходимые соединения выполняются с помощью светового генератора, волновода, модулятора, формирователя оптического луча и фотоприемников. Требуемые функциональные преобразования здесь обеспечиваются с помощью обычных и сопря-

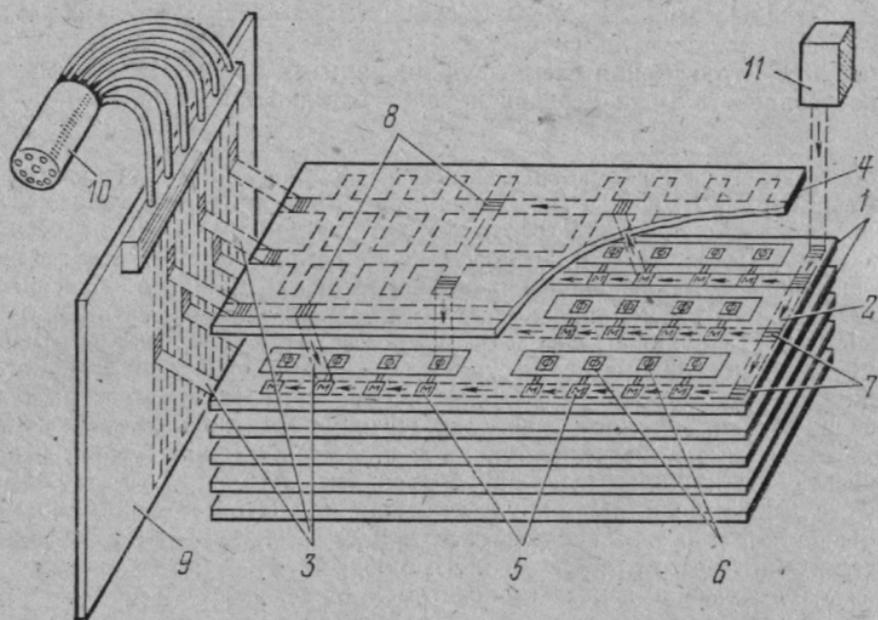


Рис. 8.9. Эскиз конструкции функционального блока с оптоэлектронными элементами

гаемых с ними специальных ИМС с оптическими каналами связи. От обычных ИМС последние отличаются тем, что они совмещают в одном кристалле выполнение преобразований электрических сигналов, а также преобразование электрических сигналов в оптические.

На рис. 8.9 изображен эскиз варианта конструкции функционального блока с оптоэлектронными элементами [164]. Требуемые функциональные узлы komponуются на схемных платах 1, на которых располагаются ИМС обычного действия, и ИМС с оптическими каналами связи. Требуемые соединения на этой плате выполняются как с помощью пайки, так с помощью волноводов, выполненных в виде пленочной оптической полосы 2. Такие волноводы при необходимости могут иметь пересечения без каких-либо взаимных влияний. Волноводная оптическая полоса имеет толщину до нескольких микрометров, а ширину — до нескольких сотен микрометров. Затухание волноводной полосы составляет доли децибел на сантиметр.

С платы 1 электрические сигналы, преобразованные в оптические с помощью оптического луча 3, передаются на волноводно-оптическую плату 4. Преобразование электрических сигналов в оптические осуществляется с помощью модуляторов 5. Функционирование модуляторов 5 обеспечивается за счет изменения показателя преломления волновода под воздействием управляющего напряжения, находящегося в пределах 3—15 В. Размеры модулятора 5 составляют примерно 100 мкм. На платах 1 имеются фотоприемники 6, пороговая чувствительность которых равна 10^{-13} — 10^{-14} Дж. Таким образом, реализуется двусторонний обмен световых сигналов между платами 1 и 4. Оптические разветвления выполняются с помощью направленных ответвителей двух разновидностей: планарного ответвителя 7, поворачивающего световую волну в плоскости платы, и экoplanарного ответвителя 8, выводящего световую волну из плоскости платы в пространство. Экoplanарный ответвитель является устройством обратимого действия. Если размеры входного отверстия экoplanарного ответвителя 0,2 мм, то длина светового луча 3 может достигать 10 мм.

Связь между платами 1 выполняется через промежуточную волноводно-оптическую плату 4 и блочную оптическую плату 9. Через плату 9 осуществляется связь с другими блоками или системами с помощью волоконно-оптического кабеля 10.

Светотехника устройств с оптоэлектронными соединениями должна быть такой, чтобы связь между платами осуществлялась при ограниченном числе оптических соединений. Если необходимо в одной цепи иметь большое число оптимальных соединений, то используют регенерацию световых сигналов. С этой целью с помощью фотоприемников 6 преобразуют оптические сигналы в электрические, усиливают их и снова преобразуют в оптические.

Световой генератор 11 является общим для нескольких оптических плат. Так, например, полупроводниковый лазер мощностью 100 мВт может обеспечить функционирование до 10 схемных плат 1.

Необходимость регенерации оптических сигналов требует преобразования аналоговых сигналов в цифровые. Это требует использования функциональных преобразований типов А15 и А16.

В табл. 8.5 приведены сравнительные данные одной из реализаций аппаратуры, выполненной с применением оптоэлектронных соединений и на основе обычных гальванических соединений.

Как следует из табл. 8.5, применение принципов интегральной оптики для соединений позволяет для аппаратуры с количеством

Элемент	Соединения в системе			
	Гальванические		Оптические	
	Число элементов	$\lambda, \text{ч}^{-1}$	Число элементов	$\lambda, \text{ч}^{-1}$
ИМС	$3 \cdot 10^4$	$3 \cdot (10^{-3} \div 10^{-2})$	$3 \cdot 10^4$	$3 \cdot (10^{-3} \div 10^{-2})$
Паяный контакт	$8 \cdot 10^5$	$8 \cdot (10^{-2} \div 10^{-1})$	$6 \cdot 10^4$	$6 \cdot (10^{-3} \div 10^{-2})$
Сварной контакт	$1,2 \cdot 10^6$	$1,2 \cdot (10^{-2} \div 10^{-1})$	—	—
Механический контакт	$2,4 \cdot 10^5$	$2,4 \cdot 10^{-1}$	$2 \cdot 10^3$	$2 \cdot 10^3$
Групповой оптический соединитель	—	—	$4 \cdot 10^4$	$4 \cdot (10^{-3} \div 10^{-2})$
Полупроводниковый лазер	—	—	10^2	$3 \cdot (10^{-3} \div 10^{-2})$
$T_{\text{ср}}, \text{ч}$	—	0,833—3	—	5,55—50

30 000 ИМС повысить среднее время наработки на отказ в 6—16 раз, что подтверждает перспективность этого направления схемотехники.

Глава девятая

ОЦЕНКА ПОКАЗАТЕЛЕЙ ТЕХНИКО-ЭКОНОМИЧЕСКОЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ МЭА НА ЭТАПЕ ПРОЕКТИРОВАНИЯ

9.1. Обзор критериев и методов оценки эффективности

Под технико-экономической эффективностью (ТЭЭ) в общем случае понимают степень приспособленности объекта или системы к выполнению поставленных задач в определенных условиях функционирования при прием-

лемом уровне материальных затрат на разработку, изготовление и обслуживание.

Предполагается, что в процессе проектирования находится компромиссное решение между степенью приспособленности объекта (системы) и уровнем затрат.

Для оценки показателей ТЭЭ объекта (системы) необходимо:

1) разработать математическую модель, позволяющую установить зависимость выходных параметров от параметров элементов или связь между параметрами объекта и вероятностью выполнения и поставленных задач;

2) определить критерии эффективности;

3) установить весовые коэффициенты для показателей (параметров, характеристик), совокупность которых количественно определяет эффективность;

4) выбрать вариант, в наибольшей степени удовлетворяющий установленным критериям эффективности при принятых ограничениях.

Оценка ТЭЭ объекта на этапе его проектирования может осуществляться с использованием как детерминированных, так и статистических методов анализа.

В общем случае количественная оценка ТЭЭ производится с использованием функции вида

$$\delta = \varphi(a_1, a_2, \dots, a_n; \alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_m), \quad (9.1)$$

где a_1, a_2, \dots, a_n — учитываемые показатели (параметры, характеристики); $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_m$ — вводимые ограничения.

Трудоемкость и сложность получения количественных решений для функций с большим числом переменных, а также затруднения, связанные с определением весовых коэффициентов для учитываемых показателей, обусловили тенденцию к сокращению их количества при оценке ТЭЭ. Это проявилось в стремлении выявить в каждом конкретном случае обобщенный (определяющий) показатель [193], а при оценке ТЭЭ по интегральному показателю использовать при соответствующих расчетах так называемые укрупненные параметры.

Показатель ТЭЭ объекта (системы) может быть определен в виде суммы или произведения типа

$$\delta_c = B_1\delta_1 + B_2\delta_2 + \dots + B_k\delta_k; \quad (9.2)$$

$$\delta_{\Pi} = \frac{B_1\delta_1 B_2\delta_2 \dots B_g\delta_g}{B_{g+1}\delta_{g+1} B_{g+2}\delta_{g+2} \dots B_k\delta_k}, \quad (9.3)$$

где $B_i, \dots, B_g, \dots, B_k$ — весовые коэффициенты; $\delta_1, \delta_2, \dots, \delta_g, \dots, \delta_k$ — частные показатели эффективности.

В соотношении (9.3) в числителе записываются показатели, которые желательно увеличить, а в знаменателе — показатели, которые желательно уменьшить.

Оценка ТЭЭ по максимальному значению вероятности выполнения поставленных задач основывается на соотношении вида

$$P = f(p_1, p_2, \dots, p_n; \alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_m), \quad (9.4)$$

где p_1, p_2, \dots, p_n — вероятности выполнения задач по достижению частных показателей при наложенных ограничениях $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_m$.

Оценка ТЭЭ с помощью соотношений (9.2) — (9.4) может осуществляться с использованием как абсолютных, так и относительных значений параметров, а также разности или отношений между средним значением параметра конкретного объекта и максимальным (минимальным) значением данного параметра для совокупности сравниваемых объектов.

При практических расчетах ТЭЭ преобладающее применение нашло соотношение (9.2) [15, 27, 29, 127, 194, 195 и др.].

Оценка вероятности выполнения объектом поставленной задачи с использованием соотношения (9.3) представляет существенный интерес главным образом в специальных случаях, например при определении вероятности поражения цели, сохранения работоспособности объекта при воздействии поражающих факторов и т. п. [15, 195]. Вместе с тем оценка такого рода, в принципе, целесообразна для случаев, когда изменения параметров объекта и воздействующих на него факторов имеют случайный характер. Поэтому обычно ее желательно сочетать с количественной оценкой ТЭЭ.

Одним из решающих факторов, определяющих достоверность оценки ТЭЭ, является правильный выбор критериев эффективности, к которым предъявляются следующие основные требования:

- 1) возможность представления через определяющие параметры объекта;
- 2) пригодность для получения количественной оценки;
- 3) сравнительная простота;

4) сохранение постоянства при любых изменениях параметров объекта.

Систематизация критериев оценки эффективности ряда типов аппаратуры, в том числе вычислительной, радиолокационной, навигационной, измерительной, медицинской и связи, которая может применяться в различных условиях (в стационарных сооружениях, подвижных наземных объектах, на борту кораблей и самолетов, переносной), выполнена в [196].

Предлагается различать две основные группы показателей: экономические и технические. И хотя упомянутая обобщенная классификация критериев оценки ТЭЭ не является бесспорной и не может быть признана в достаточной мере полной, тем не менее существенный интерес представляет методика выявления определяющих показателей ТЭЭ РЭА с учетом назначения, структурных особенностей и условий использования аппаратуры.

В частности, к определяющим показателям ТЭЭ аппаратуры связи, предназначенной для применения в стационарных сооружениях, отнесены экономическая эффективность изделия у потребителя, суммарный экономический эффект, достигаемый при его разработке, изготовлении и эксплуатации, а также надежность, ремонтпригодность и чувствительность. В качестве определяющих критериев оценки ТЭЭ аппаратуры связи, предназначенной для применения в подвижных объектах, кроме указанных выше, предлагается принять также устойчивость к динамическим нагрузкам.

Известны следующие основные методы оценки ТЭЭ:

- 1) с использованием обобщенного показателя;
- 2) на основе турнирного принципа;
- 3) по сумме мест;
- 4) с разбиением исследуемой целевой структуры на ряд уровней;
- 5) по интегральному показателю.

Оценка ТЭЭ по обобщенному показателю. В качестве обобщенного показателя чаще всего принимают экономические затраты на разработку, изготовление и эксплуатацию объекта определенного назначения [196—201]. Данный критерий позволяет получить приемлемые результаты при оценке объектов, эффективность которых достаточно исчерпывающе определяется с помощью таких показателей, как габариты, масса, потребляемая мощность, достигаемый экономический эффект. Если же

наряду с количественными показателями при оценке ТЭЭ необходимо учесть также качественные показатели объекта, то рассмотренный критерий, как правило, оказывается мало пригодным.

Учитывая данное обстоятельство, в [202] предлагается производить оценку ТЭЭ систем связи с учетом трех показателей: количества продукции A , качества продукции Q и совокупных экономических затрат \mathcal{E} . При этом количество продукции определяется из соотношения

$$A = WL, \quad (9.5)$$

где W — количество стандартных слов, передаваемых за время существования системы; L — расстояние, на которое передается информация.

Критерий качества определяется вероятностью своевременного прохождения информации за время $\tau \leq \tau_0$:

$$Q_{\leq \tau_0} = F[W(\tau_0), c, T_{cc}, q_d, k_n], \quad (9.6)$$

где $W(\tau_0)$ — интенсивность входящего потока информации; c — пропускная способность системы; T_{cc} — скорость передачи информации; q_d — достоверность обмена информацией; k_n — коэффициент исправного действия системы.

Обобщенный показатель эффективности системы рассчитывается по формуле

$$\delta = \frac{f(A, Q)}{\mathcal{E}}, \quad (9.7)$$

где $f(A, Q)$ — количество продукции требуемого качества.

Рассмотренная методика оценки ТЭЭ представляет несомненный интерес для ряда областей техники, хотя она в какой-то мере носит интуитивный характер.

В [203] в качестве обобщенного критерия эффективности системы (объекта) предлагается принять количественное выражение его полезности. Возможность этого вытекает из теоремы Неймана и Моргенштейна [204]. При этом полезность учитывает как стоимостные факторы, так и факторы, для которых стоимость не является определяющей.

Исходным для рассматриваемого метода оценки ТЭЭ является то, что любая система (объект) может быть определена числом-полезностью z , причем оптимизация

венно при наличии и отсутствии в тракте связи устройств повышения достоверности; μ — весовой коэффициент.

Соотношение (9.11) интересно тем, что в нем в качестве одного из показателей эффективности выступает структурная сложность аппаратуры, оцениваемая числом функциональных элементов.

Для оценки эффективности логических ИМС в [207] предлагается в качестве обобщенного показателя применить коэффициент дискретности

$$D = h \ln n \ln \frac{m}{P} (t_{з.ср} + t_c) (1 + K_{л}) g, \quad (9.12)$$

где h — относительная помехоустойчивость; n — коэффициент разветвления по выходу; m — коэффициент объединения по входу; P — потребляемая мощность; $t_{з.ср}$ — среднее время задержки; t_c — время заряда емкости нагрузки ИМС; $K_{л}$ — относительная задержка сигнала в линии связи; g — логическая глубина относительно универсального элемента И-ИЛИ-НЕ (И-ИЛИ).

Как отмечается в [208], критерий D не может быть признан удачным, так как он недостаточно полно характеризует логические ИМС, хотя наряду с этим содержит ряд параметров (t_c , $K_{л}$), которые не имеют прямого отношения к схемно-конструктивному выполнению микросхем, а относятся к условиям их использования.

К общим недостаткам рассмотренных выше обобщенных критериев эффективности относятся:

а) частный характер и в соответствии с этим сравнительно ограниченная область применения каждого из них;

б) в большинстве случаев эмпирический и в известной степени интуитивный характер соответствующих расчетных соотношений.

Оценка ТЭЭ с помощью турнирного метода. Турнирный принцип оценки ТЭЭ состоит в том, что лучшему из сравниваемых объектов (вариантов технического решения) по каждому из учитываемых показателей (параметров, характеристик) присваивается 1 (выигрыш), худшему — 0 (проигрыш), а при равноценности объектов 0,5 (ничья).

В результате попарного сравнения всех объектов (вариантов технического решения) по всем учитываемым показателям (параметрам, характеристикам) для каж-

дого из них определяется сумма очков (баллов) по формуле

$$\delta_j = \sum_{i=1}^n B_i N_{ij}, \quad (9.13)$$

где j — номер рассматриваемого объекта (варианта); N_{ij} — число очков (баллов), присужденных j -му объекту по i -му показателю; B_i — весовой коэффициент i -го показателя.

Результаты сравнения объектов (вариантов) по всем учитываемым показателям заносятся в табл. 9.1.

Таблица 9.1

Номер объек- та	a_1				a_2							a_n				Сумма очков (баллов)
	1	2	m	1	2	m	1	2	m				
1	■				■						■						
2		■				■						■					
⋮																	
⋮																	
⋮																	
m				■				■						■			

Преимущество турнирного метода оценки ТЭЭ состоит в его простоте и доступности. Это, в первую очередь, обусловлено тем, что данным методом можно пользоваться даже при отсутствии количественных оценок соответствующих показателей (параметров, характеристик). Поэтому турнирный метод не обладает надлежащей достоверностью и позволяет получить лишь ориентировочную сравнительную оценку ТЭЭ.

Данные причины обусловили ограниченную область применения турнирного метода оценки ТЭЭ [15].

Оценка ТЭЭ по сумме мест. Данный метод, который называют также методом средневзвешенной суммы, как и рассмотренный выше, относится к числу ориентировочных. Сущность его состоит в том, что каждому из показателей (параметров, характеристик) некоторой совокупности сравниваемых объектов присваивается определенное место [209]. Объекту, обладающему наибольшей эффективностью, соответствует минимальная сумма мест.

На базе рассматриваемого метода в [208] выполнена оценка эффективности логических ИМС, результаты которой представлены в табл. 9.2.

Аналогично произведена оценка значимости основных параметров ряда типов ЭВМ, результаты которой представлены в табл. 2.1. Отличие состоит лишь в том, что в данном случае оценка значимости параметров производилась по четырехбалльной системе.

Таблица 9.2

Типы логических ИМС	Быстродействию	Нагрузочной способностью	Помехоустойчивостью	Потребляемой мощностью	Стоимость	Сумма мест
С эмиттерной связью	1	1	1	4	2	9
Быстродействующие с непосредственной связью	2	3	4	3	1	13
С диодной связью	3	2	2	2	4	13
Микро мощные с непосредственной связью	4	4	3	1	3	15

Метод оценки ТЭЭ по сумме мест интересен тем, что он позволяет не только ориентировочно оценить эффективность сравниваемых объектов (вариантов), но и получить представление о весовых коэффициентах, приписываемых различным параметрам.

Абсолютные и относительные значения весовых коэффициентов могут быть рассчитаны по формулам:

$$B_i = \frac{Q_k^{-1}}{\sum_{i=1}^n Q_i^{-1}}; \quad (9.14)$$

$$B'_i = \frac{B_i}{\sum_{i=1}^n B_k}, \quad (9.15)$$

где Q_i и Q_k — оценки i -го и k -го параметров.

Результаты расчетов относительных значений весовых коэффициентов с использованием формул (9.14), (9.15) и данных, приведенных в табл. 9.2, 2.1, представлены в табл. 9.3, 9.4.

Оценка ТЭ с разбиением целевой структуры на ряд уровней. Сущность данного метода оценки ТЭЭ состоит в следующем [210].

Допустим, необходимо оценить эффективность использования новых физических явлений (ФЯ) в определенной области техники (ОТ). Для решения этой задачи разбивают исследуемую целевую структуру на ряд уровней.

Таблица 9.3

Типы логических ИМС	Относительный весовой коэффициент параметра				
	Быстродействие	Нагрузочная способность	Помехоустойчивость	Потребляемая мощность	Стоимость
С эмиттерной связью	0,267	0,267	0,267	0,067	0,132
Быстродействующие с непосредственной связью	0,207	0,138	0,102	0,138	0,415
С диодной связью	0,16	0,24	0,24	0,24	0,12
Микромощные с непосредственной связью	0,116	0,116	0,154	0,46	0,154

Таблица 9.4

Типы ЭВМ	Относительный весовой коэффициент параметра				
	Быстродействие	Надежность	Стоимость	Потребляемая мощность	Габариты
Универсальная	0,324	0,162	0,324	0,081	0,109
Специализированная бортовая	0,187	0,376	0,125	0,125	0,187
Специализированная наземная	0,184	0,184	0,388	0,097	0,129

Первый и завершающий из них очевидны — это физическое явление и область его реализации. Следует, однако, отметить, что на практике нередко приходится решать обратную задачу по оценке эффективности использования в конкретной области техники определенного физического явления. В этом случае область техники рассматривается в качестве исходного уровня, а физи-

ческое явление — в качестве завершающего. Что же касается методики оценки ТЭЭ рассматриваемым методом, то она при этом не претерпевает каких-либо изменений.

Так как физическое явление обычно не может быть реализовано непосредственно в определенной области техники, то, по-видимому, следует выделить уровень функциональных преобразований (ФП), которые могут быть осуществлены на базе рассматриваемого физического явления, и уровень функциональных узлов (ФУ), реализующих соответствующие ФП.

Таблица 9.5

Типы реализаций	ФП ₁	ФП ₂	ФП _m
ФЯ ₁	A ₁₁₁	A ₂₁₁	...	A _{m11}
ФЯ ₂	A ₁₁₂	A ₂₁₂	...	A _{m12}
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
ФП _n	A _{1n}	A _{2n}	...	A _{mn}

Следовательно, в рассматриваемой целевой структуре можно выделить следующие четыре уровня:

- 1) физическое явление;
- 2) функциональные преобразования, реализуемые на базе конкретного физического явления;

3) функциональные узлы, реализующие соответствующие функциональные преобразования;

4) область техники, в которой целесообразно применить соответствующие функциональные узлы.

Каждому из физических явлений, равно как и каждому из функциональных преобразований, функциональных узлов и области техники, по результатам экспертного опроса приписывается весовой коэффициент и в соответствии с этим на каждом из уровней производится ранжировка входящих в него компонентов по показателям относительной важности. Затем составляются матрицы, охватывающие попарные сочетания ФП—ФЯ, ФУ—ФП и ОТ—ФУ.

В качестве иллюстрации в табл. 9.5 представлена матрица, соответствующая сочетанию ФП—ФЯ, где A_{ij} — весовые коэффициенты, определенные на базе экспертного опроса.

Примем теперь, что матрице, охватывающей сочетание ФУ—ФП, соответствуют весовые коэффициенты B_{jk} , а матрице, охватывающей сочетание ОП—ФУ, — весовые коэффициенты C_{hr} .

Важность каждого из физических явлений для конкретной области техники может быть количественно оценена по формуле

$$\beta_{ir} = \sum_1^d A_{ij} B_{jk} C_{kr}, \quad (9.16)$$

где d — число возможных сочетаний ФП и ФУ для каждой пары ОТ и ФЯ.

На базе описанного метода в [210] выполнена оценка эффективности использования ряда новых физических явлений в микроэлектронике.

В приводимом примере принято, что на основе ФЯ₁ можно реализовать ФП₆ и ФП₇, причем ФП₆ может быть реализовано также на базе ФЯ₂, а ФП₇ — также на базе ФЯ₂ и ФЯ₄. Данному случаю соответствует запись:

$$\text{ФП}_6 \longrightarrow \{\text{ФЯ}_2^2; \text{ФЯ}_3^2\}; \quad (9.17)$$

$$\text{ФП}_7 \longrightarrow \{\text{ФЯ}_4^1; \text{ФЯ}_2^2; \text{ФЯ}_4^1\}. \quad (9.18)$$

В показателе степени ФЯ приведены значения весовых коэффициентов, полученных на основе экспертного опроса. В (9.17) и (9.18) это соответствует: $A_{16}=2$; $A_{26}=3$; $A_{17}=4$; $A_{27}=2$ и $A_{47}=1$.

Аналогичные записи для сочетаний ФУ—ФП и ОТ—ФУ имеют вид

$$\text{ФУ}_1 \longrightarrow \{\text{ФП}_1^1; \text{ФП}_2^1; \text{ФП}_6^2\}; \quad (9.19)$$

$$\text{ФУ}_2 \longrightarrow \{\text{ФП}_6^3; \text{ФП}_7^4; \text{ФП}_3^1\}; \quad (9.20)$$

$$\text{ФУ}_3 \longrightarrow \{\text{ФП}_7^2; \text{ФП}_3^1; \text{ФП}_4^3\}, \quad (9.21)$$

где весовые коэффициенты $B_{11}=1$; $B_{21}=1$; $B_{61}=2$; $B_{62}=3$; $B_{72}=4$; $B_{32}=1$; $B_{73}=2$; $B_{13}=3$ и $B_{43}=3$.

$$\text{ОТ}_1 \longrightarrow \{\text{ФУ}_1^1; \text{ФУ}_2^2; \text{ФУ}_3^1\}, \quad (9.22)$$

где весовые коэффициенты $C_{11}=1$; $C_{21}=2$ и $C_{31}=1$.

Рассмотренному примеру соответствует схема, изображенная на рис. 9.1.

На основе формулы (9.16) и рис. 9.1 получаем следующие количественные показатели:

для ФЯ₁

$$\begin{aligned} \beta_{11} = & A_{16} B_{61} C_{11} + A_{16} B_{62} C_{21} + A_{17} B_{72} C_{21} + \\ & + A_{17} B_{73} C_{31} = 2 \cdot 2 \cdot 1 + 2 \cdot 3 \cdot 2 + 4 \cdot 4 \cdot 2 + 4 \cdot 2 \cdot 1 = 56; \end{aligned}$$

для $\Phi Я_2$

$$\beta_{12} = A_{26}B_{61}C_{11} + A_{26}B_{62}C_{21} + A_{27}B_{72}C_{21} + A_{27}B_{73}C_{31} = \\ = 3 \cdot 2 \cdot 1 + 3 \cdot 3 \cdot 2 + 2 \cdot 4 \cdot 2 + 2 \cdot 2 \cdot 1 = 44;$$

для $\Phi Я_4$

$$\beta_{14} = A_{47}B_{72}C_{21} + A_{47}B_{73}C_{31} = 1 \cdot 4 \cdot 2 + 1 \cdot 2 \cdot 1 = 10.$$

Таким образом, в рассмотренном примере для области техники OT_1 наибольший интерес представляет физическое явление $\Phi Я_1$.

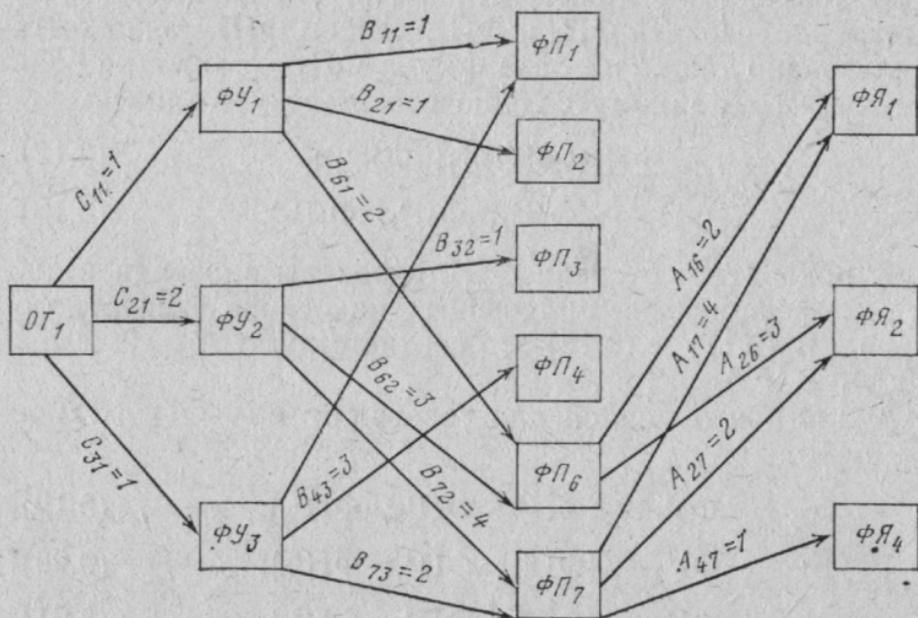


Рис. 9.1. Схема оценки показателей ТЭЭ методом разбиения целевой функции на ряд уровней

Метод разбиения целевой структуры на ряд уровней позволяет получить более достоверную оценку ТЭЭ, чем рассмотренные ранее. Недостатком данного метода является необходимость большого объема экспертных оценок, которые должны быть определены для каждого попарного сочетания смежных уровней. Кроме того, весьма проблематичной является возможность применения описанного метода для оценки ТЭЭ проектируемой МЭА, так как в нем не заложена возможность учета особенностей ее структуры.

Оценка ТЭЭ по интегральному показателю. Наиболее характерной для рассматриваемого направления оценки ТЭЭ является методика, предложенная в [211], которая получила дальнейшее развитие в [27].

Согласно данной методике производится сравнительная оценка интегральных показателей ТЭЭ ряда объектов аналогичного назначения либо ряда вариантов технических решений конкретного типа объекта. Сравнение производится по ряду частных показателей (параметров, характеристик) a_{ij} , где j — номер исследуемого объекта, а i — номер учитываемого показателя.

Частные показатели ТЭЭ могут быть двух типов*:

$$\gamma_1 = a_{ij\text{мин}}/a_{ij}; \quad (9.23)$$

$$\gamma_2 = a_{ij}/a_{ij\text{макс}}, \quad (9.24)$$

где $a_{ij\text{мин}}$ и $a_{ij\text{макс}}$ — соответственно минимальное и максимальное значения учитываемого частного показателя для совокупности исследуемых объектов.

Соотношения (9.23) и (9.24) позволяют установить взаимосвязь между определенным частным показателем ТЭЭ конкретного объекта и лучшим или худшим значением данного показателя для совокупности исследуемых объектов. При этом соотношением (9.23) пользуются в тех случаях, когда увеличение соответствующего показателя приводит к уменьшению ТЭЭ, а соотношением (9.24) — когда с ростом частного показателя происходит увеличение ТЭЭ.

К параметрам первого типа относятся, например, объем и масса оборудования, потребляемая мощность, стоимость разработки, изготовления и обслуживания объекта и т. п., а к частным показателям второго типа — производительность, показатели качества, время наработки на отказ, достоверность обмена цифровой информации и т. п.

В [211] применительно к системам связи предлагается различать следующие группы «равносущественных» параметров:

информационные (пропускная способность, помехоустойчивость);

схемно-конструктивные (габариты, масса, потребляемая мощность, надежность, стоимость);

техничко-эксплуатационные.

* В [211] они называются «коэффициентами успеха».

В приводимом примере первой группе параметров приписан весовой коэффициент $B_1=0,8$, а второй группе параметров $B_2=0,2$.

При оценке интегрального показателя ТЭЭ используются относительные значения весовых коэффициентов, рассчитываемые по формуле

$$\beta_{ij} = \frac{B_{ai}}{n \sum_{g=1} B_{ag}} = K D_{ij}, \quad (9.25)$$

где D_{ij} — мера относительного разброса i -го параметра j -го объекта; K — коэффициент пропорциональности; n — число учитываемых параметров.

$$D_{ij} = (\Delta\gamma_{i1} + \Delta\gamma_{i2} + \dots + \Delta\gamma_{im}) (m\bar{\gamma}_{ij})^{-1}, \quad (9.26)$$

где m — количество сравниваемых объектов; $\bar{\gamma}_{ij}$ — среднее значение исследуемого параметра (частного показателя ТЭЭ).

$$\bar{\gamma}_{ij} = (\gamma_{i1} + \gamma_{i2} + \dots + \gamma_{im}) m^{-1}; \quad (9.27)$$

$$\Delta\gamma_{ij} = |\gamma_{ij} - \bar{\gamma}_{ij}|. \quad (9.28)$$

Интегральный показатель ТЭЭ определяется по формуле

$$\delta_j = \sum_{i=1}^n \beta_{ij} \gamma_{ij}. \quad (9.29)$$

Для иллюстрации описанной методики в [211] выполнена оценка ТЭЭ ряда систем связи, а в [27] — оценка ТЭЭ аппаратуры обмена дискретной информацией по радиоканалам, систем уплотнения и вариантов организации испытаний средств связи.

Достоинством описанной методики является системный подход к оценке ТЭЭ проектируемых объектов. Это значит, что интегральный показатель ТЭЭ учитывает не только абсолютные или относительные значения параметров исследуемого объекта, но и их значимость («вес»).

К ограничениям описанной методики следует отнести отсутствие возможности вычисления и учета весовых коэффициентов, определяемых структурой объекта, так

как равнозначность для заказчика определенных свойств объекта не всегда дает право при оценке ТЭЭ суммировать соответствующие частные показатели с одинаковыми весовыми коэффициентами, полученными на основе экспертного опроса;

отсутствие общего подхода к определению количественных эквивалентов качественных характеристик исследуемых объектов;

арифметическое суммирование частных показателей ТЭЭ, которые могут иметь различные знаки. Такой подход допускает ошибочную трактовку о возможности взаимной компенсации их, в то время как в действительности речь идет об имеющих различные знаки отклонениях от некоторого среднего значения эффективности. В этих условиях более правомерным является квадратичное суммирование частных показателей эффективности.

Необходимо остановиться на некоторых критических суждениях относительно описанной методики оценки ТЭЭ, содержащихся в [200]. В частности, утверждается, что методика, изложенная в [211], не позволяет получить однозначную оценку ТЭЭ, так как одно и то же значение δ_j может быть получено при различных сочетаниях частных показателей ТЭЭ (a_{ij}) даже при фиксированных значениях $a_{ij\text{мин}}$ и $a_{ij\text{макс}}$. Следовательно, равноценные по интегральному показателю ТЭЭ объекты могут оказаться неравноценными по частным показателям эффективности a_{ij} .

С подобным суждением нельзя согласиться по следующим причинам:

1) равнозначность сравниваемых объектов по интегральному показателю не обязательно предполагает также равнозначность по соответствующим частным показателям, так как требуемая эффективность объекта может обеспечиваться различными путями;

2) учитывая, что частные показатели эффективности могут иметь различный «вес», вряд ли можно признать правомерным стремление к равнозначности показателей a_{ij} .

В [200] оспаривается способ определения значений $a_{ij\text{мин}}$ и $a_{ij\text{макс}}$, так как он якобы лишает методику гибкости: при добавлении к исследуемой совокупности новых объектов необходимо пересчитывать ТЭЭ, причем величины δ_j также изменяются.

Данное возражение не может быть принято по следующим причинам:

1) необходимость пересчета ТЭЭ при изменении условий сравнения объектов является естественной и не может быть отнесена к недостаткам методики расчета;

2) оценка ТЭЭ по методике, предложенной в [211], имеет сравнительный характер и поэтому тезис о том, что изменение величин δ_j при изменении условий сравнения объектов обязательно приведет к искажению конечных результатов оценки, нуждается в доказательстве;

3) в принципе, методика, предложенная в [211], допускает использование фиксированных значений $a_{ij\text{мин}}$ и $a_{ij\text{макс}}$ (например, предельно достижимых для объектов конкретного назначения), что исключает необходимость пересчета ТЭЭ при добавлении в исследуемую совокупность новых объектов.

Наконец, в [200] указывается на то, что методика, предложенная в [211], решает задачу оценки ТЭЭ объектов с известными параметрами и не решает задачу синтеза объекта с оптимальной структурой. Представляется, что совмещение в одной методике решения упомянутых в принципе различных задач далеко не всегда возможно и целесообразно.

Существенный интерес представляет высказанное в [63] положение о том, что универсальный метод оценки эффективности объекта должен быть основан на непосредственном анализе альтернативных вариантов. Реализацию такой возможности обеспечивает описанный ранее метод морфологического анализа.

Известное снижение трудоемкости расчетов ТЭЭ по интегральному показателю может быть достигнуто при использовании так называемых «укрупненных параметров», к которым, в частности, относятся:

объем сигнала [212]

$$V = T \Delta F D, \quad (9.30)$$

где T — длительность сигнала; ΔF — ширина полосы частот; D — динамический диапазон;

показатель, аналогичный объему сигнала [213],

$$W = T_K \Delta F P_c, \quad (9.31)$$

где P_c — мощность сигнала; T_K — длительность кодовой комбинации;

комплексный параметр, применяемый для сравнения логических ИМС [51],

$$K_{\text{ИМС}} = P_{\text{ср}} t_{\text{з.ср}}, \quad (9.32)$$

где $P_{\text{ср}}$ — среднее значение потребляемой мощности;
 $t_{\text{з.ср}}$ — среднее время задержки;
детерминированный параметр качества [214]

$$Q_{\text{д}} = Mv, \quad (9.33)$$

где M — показатель точности работы; v — скорость работы;
вероятностный параметр качества [215]

$$Q_{\text{в}} = p_{\text{э}} T_{\text{э}}, \quad (9.34)$$

где $p_{\text{э}}$ — эквивалентная вероятность ошибочного приема элемента сигнала; $T_{\text{э}}$ — средняя длительность элемента сигнала;

коэффициента компактности [29]

$$K_{\text{к}} = VG, \quad (9.35)$$

где V и G — соответственно объем и масса оборудования;

коэффициент универсальности (эксплуатационной гибкости) [29]

$$K_{\text{э.г}} = N_{\text{и}} N_{\text{г}}, \quad (9.36)$$

где $N_{\text{и}}$ и $N_{\text{г}}$ — соответственно количество источников сигнала и число градаций информационной скорости системы;

комплексный показатель экономичности канала связи [216]

$$c = 12,88 \Delta F^{-0,67} \frac{\text{долл.}}{\text{кГц} \cdot \text{миля} \cdot \text{мес}}, \quad (9.37)$$

где ΔF — ширина полосы частот линии связи. По формуле (9.37) определяется стоимость в долларах, отнесенная к протяженности линии в 1 милю, при полосе частот 1 кГц и времени функционирования 1 мес.

9.2. Рекомендуемая методика количественной оценки ТЭЭ

Описываемая ниже методика оценки ТЭЭ основывается на следующих принципах:

1) оценка имеет сравнительный характер и ее предметом является совокупность объектов (вариантов технических решений) аналогичного назначения;

2) оценка производится с использованием соотношений типов (9.2) и (9.4). В зависимости от сложности исследуемой структуры она разбивается на ряд иерархических уровней (например, собственно изделия, комплекса оборудования, подсистемы, системы), для каждого из которых определяется интегральный показатель эффективности. При этом интегральный показатель ТЭЭ, полученный на предыдущем уровне, на последующем уровне оценки используется в качестве одного из частных показателей эффективности. Благодаря этому на каждом из иерархических уровней обеспечивается равномасштабность используемых критериев и показателей и существенно упрощается процесс оценки ТЭЭ;

3) применяемые критерии оценки эффективности соответствуют назначению объекта и сохраняют постоянство в диапазоне возможных изменений количественных и качественных показателей учитываемых параметров;

4) наряду с весовыми коэффициентами, полученными в результате экспертного опроса, при оценке ТЭЭ учитываются также весовые коэффициенты, определяемые степенью сложности структуры исследуемого объекта;

5) интегральный показатель эффективности исследуемого объекта определяется путем квадратичного суммирования эффективности частных показателей;

6) по данным интегрального показателя эффективности объекта определяется вероятность успешного выполнения им поставленной задачи.

Учитывая, что оценка ТЭЭ объектов различных типов может иметь известную специфику, существо предлагаемой методики излагается применительно к аппаратуре коммутации. При этом учитываются следующие показатели [217, 218]:

объем услуг, предоставляемых абонентам, и эксплуатационные возможности аппаратуры;

способы установления соединений и время их обслуживания;

пропускная способность (производительность) и качество связи;

электрические параметры информационного тракта;

массо-габаритные показатели оборудования;

потребляемая электрическая мощность;

надежность функционирования;

устойчивость к внешним воздействиям (климатическим, механическим и т. п.).

В принципе, желательно, чтобы технические требования на разработку содержали также данные о степени важности различных параметров и характеристик, полученные на основе экспертного опроса соответствующих специалистов.

Как уже отмечалось, при оценке ТЭЭ должны использоваться показатели, дающие наиболее полное представление о свойствах исследуемых объектов. Так, например, нагрузка на станцию коммутации может быть задана количеством абонентских и канальных комплектов, а также числом соединительных линий, а может быть выражена в эрлангах при допустимом качестве обслуживания. В первом случае для оценки ТЭЭ необходимо иметь дополнительные данные, характеризующие нагрузку на станционные комплекты различных типов, которая к тому же существенно зависит от способа обслуживания соединений, второй же из упомянутых показателей является достаточно исчерпывающим и однозначным.

Нельзя также не учитывать того, что показатели объема, массы, потребляемой мощности, стоимости на один номер станций коммутации являются недостаточно определенными, так как она может содержать комплекты с различным составом оборудования. Отнесение же перечисленных и ряда других показателей к единице нагрузки исключает неопределенность и позволяет сравнивать между собой станции коммутации различного типа.

При оценке ТЭЭ следует также иметь в виду, что аппаратура коммутации работает в составе сети связи и при определенных условиях может оказывать существенное влияние на ее эффективность.

Оценку ТЭЭ целесообразно производить по следующим показателям:

а) собственно аппаратуры коммутации: объему оборудования V , $\text{дм}^3/\text{Эрл}$; массе оборудования G , $\text{кг}/\text{Эрл}$;

потребляемой мощности P , Вт/Эрл; среднему времени наработки на отказ $T_{\text{ср}}$, ч. Эрл; стоимости оборудования, его обслуживания и ремонта Q_{Σ} , руб/Эрл; эффективности использования оборудования $K_{\text{эфф}}$; времени, характеризующего мобильность аппаратуры $T_{\text{м}}$, чел.-ч/Эрл;

б) сети (системы) связи: устойчивости к перегрузкам (показатель адаптивности) $K_{\text{п}}$; пропускной способности $C_{\text{п.с}}$; надежности функционирования $\Pi_{\text{н.ф}}$; своевременности доставки информации $T_{\text{с.д}}$ и др.

На этом уровне оценки ТЭЭ интегральный показатель эффективности собственно аппаратуры коммутации учитывается в качестве одного из частных показателей эффективности.

На основе соотношения (9.1) с учетом изложенного зависимость интегрального показателя ТЭЭ от определяющих его факторов может быть записана в виде (соответственно для аппаратуры коммутации и сети связи):

$$\delta_{A_j} = \theta_1(V, G, P, T_{\text{ср}}, Q_{\Sigma}, K_{\text{эфф}}, T_{\text{м}}); \quad (9.38a)$$

$$\delta_{C_j} = \theta_2(K_{\text{п}}, C_{\text{п.с}}, \Pi_{\text{н.ф}}, T_{\text{с.д}}, \delta_{A_j}). \quad (9.38б)$$

С некоторым приближением функции (9.38) можно считать линейными, если приращение определяющих их параметров не превышает 10% [37]. Если производится сравнительная оценка ТЭЭ примерно одинаковых по своим свойствам объектов, то допущение о линейности этих функций не приводит к ощутимым искажениям конечного результата также при приращениях упомянутых параметров, существенно превышающих 10%. В большинстве случаев практики можно также не учитывать корреляционные связи, так как у близких по своей структуре объектов они проявляются в достаточной мере идентично.

С учетом изложенного при сравнительной оценке ТЭЭ можно в большинстве случаев применить разложение функций (9.38) в ряд Тейлора с учетом только членов первого порядка, т. е.

$$\Delta \delta_j = \sum_{i=1}^n B_{ij} \Delta a_{ij}, \quad (9.39)$$

где Δa_{ij} — приращение i -го параметра j -го объекта; B_{ij} — весовой коэффициент, определяемый структурой объекта:

$$B_{ij} = \frac{\partial \delta_j}{\partial a_{ij}}. \quad (9.40)$$

Рассмотрим пути количественного определения величины B_{ij} .

Как уже отмечалось, одним из показателей обобщенного критерия эффективности, выраженного соотношением (9.11) [206], является сложность аппаратуры, оцениваемая количеством ее элементов при отсутствии и наличии в тракте связи устройств повышения достоверности обмена информацией.

Сложность, оцениваемая числом примененных электрорадиоэлементов, в [8] рассматривается как один из показателей качества компоновки РЭА.

Функциональная сложность больших ИМС также оценивается числом компонентов [13, 15]:

$$F = n^{-1} \sum_{i=1}^P N_{л.эi} N_{pi}, \quad (9.41)$$

где $\sum_{i=1}^P N_{л.эi}$ — количество однокаскадных логических элементов; N_{pi} — число разветвлений на выходе i -го каскада; n — число переменных, поданных на вход больших ИМС.

В [219] предлагается сравнивать логические ИМС по числу условных функциональных единиц с помощью соотношения

$$N_s = \sum_{m, n} (na_n x + mb_m y + \dots), \quad (9.42)$$

где x и y — элементарные логические схемы; n и m — количество входов элементарных логических схем x и y ; a_n и b_m — количество элементарных логических схем с n и m входами.

Сложность МЭА может быть также оценена числом корпусов ИМС с определенным уровнем интеграции [10].

Таким образом, оценка функциональной сложности объекта (системы) с помощью некоторого числа условных элементов является в известной степени универсальной. При оценке ТЭЭ на первом из упомянутых уровней к условным элементам могут быть отнесены, напри-

мер, релейные контакты, электронные ключи, логические узлы, интегральные микросхемы, а также элементы, узлы или блоки одинаковой производительности, стоимости, надежности и т. д., принимаемые в качестве эталонов, а при оценке на втором уровне — канал связи, условная аппаратная и т. п.

С учетом этого в общем случае число условных элементов

$$N_{эj} = C_{эi}^{-1} \sum_{k=1}^s C_{kj}, \quad (9.43a)$$

где $C_{эi}$ — показатель, принятый в качестве эталона; C_{kj} — показатель, адекватный принятому в качестве эталона, определяемый для k -го узла (блока) j -го объекта (системы).

Оценка функциональной сложности относительно каждого из учитываемых параметров (характеристик) представляет собой трудоемкий процесс и, в принципе, не вызывается необходимостью. Поэтому число условных элементов целесообразно определять относительно параметра (характеристики), которому приписан наибольший весовой коэффициент (a_{ij}).

Так как радиоэлектронная аппаратура обычно содержит узлы и блоки, выполненные на разнородной элементной базе, то число условных элементов удобно рассчитывать по формуле

$$N_{эj} = \bar{a}_{ij} \sum_{k=1}^m [K_{kj} K'_{kj}]_{\bar{a}_{ij}}, \quad (9.43б)$$

где K_{kj} — коэффициент, характеризующий число условных элементов определенного типа в k -м узле (блоке) j -го объекта; K'_{kj} — коэффициент, характеризующий удельный вес в j -м объекте k -го узла (блока), в котором применены однородные электрорадиоэлементы; m — число структурных узлов (блоков) j -го объекта.

В соответствии с (9.23) и (9.24) частные показатели эффективности

$$\delta_{oi} = \frac{c_{ai}}{\bar{a}_{ij}}; \quad (9.44)$$

$$\delta_{ni} = c_{ai} \bar{a}_{ij}, \quad (9.45)$$

где c_{ai} — коэффициент пропорциональности.

Учитывая, что при выбранной структуре объекта единственной переменной величиной является число условных элементов $N_{эj}$, на основе (9.40) и (9.43) получаем следующие выражения для весовых коэффициентов, определяемых структурой объекта;

а) для частных показателей эффективности, удовлетворяющих условию (9.44)

$$B_{oi} = \frac{\partial \delta_{oi}}{\partial N_{эj}} = - \frac{c_{ai} \sum_{k=1}^m [K_{kj} K'_{kj}] a_{ij}}{N_{эj}^2} = - \frac{c_{ai}}{N_{эj} \bar{a}_{ij}}; \quad (9.46)$$

б) для частных показателей эффективности, удовлетворяющих условию (9.45)

$$B_{ni} = \frac{\partial \delta_{ni}}{\partial N_{эj}} = \frac{c_{ai} \bar{a}_{ij}}{\sum_{k=1}^m [K_{kj} K'_{kj}] \bar{a}_{ij}} = \frac{c_{ai} \bar{\sigma}_{ij}}{N_{эj}}. \quad (9.47)$$

При сравнительной оценке ТЭЭ совокупности объектов p удобнее пользоваться приведенными значениями весовых коэффициентов

$$B'_{ij} = B'_{oi} = B'_{ni} = \frac{B_{oi}}{\sum_{g=1}^p B_{og}} = \frac{B_{ni}}{\sum_{g=1}^p B_{ng}} = \frac{N_{эi}^{-1}}{\sum_{g=1}^p N_{эg}^{-1}}. \quad (9.48)$$

При сравнении объектов, имеющих различную производительность (в рассматриваемом случае различную пропускную способность), необходимо пользоваться значениями $N_{эj}$, приведенными к единице показателя производительности. В системах связи, в частности, это бит в секунду, герц, в системах коммутации — эрланг и т. п.

Приведенное число условных элементов может быть рассчитано по формуле

$$n_{эj} = \frac{N_{эj}}{W_{np}}, \quad (9.49)$$

где W_{np} — показатель производительности системы.

Для достоверной оценки ТЭЭ наряду с весовыми коэффициентами, определяемыми структурой объекта, необходимо располагать также надлежащим образом по-

лученными и обработанными данными экспертного опроса. Методика получения и обработки экспертных оценок подробно рассмотрена в [220], а в [27] наряду с этим приведены примеры, иллюстрирующие применение упомянутой методики. Поэтому ограничимся некоторыми общими соображениями.

При составлении таблицы экспертного опроса особое внимание следует уделить выбору показателей (параметров, характеристик), оценка значимости которых

Таблица 9.6

Должность, занимаемая экспертом	Квалификационный коэффициент			
	При отсутствии ученой степени	Канд. техн. наук	Доктор наук	Академик, член-корр.
Ведущий инженер	1,0	—	—	—
Младший научный сотрудник	1,0	1,5	—	—
Старший научный сотрудник	—	2,25	3,0	—
Начальник сектора, лаборатории	2,0	3,0	4,0	6,0
Начальник отдела, заместитель начальника отдела	2,5	3,75	5,0	7,5
Руководитель комплекса, заместитель руководителя комплекса	3,0	4,5	6,0	9,0
Директор, заместитель директора	4,0	6,0	8,0	12,0

выполняется экспертами. Количество таких показателей должно быть возможно меньшим, причем они должны иметь четкое смысловое разграничение, исключать различное толкование и обладать конкретностью.

В ряде случаев показатели, определяющие ТЭЭ, могут быть разбиты на группы, каждой из которых приписывается общий весовой коэффициент.

При обработке результатов экспертного опроса должна учитываться степень компетентности экспертов, для чего каждая из оценок должна умножаться на квалификационный коэффициент; представление о таких коэффициентах для различных категорий экспертов дает табл. 9.6 [220].

Эксперты должны обладать творческим воображением, умением разносторонне анализировать проблему и оценивать ее перспективу, иметь склонность к решению научно-технических задач и развитую интуицию, обладать самостоятельностью суждений.

Экспертный опрос и обработка его результатов представляют собой процесс, требующий привлечения значительных усилий и затрат. Можно, в частности, указать на то, что в зависимости от требований, предъявляемых к полноте и достоверности оценки, к опросу могут привлекаться от десятков до нескольких тысяч экспертов [220]. Поэтому в [27] предлагается упрощенный метод определения весовых коэффициентов на основе функции потерь эффективности.

Сущность этого метода состоит в отыскании совокупности весовых коэффициентов, при которых эффективность всех сравниваемых объектов достигает некоторого максимального для каждого из них значения. Если же выбранная совокупность весовых коэффициентов обеспечивает максимум оценки эффективности одного объекта и минимум остальных объектов, то она не может быть признана удовлетворительной, так как один из объектов при оценке ТЭЭ оказывается в более благоприятных условиях, чем остальные.

Если известны весовые коэффициенты, определяемые структурой объекта B'_{ij} , и весовые коэффициенты, полученные на основе экспертного опроса B_{ijc} , то приращение эффективности каждого из исследуемых объектов может быть рассчитано по формуле

$$\Delta\delta_j = \sqrt{\sum_{i=1}^n (B'_{ij} B_{ijc} \gamma_{ij})^2}, \quad (9.50)$$

где значения γ_{ij} определяются из соотношений (9.23) и (9.24); $B_{ijc} \leq 1$.

Во многих случаях, учитывая сравнительный характер оценки ТЭЭ, целесообразно пользоваться приведенными значениями приращения эффективности

$$\Delta\delta'_j = \frac{\Delta\delta_j}{\sum_{j=1}^P \Delta\delta_k}. \quad (9.51)$$

При известных значениях ТЭЭ сравниваемых объектов можно определить вероятность успешного выполнения каждым из них поставленной задачи.

Рассмотрим пути осуществления данной возможности. При выводе формул (9.50) и (9.51) допущена следующая идеализация:

1) не рассмотрена вероятность того, что на временном интервале выполнения поставленной перед объектом задачи он сохранит работоспособность ($p_{\text{н}} \leq 1$);

2) не учтена вероятность сохранения работоспособности объекта при различного рода внешних воздействиях (механических, климатических и т. п.) ($p_{\text{п}} \leq 1$);

3) не принята во внимание вероятность сохранения работоспособности объекта при воздействии активных электрических помех ($p_{\text{э}} \leq 1$).

В принципе, характер и число подобного рода факторов в каждом конкретном случае определяются спецификой объекта и условий его использования.

Вероятность успешного выполнения объектом стоящей перед ним задачи при $p_{\text{н}}=p_{\text{п}}=p_{\text{э}}=1$ (идеализированный случай)

$$p_j = \psi(\Delta\delta_j). \quad (9.52)$$

В реальных условиях, учитывая, что перечисленные выше факторы снижения ТЭЭ исследуемого объекта являются независимыми, вероятность успешного решения поставленной перед ним задачи определяется из соотношения

$$p_{\text{рj}} = p_{\text{н}} p_{\text{п}} p_{\text{э}} p_j. \quad (9.53)$$

Учитывая сравнительный характер оценки эффективности объектов, примем, что вероятность выполнения задачи объектом, эффективность которого является максимальной для рассматриваемой совокупности, в идеализированных условиях $p_{j\text{макс}} = 1$.

Вероятность выполнения задачи другими объектами, сравниваемыми с данным, находится в пределах от 0 до 1, причем $p_j = 0$ при $\Delta\delta_j = 0$ и $p_j = p_{j\text{макс}}$ в случае, когда $\Delta\delta_j = \Delta\delta_{j\text{макс}}$. С учетом этого можно написать:

$$p_j = 1 - \frac{\Delta\delta_{j\text{макс}} - \Delta\delta_j}{\Delta\delta_{j\text{макс}}}. \quad (9.54)$$

Если соответствующий качественный показатель объекта не может быть выражен количественно непосредственно (к таким показателям, в частности, относится влияние ширины полосы эффективно передаваемых частот на качество речевой связи или влияние амплитудно-частотных и фазо-частотных искажений в каналах связи на достоверность обмена цифровой информацией), то необходимо найти его количественный эквивалент.

В качестве последнего в большинстве случаев целесообразно использовать время функционирования объекта при выполнении какой-либо операции (например, время передачи сообщения по каналу связи).

Это может быть осуществлено следующим образом. Если объект продолжает функционировать, то снижение его производительности $W_{\text{пр}}$ может быть скомпенсировано увеличением времени, затрачиваемого на выполнение определенной операции T_0 , так как в общем случае объем выпущенной продукции

$$C = f(W_{\text{пр}}, T_0). \quad (9.55)$$

Так, например, качество речевой связи и время передачи сообщения связаны соотношением [115]

$$AT_{\text{пер}} \approx 61 = \text{const}, \quad (9.56)$$

где A — разборчивость формант; $T_{\text{пер}}$ — время передачи в условных единицах.

Из (9.56) время передачи сообщения через телефонный тракт исследуемого объекта

$$T_{\text{пер}j} \approx \frac{61}{A_j}. \quad (9.57)$$

Время передачи цифрового сообщения $T_{\text{пер}j}$ при известном его объеме V_{cj} может быть рассчитано по формуле

$$T'_{\text{пер}j} = \frac{V_{cj}}{v_{\text{пер}j}}, \quad (9.58)$$

где $v_{\text{пер}j}$ — скорость передачи цифрового сообщения.

Согласно К. Шеннону [221] при коррекции регулярных искажений в канале связи и оптимальном выборе сигналов по отношению к помехам можно при минимальной величине искажений обеспечить скорость передачи

$$v_{\text{пер}j} = \Delta F_j \log_2 \left(1 + \frac{P_{cj}}{P_{nj}} \right), \quad (9.59)$$

где ΔF_j — ширина полосы частот канала, Гц; P_{cj} и P_{nj} — соответственно мощности сигнала и помехи в канале связи, Вт.

Эффективность исследуемых объектов по качеству тракта передачи информации в соответствии с (9.23) может быть рассчитана по формуле

$$\gamma_{\text{пер}j} = \frac{T_{\text{пер}j\text{мин}}}{T_{\text{пер}j}} \quad \text{или} \quad \gamma'_{\text{пер}j} = \frac{T'_{\text{пер}j\text{мин}}}{T'_{\text{пер}j}}; \quad (9.60)$$

$T_{\text{пер } j \text{ мин}}$ ($T'_{\text{пер } j \text{ мин}}$) — время передачи сообщения, минимальное для рассматриваемой совокупности объектов; $T_{\text{пер } j}$ ($T'_{\text{пер } j}$) — время передачи для исследуемого j -го объекта.

Эффективность объекта по объему V_j и массе G_j оборудования, а также по стоимости оборудования и его эксплуатации $Q_{\Sigma j}$ в соответствии с (9.23) может быть оценена по формулам:

$$\gamma_{V_j} = \frac{V_{j\text{мин}}}{V_j}; \quad (9.61)$$

$$\gamma_{G_j} = \frac{G_{j\text{мин}}}{G_j}; \quad (9.62)$$

$$\gamma_{Q_j} = \frac{Q_{\Sigma j\text{мин}}}{Q_{\Sigma j}}. \quad (9.63)$$

Индекс «мин» указывает на то, что сравнение производится по отношению к объекту, обладающему минимальным значением соответствующего показателя.

При расчете показателей надежности исследуемых объектов на первом из упомянутых выше иерархических уровней, учитывая сравнительный характер оценки, можно ввести ряд допущений:

1) распределение отказов имеет экспоненциальный характер;

2) числовым показателем надежности при оценке ТЭЭ является среднее время наработки на отказ, а при оценке вероятности выполнения объектом поставленной задачи — вероятность исправности объекта на интервале осуществления данной операции;

3) отказ любого из элементов равнозначен отказу объекта в целом.

Последнее допущение для объектов с резервированием является сравнительно грубым. В частности, коммутационная аппаратура, относящаяся к разряду таких объектов, продолжает выполнять свои функции с пониженным качеством обслуживания даже в случае отказа ряда узлов (например, частиц абонентских и канальных комплектов, ряда соединительных путей и т. п.), и только при входе из строя общестанционных приборов имеет место отказ аппаратуры в целом. Вместе с тем, учитывая, что оценка ТЭЭ производится путем сравнения показателей примерно однотипных объектов, допущение

о равноценности отказов элементов и системы в целом в большинстве случаев все же может быть принято.

С учетом изложенного среднее время безотказной работы исследуемого объекта может быть рассчитано по формуле

$$T_{\text{ср}j} = \frac{1}{\Lambda_j} = \frac{1}{N_{\text{э}j} \sum_{k=1}^m \lambda_{kj} K'_{kj}}, \quad (9.64)$$

где λ_{kj} — интенсивность отказов элемента k -го узла (блока), 1/ч; Λ_j — средняя интенсивность отказов объекта, 1/ч.

$$\Lambda_j = N_{\text{э}j} \sum_{k=1}^m \lambda_{kj} K'_{kj}. \quad (9.65)$$

Вероятность безотказной работы объекта на интервале t с учетом изложенных выше соображений может быть определена по формуле

$$p_{\text{н}j} = \exp [-\Lambda_j t]. \quad (9.66)$$

Так как обычно величина $p_{\text{н}j}$ близка к единице, то путем разложения (9.66) в степенной ряд с использованием двух первых членов разложения, получаем

$$p_{\text{н}j} \approx 1 - \Lambda_j t = 1 - \frac{t}{T_{\text{ср}j}}. \quad (9.67)$$

В соответствии с (9.24) эффективность объекта по показателю надежности

$$\gamma_{\text{н}j} = \frac{T_{\text{ср}j \text{ макс}}}{T_{\text{ср}j}}, \quad (9.68)$$

где $T_{\text{ср}j \text{ макс}}$ — наибольшее время наработки на отказ среди объектов рассматриваемой совокупности; $T_{\text{ср}j}$ — время наработки на отказ j -го объекта.

Суммарное время, характеризующее мобильность объекта, определяется временем приведения его в состояние готовности к работе $T_{\text{г}j}$, временем свертывания при перебазировании $T_{\text{св}j}$ и временем перебазирования $T_{\text{п}j}$, т. е.

$$T_{\text{м}j} = T_{\text{г}j} + T_{\text{св}j} + T_{\text{п}j}. \quad (9.69)$$

Эффективность объекта по показателю мобильности в соответствии с (9.23) может быть рассчитана по формуле

$$\gamma_{mj} = \frac{T_{mj\text{мин}}}{T_{mj}}, \quad (9.70)$$

где $T_{mj\text{мин}}$ — минимальное время, характеризующее мобильность лучшего по данному показателю объекта рассматриваемой совокупности; T_{mj} — время, характеризующее мобильность j -го объекта.

Коэффициент эффективности использования оборудования определяется из соотношения

$$K_{\text{эфф}j} = \frac{T_{o\Sigma j}}{T_{o\Sigma j} + T_{c\Sigma j} + T_{прj}} = \left(1 + \frac{T_{c\Sigma j}}{T_{o\Sigma j}} + \frac{T_{прj}}{T_{o\Sigma j}} \right)^{-1}, \quad (9.71)$$

где $T_{c\Sigma j}$ и $T_{o\Sigma j}$ — суммарное время установления соединения и время ведения переговоров в час наибольшей нагрузки (ЧНН) соответственно; $T_{прj}$ — время простоя оборудования из-за отказов, ремонта и профилактики.

$$T_{c\Sigma j} = T_c (C_c + C_o); \quad (9.72)$$

$$T_{o\Sigma j} = T_o C_c, \quad (9.73)$$

где T_c — время установления одного соединения; T_o — время ведения одного разговора; C_c — число установленных соединений; C_o — число отказов в ЧНН вследствие занятости соединительных путей аппаратуры коммутации.

При $C_o \approx C_c p$, где p — потери сообщения, из (9.72) получаем:

$$T_{c\Sigma j} = T_c C_c (1 + p); \quad (9.74)$$

$$C_c = \frac{Y_{\Sigma 60}}{T_o}, \quad (9.75)$$

где Y_{Σ} — суммарная пропускная способность аппаратуры коммутации, Эрл.

При выполнении расчетов по рассматриваемому показателю все исследуемые объекты должны быть приведены к одинаковому значению Y_{Σ} при $p = \text{var}$.

Время установления соединения на станции коммутации зависит не только от нагрузки, но и от способа обслуживания соединений. Так, например, среднее время установления соединения в сети локальной связи при

ручном обслуживании составляет 15—25 с, а при автоматическом обслуживании 0,5—1,5 с [222]. Соответствующее время для сети дальней связи при ручном обслуживании и наличии одного пункта транзитной коммутации составляет 60—75 с, а при автоматическом обслуживании примерно 5 с.

Оценка эффективности объекта по показателю степени использования оборудования в соответствии с (9.24) может быть выполнена по формуле

$$\gamma_{\text{эфф}j} = \frac{K_{\text{эфф}j}}{K_{\text{эфф}j \text{ макс}}}, \quad (9.76)$$

где $K_{\text{эфф}j \text{ макс}}$ — максимальный коэффициент использования оборудования для рассматриваемой совокупности объектов; $K_{\text{эфф}j}$ — значение данного показателя для j -го объекта.

На втором (системном) иерархическом уровне оценки ТЭЭ:

1) частный показатель, характеризующий эффективность аппаратурной реализации соответствующих устройств коммутации, на основе (9.24) может быть рассчитан по формуле

$$\gamma_{\text{а.р}j} = \frac{\Delta\delta'_j}{\Delta\delta'_{j \text{ макс}}}, \quad (9.77)$$

где $\Delta\delta'_j$ — относительное значение интегрального показателя эффективности j -го устройства коммутации, рассчитанное на первом иерархическом уровне; $\Delta\delta'_{j \text{ макс}}$ — максимальное значение данного показателя для исследуемой совокупности объектов.

Если в сети связи применяются устройства коммутации, имеющие различные показатели эффективности, то при расчетах ТЭЭ на втором иерархическом уровне должно учитываться усредненное значение интегрального показателя эффективности

$$\delta'_{j \text{ ср}} = \frac{\sum_{i=1}^k n_i \Delta\delta'_{ji}}{n_1 + n_2 + \dots + n_k}, \quad (9.78)$$

где n_1, n_2, \dots, n_k — количество устройств коммутации каждого типа;

2) эффективность по показателю адаптивности, характеризующему устойчивость сети связи к перегрузкам, с учетом (9.23) может быть рассчитана по формуле

$$\gamma_{пj} = \frac{K_{пj\text{мин}}}{K_{пj}}, \quad (9.79)$$

где $K_{пj}$ и $K_{пj\text{мин}}$ — соответственно показатели перегрузки (например, в процентах) j -го варианта сети связи и сети связи с минимальным значением перегрузки;

3) эффективность по показателю пропускной способности с учетом (9.24) может быть рассчитана по формуле

$$\gamma_{п.сj} = \frac{C_{п.сj}}{C_{п.сj\text{макс}}}, \quad (9.80)$$

где $C_{п.сj}$ и $C_{п.сj\text{макс}}$ — соответственно показатели пропускной способности (например, в эрлангах при заданной величине потерь сообщения) j -го варианта сети связи и варианта сети, имеющего максимальное значение данного показателя среди рассматриваемой совокупности;

4) надежность функционирования сети связи также может быть оценена по среднему времени наработки на отказ тракта или направления связи с использованием приведенных ранее формул для расчета соответствующего показателя на первом иерархическом уровне оценки ТЭЭ.

В случае оценки эффективности с использованием вероятности безотказной работы сети или ее направлений на заданном отрезке времени соответствующий показатель может быть с учетом (9.23) рассчитан по формуле

$$\gamma_{пj}^r = \frac{1 - p_{j\text{макс}}}{1 - p_j}, \quad (9.81)$$

где p_j и $p_{j\text{макс}}$ — вероятности исправного действия j -го варианта сети и варианта, обладающего максимальным значением данного показателя среди рассматриваемой совокупности сетей связи;

5) эффективность по своевременности доставки сообщений корреспондентам оценивается по средним значениям времени доставки сообщений на основных направлениях связи. С учетом (9.23) для данного случая

$$\gamma_{дj} = \frac{\bar{T}_{dj\text{мин}}}{\bar{T}_{dj}}, \quad (9.82)$$

где \bar{T}_{dj} — среднее значение времени доставки сообщения для j -го варианта сети; $\bar{T}_{dj \text{ мин}}$ — минимальное значение упомянутого показателя для исследуемой совокупности сетей связи.

Вероятность сохранения работоспособности аппаратуры коммутации (сети связи или ее основных направлений) при различного рода внешних воздействиях $p_{\text{п}}$ определяется спецификой соответствующего объекта и условиями его использования. Данный показатель обычно должен задаваться заказчиком.

Что же касается вероятности сохранения работоспособности объекта при наличии электрических помех $p_{\text{а}}$, то она может быть рассчитана по методике, изложенной в [195]. В ряде случаев данная методика может быть использована также для определения величины $p_{\text{п}}$.

В заключение отметим, что трудности оценки ТЭЭ сложных систем, к которым можно отнести также ряд разновидностей МЭА, способствовали появлению так называемого опытно-теоретического метода оценки эффективности [223]. Учитывая, что оценка ТЭЭ, как правило, осуществляется на ограниченном числе образцов изделия, все более широкое развитие получают методы оптимального планирования экспериментов и математической обработки результатов измерений.

Рассмотрим теперь содержание и объем исходных данных, необходимых для количественной оценки ТЭЭ по описанной выше методике.

9.3. Исходные данные для количественной оценки ТЭЭ. Пример расчета

Последующее изложение, как и в рассмотренном ранее случае, проводится применительно к аппаратуре коммутации.

Для нахождения весовых коэффициентов, определяемых структурой объекта, как это следует из (9.43), необходимы данные о постоянных коэффициентах, характеризующих число условных элементов на единицу объема и массы структурного блока (узла) конкретного типа (K_{Vj} и K_{Gj}), а также данные о коэффициентах, характеризующих удельный вес в j -м объекте соответствующего структурного блока (узла), в котором применены однородные элементы (K'_{Vj} и K'_{Gj}).

Данные о значениях K_{Vj} и K_{Gj} для наиболее распространенных типов коммутационных приборов, транзисто-

Наименование прибора	K_{Vj} усл.эл/дм ³	K_{Gj} усл.эл/кг
Электромагнитные реле:		
РКМ, РКМ-1, РЭС-14	50—100	25—50
РКМ-2	50—100	30—60
РКМП	20—40	16—33
РКН (РМ)	25—50	10—20
РЭС-6	80—100	50—70
Герконовые реле	75—85	85—100
Многократные координатные соединители:		
МКС-20×10×6	67	71
МКС-10×20×6	67	86
МКСВ-10×20×3	56	57
ММКС-10×16×5	132	105
Соединители на герконах:		
МГС-8×8×2	80	91
МГС-5×10×3	150	111
МГС-8×8×4	133	152
Кодовый соединитель фирмы „Эрикссон“	164	204
Рамка гнездная	167	147
Транзисторы:		
маломощные типов МП13-МП16	650	1000
средней мощности типов П201-П203	40	110
мощные типы П4	40	70
мощные типов П209, П210	25	27
Полупроводниковые ИМС:		
в плоском стеклянном корпусе	3300	3300
в прямоугольном металлостеклянном корпусе	250	550
	570	670
	3300	3100
в прямоугольном стеклянном корпусе	1670	2850
	3300	2850
в круглом металлостеклянном (металлическом) корпусе	670	580
в прямоугольном металлополимерном корпусе	410	1100
в круглом металлополимерном корпусе	725	1600
в прямоугольном пластмассовом корпусе	1010	1000
Гибридные ИМС:		
в прямоугольном металлополимерном корпусе	415	910
	710	670
	530	330
в прямоугольном пластмассовом корпусе	155	84
	650	400

Наименование прибора	K_{Vj} усл.эл/дм ³	K_{Gj} усл. эл/кг
Узлы РЭА на ИМС в прямоугольном пластмассовом корпусе:		
с печатными концевыми контактами	80	270/240
блок разъемной конструкции	120	400/360
одноплатный с соединителем	230	770/690
Узел РЭА на ИМС в круглом метал- лостеклянном корпусе, применяемый в блоке книжной конструкции с четырьмя платами	210	700/630
Узлы РЭА на ИМС в прямоугольном ме- таллостеклянном корпусе:		
с двусторонним расположением ИМС	240	800/720
двухплатный с соединителем	300	1000/900
с односторонним расположением ИМС	480	1600/1440
блока книжной конструкции с одной платой	460	1530/1380
то же, с двумя платами	520	1730/1560
то же, с теплоотводящими пружинами	640	2130/1920

ров и интегральных микросхем приведены в табл. 9.7 [46, 48, 115, 199, 223].

Для реле, многократных координатных и герконовых соединителей (МКС и МГС), а также для гнездной рамки приводятся данные о числе пар контактов на единицу объема и массы, а для транзисторов и ИМС — соответствующие данные о числе корпусов. Кроме того, здесь же приводятся значения K_{Kj} для узлов, размещенных в блоках, выполненных по наиболее распространенным компоновочным схемам, в случае применения ИМС в прямоугольном пластмассовом, прямоугольном стеклянном и круглом металлостеклянном корпусах (номера корпусов согласно ГОСТ 17467—72 соответственно 201.14-1, 401.14-1 и 301.12-1) [208].

Значения K_{Gj} , приведенные в табл. 9.7 для узлов РЭА, определены путем расчета с использованием известных соотношений между коэффициентами заполнения объема и массы изделий электрорадиоэлементами [224], причем числитель соответствует случаю применения полупроводниковых ИМС, а знаменатель — гибридных ИМС.

Для общей ориентации в табл. 9.8 приводятся данные о соотношениях между массой и объемом радио-

Тип радиоэлектронной аппаратуры	Элементы дискретной электроники $\frac{G_0}{V_0}$, $\frac{\text{кг}}{\text{дм}^3}$	Микромодули			Гибридные ИМС		
		$\frac{G_i}{V_i}$, $\frac{\text{кг}}{\text{дм}^3}$	K_{GB}	K_{VB}	$\frac{G_i}{V_i}$, $\frac{\text{кг}}{\text{дм}^3}$	K_{GB}	K_{VB}
Электронная вычислительная машина	0,58	0,96	10	88	0,97	40	70
Станция наведения	0,62	0,82	$\sqrt[3]{3,8}$	5,0	0,60	6,8	6,3
Аппаратура связи	1,3	1,29	2,0	1,8	1,04	3,0	2,5
Источники электропитания	1,21	1,28	2,0	2,0	1,09	3,0	3,0
Средние показатели для бортового радиоэлектронного оборудования	0,64	1,08	2,5	4,0	0,87	4,3	6,0

электронной аппаратуры для летательных аппаратов (G_0/V_0 и G_i/V_i), а также данные, характеризующие выигрыш массы и объема изделий (K_{GB} и K_{VB}), выполненных на микромодулях и гибридных и полупроводниковых ИМС, по отношению к соответствующим показателям изделий, выполненных на базе дискретной электроники [47].

Как уже отмечалось, важным показателем, характеризующим свойства объекта, является удельный «вес» в нем соответствующего структурного узла, в котором применены однородные элементы. Необходимость выделения таких структурных узлов (блоков) обусловлена тем, что, в частности, в аппаратуре коммутации применяется разнородная элементная база. Весьма важным является и то, что для конкретного типа коммутационной аппаратуры существуют определенные соотношения между объемами (массами) упомянутых структурных узлов (блоков).

В качестве иллюстрации в табл. 9.9 приведены данные, характеризующие удельные объемы K'_{Vj} (числитель) и массы K'_{Gj} (знаменатель) основных структурных узлов некоторых типов телефонных станций внутренней связи средней емкости, в каждом из которых применена примерно однородная элементная база: АТС-К, КЭАТС и ЭАТС (соответственно координатная, квазиэлектронная и электронная автоматические телефонные станции) и РТС (телефонная станция ручного обслуживания).

Таблица 9.8

Полупроводниковые ИМС		
$\frac{G_i}{V_i}$, $\frac{\text{кГ}}{\text{дм}^3}$	K_{GB}	K_{VB}
0,97	210	350
0,51	8,5	7,0
0,89	5,0	3,6
1,45	3,8	4,5
0,74	6,5	7,5

К устройствам соединительного поля отнесены коммутационные матрицы, через которые устанавливаются требуемые соединения, а к устройствам разговорного тракта — шнуровые комплекты, а также комплекты абонентских и соединительных линий.

Устройства управления АТС включают в себя регистры, маркеры, процессоры, узлы памяти, а в РТС — приборы рабочего места телефониста.

АТС-К выполнены на координатных соединителях типа МКСВ-10××20×3 и реле типа РКМП, соединительное поле КЭАТС выполнено на герконах, а управляющее устрой-

ство — на ИМС серии 133, в ЭАТС применены ИМС серий 133 и 190. Что же касается РТС, то она выполнена с применением реле типа РКМП, гнездных рамок, механических переключателей и т. п.

Разговорные тракты АТС-К выполнены в двух вариантах: двух- и четырехпроводном, КЭАТС и АТС — толь-

Таблица 9.9

Структурные узлы (блоки)	АТС-К		КЭАТС	ЭАТС	РТС
	с двухпроводным трактом	с четырехпроводным трактом	с четырехпроводным трактом		с двухпроводным трактом
Соединительное поле	0,44	0,59	0,53	0,0	0,34
	0,38	0,55	0,66		0,29
Приборы разговорного тракта	0,28	0,20	0,18	0,19	0,43
	0,33	0,24	0,14	0,31	0,29
Устройство управления	0,21	0,15	0,13	0,50	0,05
	0,21	0,15	0,11	0,39	0,16
Приборы сигнализации, контроля и электрической защиты	0,07	0,06	0,16	0,31	0,18
	0,08	0,06	0,09	0,30	0,26
Источники вторичного электропитания, каркасы, монтажные жгуты и т. п., отнесенные к объему и массе основного оборудования	0,97	0,96	0,67	0,52	1,57
	0,67	0,60	0,71	0,78	0,90

ко в четырехпроводном варианте, а РТС — только в двухпроводном варианте.

При выполнении логических узлов на элементах дискретной электроники число соответствующих им условных элементов определяется согласно табл. 9.10, что следует, в частности, из эквивалентных схем, приведенных в [225].

Таблица 9.10

Тип логического узла	Число условных элементов
НЕ	1
И, ИЛИ, НЕ-НЕ	2
-НЕ, ИЛИ-НЕ	3
, ИЛИ-ИЛИ, ЛИ, ИЛИ-И	4

При ориентировочной сравнительной оценке ТЭЭ по габаритам, потребляемой мощности, стоимости и надежности можно воспользоваться обобщенными данными, приведенными в табл. 9.11 [14].

Данные об интенсивности отказов наиболее распространенных типов электрорадиоэлементов и узлов приведены в табл. 9.12 [226—228]. Обращает на себя внимание то, что интенсивность отказов основных типов ЭРЭ дискретной электроники и, в частности, резисторов, конденсаторов, катушек индуктивности, а также транзисторов, диодов, термисторов, контактов реле и переключе-

Таблица 9.11

Показатели	Типы электрорадиоэлементов			
	Электроме- ханические	Навесные электронные	Микромодули	Интегральные микросхемы
Габариты	1	0,5—0,67	0,1—0,2	$(1 \div 5) \cdot 10^{-3}$
Надежность	1	0,67	1—1,5	1,5—2
Потребляемая мощность	1	0,1	0,05	10^{-3}
Стоимость	1	1,5—2	2—3	0,5—0,67

чателей имеют примерно тот же порядок, что и интенсивность отказов полупроводниковых ИМС средней степени интеграции. Что же касается гибридных микросхем такой же степени интеграции и больших интегральных микросхем, то они имеют интенсивность отказов, при-

Элементы и узлы	$\lambda \cdot 10^6$, 1/ч	Элементы и узлы	$\lambda \cdot 10^6$, 1/ч
Электровакuumные приборы	5—200	Транзисторы:	
Лампы накаливания	1,0	в режиме усиления	0,5
Лампы неоновые	0,2	в режиме переключения	0,4
Ламповые панели	0,75	Герконовые реле:	
Транзисторы германиевые:		с одной группой на переключение	0,01
мощностью до 1 Вт	0,1	с двумя группами на переключение	0,03
мощностью более 1 Вт	0,5	Переключатели:	
Транзисторы кремниевые:		кнопочные (на пару контактов)	0,2
мощностью до 1 Вт	0,08	вращающиеся (на один контакт)	0,1
мощностью более 1 Вт	0,8	микро (на пару контактов)	0,1
Диоды:		Предохранители	0,2
германиевые	0,8	Трансформаторы и дроссели	0,8—7
кремниевые	0,5—0,05	Микромодули этажерочные	0,1—5
Термисторы	0,6	Полупроводниковые ИМС средней степени интеграции (20—40 компонентов):	
Резисторы:		логические	0,1—0,5
непроволочные	0,1—0,02	линейные	0,3—0,6
проволочные	0,1—1,0	Гибридные ИМС средней степени интеграции	0,5—8
Конденсаторы:		Большие интегральные микросхемы (200—300 компонентов)	1—10
постоянной емкости	0,5—1,0	Измерительные стрелочные приборы	0,1
переменной	0,01—0,4	Электромоторы малой мощности	5,0
Клеммы, гнезда	0,14	Двигатели шаговые	3,0
Многоштыревые соединители (на один штырь)	0,05	Кристаллы кварцевые	0,162
Соединения:		Кабели	0,472
с помощью пайки	0,01		
с помощью сварки	0,04		
обжимные	0,02		
крученные	0,001		
Электромагнитные реле:			
коммутационные	0,01—1,0		
силовые	10		
Катушки индуктивности	0,02		

мерно на порядок больше, чем у полупроводниковых ИМС.

Эквивалентное число корпусов гибридных и больших интегральных микросхем, исходя из интенсивности их отказов ($\lambda_{\text{гис}}$ и $\lambda_{\text{бис}}$) по сравнению с интенсивностью отказов полупроводниковых ИМС средней степени интегра-

ции ($\lambda_{\text{ИМС}}$), может быть рассчитано по следующей формуле:

$$n_{\text{экр}} \approx \frac{\lambda_{\text{бис}}}{\lambda_{\text{ИМС}}} \approx \frac{\lambda_{\text{гис}}}{\lambda_{\text{ИМС}}}. \quad (9.83)$$

Расчет ТЭЭ сравниваемой совокупности объектов может быть выполнен в такой последовательности:

1) выбрать параметры и характеристики, которые должны быть учтены при оценке ТЭЭ на каждом из иерархических уровней;

2) определить производительность каждого из исследуемых объектов (для аппаратуры коммутации и сети связи это суммарная пропускная способность Y_{Σ}), если она не оговорена в техническом задании;

3) если исследуемые объекты имеют различную производительность, то следует привести учитываемые параметры и характеристики к единице показателя производительности;

4) рассчитать для каждого из исследуемых объектов число условных элементов — суммарное и на единицу показателя производительности;

5) определить структурные весовые коэффициенты для каждого из исследуемых объектов;

6) рассчитать сравнительные показатели эффективности для всех учитываемых параметров и характеристик исследуемой совокупности объектов;

7) на основе экспертного опроса и соответствующей обработки его результатов определить весовые коэффициенты для всех учитываемых параметров и характеристик (если соответствующие данные не содержатся в техническом задании на разработку объекта);

8) рассчитать интегральные показатели ТЭЭ для каждого из исследуемых объектов;

9) определить вероятности выполнения каждым из исследуемых объектов поставленной перед ним задачи в идеализированных условиях;

10) вычислить вероятность выполнения каждым из исследуемых объектов поставленной перед ним задачи в реальных условиях.

Пример расчета. АТС-К, КЭАТС и РТС основаны на принципе пространственной коммутации, а в ЭАТС реализовано импульсно-временное разделение соединительных путей с использованием амплитудно-импульсной модуляции.

В качестве основных параметров и характеристик, учитываемых при оценке ТЭЭ, выбраны: объем V_j и масса G_j оборудования, потребляемая мощность $P_{\text{потр}j}$, среднее время наработки объекта на отказ $T_{\text{ср}j}$, стоимость оборудования и эксплуатации объекта $Q_{\Sigma j}$ и эффективность использования оборудования $K_{\text{эфф}j}$.

В качестве определяющих параметров заказчик задал объем и эффективность использования оборудования. При этом в техническом задании на разработку объекта первому параметру приписан весовой коэффициент 2, второму 1,5, а остальным параметрам и характеристикам — 1.

Сравнительному анализу подвергаются станции локальной телефонной связи на 100 абонентов. При этом АТС-К, КЭАТС и ЭАТС имеют по 25 комплектов соединительных линий для связи с абонентами других телефонных станций сети локальной связи и выхода на станции дальней связи, а РТС имеет 5 комплектов соединительных линий рассматриваемого типа.

При потерях сообщения $p=0,5\%$ пропускная способность ЭАТС, АТС-К и КЭАТС составляет 19,8 Эрл, а РТС — 11,2 Эрл (табл. 9.13).

Данные об объеме и массе оборудования, а также о потребляемой мощности, приведенные в табл. 9.13, основываются на имеющемся опыте проектирования соответствующей аппаратуры. Так как вспомогательные устройства всех рассматриваемых типов станций являются примерно одинаковыми, то расчет показателей ТЭЭ выполняется только для основного оборудования. Кроме того, при расчете принято, что разговорные тракты всех исследуемых типов станций коммутации обеспечивают одинаковое качество речевой связи.

Количество условных элементов каждого из исследуемых объектов определено по формуле (9.43,б) относительно объема оборудования, а приведенное число условных элементов на единицу показателя производительности — по формуле (9.49) при $W_{\text{пр}} = Y_{\Sigma}$.

Выполним расчет количества условных элементов $N_{\text{э}j}$ для исследуемых типов станций коммутации.

Согласно табл. 9.8 для АТС-К с четырехпроводным соединительным трактом удельный объем оборудования соединительного поля $K'_{\text{вп}}=0,59$, приборов разговорного тракта $K'_{\text{втр}}=0,2$, управляющего устройства $K'_{\text{ву.у}}=0,15$, приборов сигнализации, контроля и электрической защиты $K'_{\text{вс.к}}=0,06$.

Как уже отмечалось, соединительное поле АТС-К выполнено на координатных соединителях МКСВ-10×20×3, для которых согласно табл. 9.7 $K_{\text{вп}}=56$ усл. эл/дм³, приборы разговорного тракта, управляющее устройство, а также приборы сигнализации, контроля и электрической защиты выполнены с преобладающим применением реле РКМП, для которых согласно табл. 9.7. $K_{\text{втр}}=K_{\text{ву.у}}=K_{\text{вс.к}}=30$ усл. эл/дм³. Объем основного оборудования АТС-К составляет 1750 дм³ (см. табл. 9.13).

С учетом изложенного из (9.43,б) для АТС-К имеем:

$$N_{\text{э}1} = 1750(0,59 \cdot 56 + 0,2 \cdot 30 + 0,15 \cdot 30 + 0,06 \cdot 30) = 79\,000 \text{ усл. эл.}$$

Число условных элементов на единицу пропускной способности станции согласно (9.49) равно

$$n_{\text{э}1} = \frac{79\,000}{19,8} = 4000 \text{ усл. эл/Эрл.}$$

Таблица 9.13

Показатели ТЭЭ	Типы станций			
	АТС-К	КЭАТС	ЭАТС	РТС
Пропускная способность Y_{Σ} , Эрл	19,8	19,8	19,8	11,2
Объем основного оборудования:				
суммарный, дм^3	1 750	800	400	438
на единицу пропускной способности a_{γ} , $\text{дм}^3/\text{Эрл}$	89	40,3	20,2	39,2
Масса основного оборудования:				
суммарная, кг	1 380	440	200	273
на единицу пропускной способности a_G , $\text{кг}/\text{Эрл}$	69,8	22,1	10,2	24,4
Число условных элементов:				
суммарное, N_{Σ}	79 000	90 600	43 000	33 500
на единицу пропускной способности $n_{\Sigma j}$, усл. эл./Эрл	4 000	4 560	2 180	3 000
Потребляемая мощность:				
суммарная, Вт	600	300	150	250
на единицу пропускной способности a_P , $\text{Вт}/\text{Эрл}$	30	15	7,6	22,4
Стоимость оборудования:				
суммарная, руб.	15 000	21 500	19 250	5 000
на единицу пропускной способности a_{Q_1} , $\text{руб}/\text{Эрл}$	758	1 085	972	446
Стоимость эксплуатации за шестилетний период:				
суммарная, руб.	2 880	2 880	2 880	35 280
на единицу пропускной способности a_{Q_2} , $\text{руб}/\text{Эрл}$	145	145	145	3 180
Стоимость оборудования и его эксплуатации:				
суммарная, руб.	17 280	24 380	22 130	40 280
на единицу пропускной способности $a_{Q\Sigma}$, $\text{руб}/\text{Эрл}$	903	1 230	1 117	3 626
Среднее время наработки на отказ:				
суммарное на станцию, ч	182	254	232	2 63
на единицу пропускной способности a_T , Эрл·ч	3 600	5 050	4 600	294 0
Вероятность исправного действия станции при непрерывной работе в течение 24 ч	0,868	0,934	0,897	0,909
Коэффициент использования оборудования	0,99	0,99	0,99	0,86

В КЭАТС соединительное поле выполнено на герконовых соединителях МГС-8×8×4, для которых $K_{V_{II}}=133$ усл. эл/дм³, остальные перечисленные ранее узлы и блоки (за исключением устройства управления) выполнены с преимущественным применением герконовых реле, для которых $K_{V_{TP}}=K_{V_{с.к}}=80$ усл. эл/дм³, а управляющее устройство выполнено в виде блока разъемной конструкции с применением ИМС, размещенных в прямоугольном пластмассовом корпусе. Согласно табл. 9.7 в этом случае $K_{V_{у.у}}=120$ усл. эл/дм³.

Объем основного оборудования КЭАТС составляет 800 дм³ (см. табл. 9.13).

С учетом изложенного и данных табл. 9.9 из (9.43,б) для КЭАТС имеем

$$N_{э2} = 800(0,53 \cdot 133 + 0,18 \cdot 80 + 0,13 \cdot 120 + 0,16 \cdot 80) = 90\,600 \text{ усл. эл.}$$

Число условных элементов на единицу пропускной способности станции согласно формуле (9.49) равно

$$n_{э2} = \frac{90\,600}{19,8} = 4560 \text{ усл. эл/Эрл.}$$

Учитывая, что в ЭАТС реализовано импульсно-временное уплотнение, принято $K'_{V_{II}} \approx 0$. Приборы разговорного тракта и управляющее устройство выполнены в виде блоков разъемной конструкции с применением ИМС, размещенных в прямоугольном пластмассовом корпусе. Согласно табл. 9.7 $K_{V_{TP}}=K_{V_{у.у}}=120$ усл. эл/дм³.

Приборы сигнализации, контроля и электрической защиты выполнены в виде блока с печатными концевыми контактами с преобладающим применением ИМС, размещенных в прямоугольном пластмассовом корпусе. Согласно табл. 9.7 в этом случае $K_{V_{с.к}}=80$ усл. эл/дм³.

Объем основного оборудования ЭАТС составляет 400 дм³ (см. табл. 9.13).

С учетом изложенного и данных табл. 9.9 из (9.43,б) для ЭАТС имеем

$$N_{э3} = 400(0,19 \cdot 120 + 0,5 \cdot 120 + 0,31 \cdot 80) = 43\,000 \text{ усл. эл.}$$

Число условных элементов на единицу пропускной способности станции согласно (9.49) равно:

$$n_{э3} = \frac{43\,000}{19,8} = 2180 \text{ усл. эл/Эрл.}$$

В РТС соединительное поле выполнено на гнездных рамках ($K_{V_{II}}=167$ усл. эл/дм³), а другие описанные ранее структурные блоки — на реле РКМП ($K_{V_{TP}}=K_{V_{у.у}}=K_{V_{с.к}}=30$ усл. эл/дм³).

Объем основного оборудования РТС составляет 438 дм³ (см. табл. 9.13).

С учетом изложенного и данных табл. 9.9 из (9.43,б) для РТС имеем

$$N_{э4} = 438(0,34 \cdot 167 + 0,43 \cdot 30 + 0,05 \cdot 30 + 0,18 \cdot 30) = 33\,500 \text{ усл. ед.}$$

Число условных элементов на единицу пропускной способности станции согласно (9.49) равно

$$n_{э4} = \frac{33\,500}{11,2} = 3000 \text{ усл. эл/Эрл.}$$

По формулам (9.48) и (9.49) рассчитываем весовые коэффициенты, определяемые структурой рассматриваемых станций коммутации:

$$B'_1 = \frac{1/4 \cdot 10^3}{1/4 \cdot 10^3 + 1/4,56 \cdot 10^3 + 1/2,18 \cdot 10^3 + 1/3 \cdot 10^3} = 0,198.$$

На основе аналогичных расчетов получаем $B'_2=0,174$; $B'_3=0,366$ и $B'_4=0,263$.

Стоимость оборудования, приведенная в табл. 9.13, для АТС-К и РТС соответствует реальным объектам. Стоимость оборудования КЭАТС определена исходя из того, что для данного типа станций средней емкости при серийном производстве стоимость, приходящаяся на один абонентский комплект, составляет 150 руб, а стоимость, приходящаяся на один комплект соединительной линии, равна 300 руб. Для ЭАТС соответствующие показатели составляют 130 и 250 руб.

При расчете стоимости эксплуатации принято, что РТС обслуживается в три смены семью телефонистками, а АТС всех типов являются необслуживаемыми. Профилактика и ремонт таких станций обеспечиваются одним механиком. Норма наработки на одного человека в год принята равной 2100 ч, а стоимость одного чел.-ч составляет 0,4 руб. [198]. Стоимость эксплуатационных расходов определена для шестилетнего гарантийного срока работы аппаратуры.

Результаты расчетов стоимости оборудования станций и их эксплуатации суммарные и на единицу пропускной способности сведены в табл. 9.13.

Эффективность использования коммутационного оборудования целесообразно оценивать на интервале часа наибольшей нагрузки (ЧНН).

Примем, что средняя длительность одного разговора $T_0=2$ мин.

Рассчитаем по формуле (9.75) количество соединений, установленных в ЧНН:

через АТС-К, КЭАТС и ЭАТС

$$C_{c1} = C_{c2} = C_{c3} = \frac{19,8 \cdot 60}{2} = 594;$$

через РТС

$$C_{c4} = \frac{11,2 \cdot 60}{2} = 336.$$

Суммарное время ведения разговоров в ЧНН согласно (9.73):
через АТС-К, КЭАТС и ЭАТС

$$T_{0\text{Э}1} = T_{0\text{Э}2} = T_{0\text{Э}3} = 2 \cdot 594 = 1188 \text{ мин};$$

через РТС

$$T_{0\text{Э}4} = 2 \cdot 336 = 672 \text{ мин}.$$

Среднее время установления одного соединения, как это следует из приведенных ранее данных, составляет в сети внутренней связи: при автоматическом обслуживании $T_{c1}=T_{c2}=T_{c3}=1$, а при ручном обслуживании $T_{c4}=20$ с.

Учитывая, что пропускная способность всех рассматриваемых типов станций определена при потерях сообщения $p=0,005$, по фор-

муле (9.74) рассчитываем суммарное время установления соедине-
ний в ЧНН:

через АТС-К, КЭАТС и ЭАТС

$$T_{с\Gamma 1} = T_{с\Gamma 2} = T_{с\Gamma 3} = 1.594(1 + 0,005) = 595 \text{ с} \approx 10 \text{ мин};$$

через РТС

$$T_{с\Gamma 4} = 20.336(1 + 0,005) = 6720 \text{ с} \approx 112 \text{ мин.}$$

С учетом полученных величин рассчитываем по формуле (9.71)
коэффициенты использования оборудования:

для АТС-К, КЭАТС и ЭАТС

$$K_{эфф1} = K_{эфф2} = K_{эфф3} = \frac{1188}{1188 + 10} = 0,99;$$

для РТС

$$K_{эфф4} = \frac{672}{672 + 112} = 0,86.$$

Пользуясь данными табл. 9.8 и 9.11, по формулам (9.64) и
(9.67) рассчитаем среднее время наработки на отказ и вероятность
исправного действия при непрерывной работе в течение 24 ч:

для АТС-К

$$T_{ср1} = \frac{1}{79\,000(0,59 \cdot 0,05 + 0,2 \cdot 0,1 + 0,15 \cdot 0,1 + 0,06 \cdot 0,1)10^{-6}} =$$
$$= 182 \text{ ч};$$

$$p_1 = 1 - 24/182 = 0,868;$$

для КЭАТС

$$T_{ср2} = \frac{1}{90\,600(0,53 \cdot 0,02 + 0,18 \cdot 0,02 + 0,13 \cdot 0,1 + 0,16 \cdot 0,02)10^{-6}} =$$
$$= 254 \text{ ч};$$

$$p_2 = 1 - 24/254 = 0,906;$$

для ЭАТС

$$T_{ср3} = \frac{1}{43\,000(0,19 \cdot 0,2 + 0,5 \cdot 0,2 + 0,31 \cdot 0,2)10^{-6}} = 232 \text{ ч};$$

$$p_3 = 1 - 24/232 = 0,897;$$

для РТС

$$T_{ср4} = \frac{1}{33\,500(0,34 \cdot 0,14 + 0,43 \cdot 0,1 + 0,05 \cdot 0,1 + 0,18 \cdot 0,1)10^{-6}} =$$
$$= 263 \text{ ч};$$

$$p_4 = 1 - 24/262 = 0,909.$$

Среднее время наработки на отказ на единицу пропускной способности для АТС-К, КЭАТС, ЭАТС и РТС соответственно составляет:

$$a_{\tau 1} = 182 \cdot 19,8 = 3600 \text{ Эрл.ч}; \quad a_{\tau 2} = 254 \cdot 19,8 = 5050 \text{ Эрл.ч};$$

$$a_{\tau 3} = 232 \cdot 19,8 = 4600 \text{ Эрл.ч}; \quad a_{\tau 4} = 263 \cdot 11,2 = 2940 \text{ Эрл.ч}.$$

Пользуясь формулами (9.61)–(9.63), (9.68), (9.71) и (9.76), рассчитаем частные показатели эффективности:
для АТС-К

$$\gamma_{V1} = \frac{20,2}{89} = 0,227; \quad \gamma_{G1} = \frac{10,2}{69,8} = 0,145;$$

$$\gamma_{P1} = \frac{7,6}{30} = 0,253; \quad \gamma_{H1} = \frac{3600}{5050} = 0,712;$$

$$\gamma_{QE1} = \frac{903}{903} = 1; \quad \gamma_{эфф1} = \frac{0,99}{0,99} = 1;$$

для КЭАТС

$$\gamma_{V2} = \frac{20,2}{40,3} = 0,47; \quad \gamma_{G2} = \frac{10,2}{22,1} = 0,456;$$

$$\gamma_{P2} = \frac{7,6}{15} = 0,505; \quad \gamma_{H2} = \frac{5050}{5050} = 1;$$

$$\gamma_{QE2} = \frac{903}{1230} = 0,735; \quad \gamma_{эфф2} = \frac{0,99}{0,99} = 1;$$

для ЭАТС

$$\gamma_{V3} = \frac{20,2}{20,2} = 1; \quad \gamma_{G3} = \frac{10,2}{10,2} = 1;$$

$$\gamma_{P3} = \frac{7,6}{7,6} = 1; \quad \gamma_{H3} = \frac{4600}{5050} = 0,91;$$

$$\gamma_{QE3} = \frac{903}{1117} = 0,81; \quad \gamma_{эфф3} = \frac{0,99}{0,99} = 1;$$

для РТС

$$\gamma_{V4} = \frac{20,2}{39,2} = 0,515; \quad \gamma_{G4} = \frac{10,2}{22,4} = 0,415;$$

$$\gamma_{P4} = \frac{7,6}{22,4} = 0,34; \quad \gamma_{H4} = \frac{2940}{5050} = 0,58;$$

$$\gamma_{QE4} = \frac{903}{3626} = 0,25; \quad \gamma_{эфф4} = \frac{0,86}{0,99} = 0,87.$$

Как отмечалось ранее, в соответствии с техническим заданием объему оборудования приписан весовой коэффициент $B_{CV} = 2$, эффективности использования оборудования $B_{Cэфф} = 1,5$, а остальным параметрам $B_{CG} = B_{CP} = B_{CQ} = B_{CH} = 1$.

В соответствии с (9.25) приведенные значения весовых коэффициентов

$$B'_{cV} = \frac{2}{2 + 1,5 + 1 + 1 + 1 + 1} = 0,266;$$

$$B'_{c.эфф} = 0,2 \text{ и } B'_{cG} = B'_{cP} = B'_{c.H} = B'_{c.н} = 0,133.$$

Результаты выполненных расчетов сведены в табл. 9.14.

Таблица 9.14

Типы станций коммутации	B'_j	γ_Y	γ_G	γ_P	γ_H	γ_Q	$\gamma_{эфф}$
АТС-К	0,198	0,227	0,145	0,253	0,712	1	1
КЭАТС	0,174	0,47	0,456	0,505	1	0,735	1
ЭАТС	0,366	1	1	1	0,91	0,81	1
РТС	0,263	0,515	0,415	0,34	0,58	0,25	0,87
Приведенные значения весовых коэффициентов согласно техническому заданию	—	0,266	0,133	0,133	0,133	0,133	0,2

Пользуясь формулой (9.50), рассчитаем интегральные показатели ТЭЭ исследуемых объектов, а именно:

$$\Delta\delta_1 = 0,198 \sqrt{(0,266 \cdot 0,227)^2 + (0,133 \cdot 0,145)^2 + (0,133 \cdot 0,253)^2 + (0,133 \cdot 0,712)^2 + (0,133 \cdot 1)^2 + (0,2 \cdot 1)^2} = 0,053;$$

$$\Delta\delta_2 = 0,174 \sqrt{(0,266 \cdot 0,47)^2 + (0,133 \cdot 0,456)^2 + (0,133 \cdot 0,505)^2 + (0,133 \cdot 1)^2 + (0,133 \cdot 0,735)^2 + (0,2 \cdot 1)^2} = 0,0523;$$

$$\Delta\delta_3 = 0,366 \sqrt{(0,266 \cdot 1)^2 + (0,133 \cdot 1)^2 + (0,133 \cdot 1)^2 + (0,133 \cdot 0,91)^2 + (0,133 \cdot 0,81)^2 + (0,2 \cdot 1)^2} = 0,152;$$

$$\Delta\delta_4 = 0,263 \sqrt{(0,266 \cdot 0,515)^2 + (0,133 \cdot 0,415)^2 + (0,133 \cdot 0,34)^2 + (0,133 \cdot 0,58)^2 + (0,133 \cdot 0,25)^2 + (0,2 \cdot 0,87)^2} = 0,071.$$

Рассчитанные значения интегральных показателей ТЭЭ исследуемых объектов и соответствующие приведенные значения этих показателей, определенные по формуле (9.51), сведены в табл. 9.15.

Здесь же приводятся данные, характеризующие вероятность успешного выполнения задачи каждым из рассмотренных объектов в идеализированных условиях (p_j) и с учетом их реальной надежности (P_{pj}). Соответствующие расчеты выполнены по формулам (9.53) и (9.54).

Как следует из полученных результатов, интегральный показатель ТЭЭ ЭАТС примерно в 3 раза выше, чем у АТС-К и КЭАТС, и в 2,15 раза выше, чем у РТС.

Следует, однако, отметить, что интегральный показатель ТЭЭ РТС является несколько завышенным, так как данная станция имеет двухпроводный коммутационный тракт, в то время как остальные рассмотренные выше станции — четырехпроводный. Если принять во внимание данное обстоятельство, то можно считать, что по совокупности рассмотренных показателей эффективности АТС-К, КЭАТС и РТС являются примерно равноценными.

Таблица 9.15

Типы станций коммутации	$\Delta\delta_j$	$\Delta\delta'_j$	P_j	P_{pj}
АТС-К	0,053	0,162	0,35	0,310
КЭАТС	0,0523	0,160	0,35	0,316
ЭАТС	0,152	0,463	1,0	0,897
РТС	0,071	0,216	0,466	0,423

Что же касается ЭАТС, обладающей значительным преимуществом перед остальными, то ее ТЭЭ может быть еще увеличена при применении ИМС с более высокой степенью интеграции, а также больших полупроводниковых и гибридных ИМС.

Наглядное представление об удельном весе частных показателей ТЭЭ каждого из рассматриваемых объектов дают диаграммы, изображенные на рис. 9.2, построенные по данным табл. 9.16, в кото-

Таблица 9.16

Типы станций коммутации	Частные показатели эффективности						$\Delta\delta_j$	$\Delta\delta'_j$
	δ_y	δ_G	δ_P	δ_H	δ_Q	$\delta_{эфф}$		
АТС-К	0,012	0,004	0,007	0,019	0,025	0,040	0,268	0,215
	0,061	0,019	0,033	0,095	0,128	0,200		
КЭАТС	0,022	0,011	0,012	0,023	0,017	0,035	0,300	0,239
	0,125	0,061	0,068	0,133	0,097	0,200		
ЭАТС	0,097	0,049	0,049	0,045	0,040	0,073	0,415	0,330
	0,266	0,133	0,133	0,124	0,108	0,200		
РТС	0,036	0,015	0,012	0,020	0,009	0,046	0,270	0,215
	0,137	0,055	0,045	0,077	0,033	0,175		

рой приведены значения частных показателей эффективности с учетом весовых коэффициентов, определяемых структурой объекта (числитель), и без учета этих коэффициентов (знаменатель). Здесь же даются значения интегрального показателя ТЭЭ: абсолютное ($\Delta\delta_j$) и относительное ($\Delta\delta'_j$).

Обращает на себя внимание следующее:

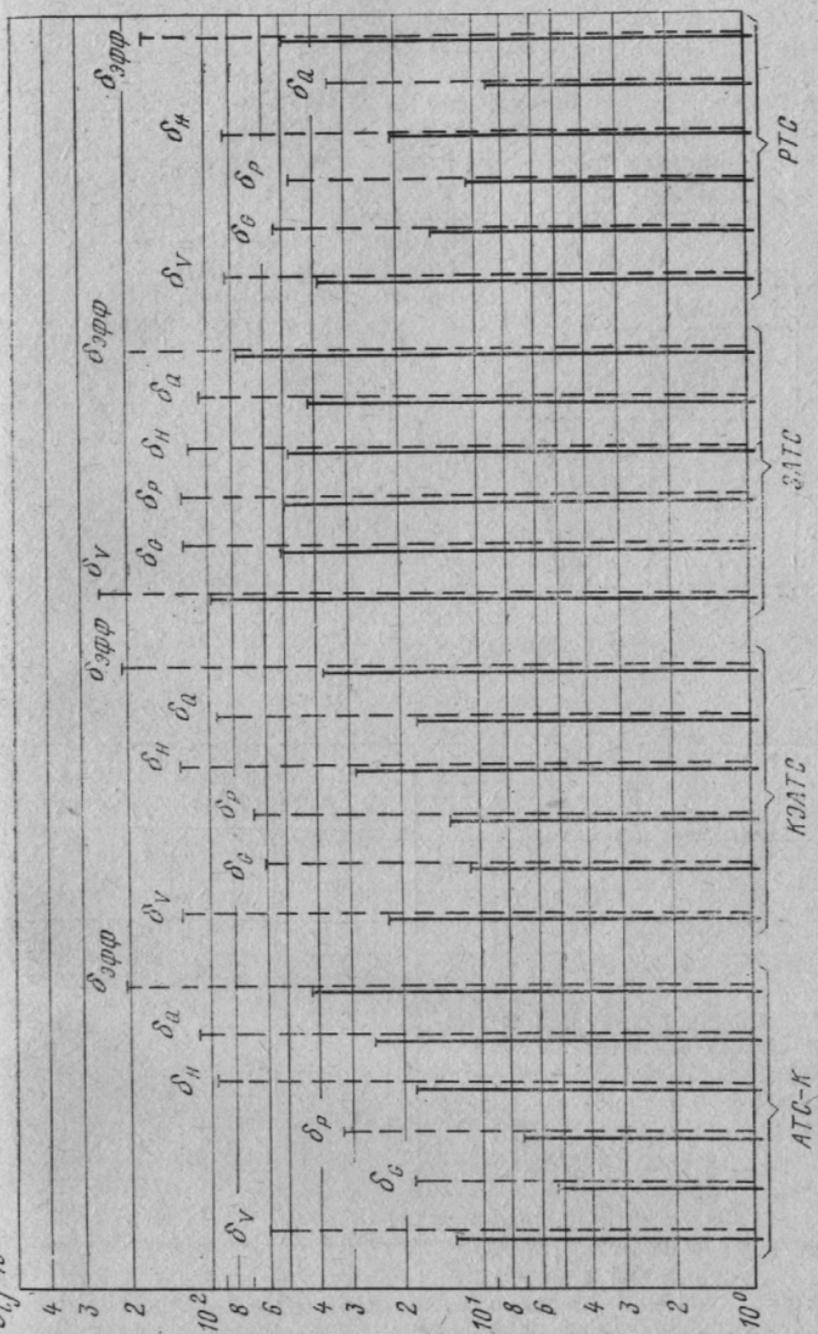
$\delta_{ij} \cdot 10^{-3}$ 

Рис. 9.2. Диаграмма влияния показателей ТЭЭ:

— с учетом весовых коэффициентов, определяемых структурой объекта;
- - - без учета весовых коэффициентов

1) существенное влияние на величины частных и интегральных показателей ТЭЭ оказывает весовой коэффициент, определяемый структурой объекта. Это видно из диаграмм, представленных на рис. 9.2, а также из данных табл. 9.16 и 9.17. В табл. 9.17 приводятся сведения о местах, занимаемых исследуемыми объектами, по данным интегральных показателей ТЭЭ, содержащимся в табл. 9.15 и 9.16.

Если пренебречь влиянием весового коэффициента, определяемого структурой объекта, то (как это видно из табл. 9.17) изменяются не только абсолютные показатели ТЭЭ, но и показатели сравнительной оценки исследуемых объектов. Однако характерно то, что в обоих рассмотренных случаях сохраняется преимущество ЭАТС по обеспечиваемому интегральному показателю эффективности;

2) применение ИМС с высокой степенью интеграции, а также интегральных субблоков и блоков и, в частности, больших полупроводниковых и гибридных ИМС способствует росту весового коэффициента, определяемого структурой объекта, а следовательно, существенному возрастанию частных и интегральных показателей ТЭЭ;

3) одновременно с ростом интегрального показателя ТЭЭ имеет

Таблица 9.17

Типы станций коммутации	Занимаемое место	
	с учетом B_{ijc}	без учета B_{ijc}
АТС-К	3—4	3—4
КЭАТС	3—4	2
ЭАТС	1	1
РТС	2	3—4

Таблица 9.18

Характеристика (показатель)	Место, занимаемое ИМС по данным экспертной оценки		
	МОНОЛИТНЫМИ	ГИБРИДНЫМИ ТОНКОПЛЕНОЧНЫМИ	ГИБРИДНЫМИ ТОЛСТОПЛЕНОЧНЫМИ
Эффективность мелкосерийного производства	3	2	1
Стоимость производства и эксплуатации	3	2	1
Пригодность для аналоговых устройств	3	1	1
Пригодность для цифровых устройств	1	3	3
Пригодность для устройств СВЧ	3	1	2
Удельный объем	1	2	3
Надежность	1	1	1
Максимально допустимое напряжение	3	1	1
Обеспечиваемая мощность	3	2	1
Диапазон сопротивлений резисторов	3	2	1
Диапазон емкостей конденсаторов	3	1	1
Точность и стабильность сопротивлений резисторов	3	1	2
Точность и стабильность емкостей конденсаторов	3	1	1

место тенденция к нивелировке частных показателей эффективности. Так, если обратиться к соответствующим данным, характеризующим ЭАТС, то можно установить, что $\delta_G = \delta_P \approx \delta_H \approx \delta_Q$. Что же касается δ_V и $\delta_{эфф}$, то их преобладание над указанными выше частными показателями ТЭЭ обусловлено главным образом большей величиной приписанных им экспертных весовых коэффициентов.

Как это видно из табл. 9.14, ЭАТС имеет существенное преимущество перед другими рассмотренными станциями коммутации по вероятности успешного выполнения поставленной задачи. При этом обращает на себя внимание то, что абсолютные значения ρ_j и $P_{\rho j}$ для АТС-К, КЭАТС и РТС являются чрезмерно низкими.

Несмотря на то, что приведенный пример расчета показателей ТЭЭ носит иллюстративный характер, он все же является в известной степени характерным, так как позволяет составить суждение о ТЭЭ реальных телефонных станций, выполненных на различной элементной базе, при автоматическом и ручном обслуживании соединений.

Аналогично может быть выполнен расчет интегральных показателей эффективности для некоторой совокупности исследуемых сетей (подсистем, систем) связи.

В заключение остановимся на некоторых технико-экономических аспектах ИМС частного применения, имеющих особенно важное значение для МЭА аналогового действия.

Пользуясь описанной выше методикой, произведем сравнительную оценку обобщенных показателей ТЭЭ монолитных, а также тонко- и толстопленочных ИМС применительно к условиям мелкосерийного производства МЭА описанного выше типа. В качестве исходных для такой оценки приняты данные, приведенные в табл. 9.18 [231].

При условии, что все характеристики (показатели), приведенные в этой таблице, являются равнозначными ($B_{ij}=1$), по формуле (9.23) рассчитываем частные показатели ТЭЭ, а затем по формулам (9.50) и (9.51) находим приращения эффективности для каждой из исследованных разновидностей интегральных микросхем. Результаты расчета сведены в табл. 9.19.

Из табл. 9.19 видно, что в рассмотренном примере при мелкосерийном производстве МЭА технико-экономическая эффективность гибридных тонкопленочных ИМС в 1,42, а толстопленочных в 1,5 раза выше, чем у монолитных интегральных микросхем.

Если при проектировании МЭА отдается предпочтение таким показателям, как стоимость производства и эксплуатации, пригодность для устройств аналогового действия, в том числе СВЧ, и энергетическим показателям, то преимущества гибридных ИМС рассматриваемых типов оказываются еще более ощутимыми.

Приведенные данные интересны тем, что они подтверждают эффективность комплексной миниатюризации не только для крупносерийной, но и для мелкосерийной МЭА.

В заключение отметим, что некоторые технико-экономические аспекты применения в МЭА цифровых ИМС рассмотрены в [16].

Таблица 9.19

Тип интегральной микросхемы	$\Delta\delta_j$	$\Delta\delta'_j$
Монолитная	2,03	0,226
Гибридная тонкопленочная	2,90	0,323
Гибридная толстопленочная	3,03	0,338

На этапе внедрения интегральной электроники в различные области техники произошли значительные изменения как в направлении совершенствования соответствующих изделий, так и в части взаимоотношений между разработчиками аппаратуры и элементной базы для нее. Во многом изменился и сам подход к проектированию радиоэлектронной аппаратуры. Претерпели коренные изменения многие основополагающие принципы проектирования, казавшиеся до этого незыблемыми.

Во-первых, это относится к проблеме избыточности, существенно повлиявшей на предшествовавших этапах развития радиоэлектроники на технико-экономические показатели изделий и, главным образом, на их массогабаритные характеристики и стоимость, которая оказалась отодвинутой на второй план. Это обстоятельство имело далеко идущие последствия, так как открыло благоприятные возможности для создания высоконадежной аппаратуры с требуемой стабильностью параметров на элементной базе с относительно нестабильными параметрами, характеризующейся к тому же значительным производственным разбросом и чувствительностью к внешним воздействиям.

Определяющими на новом этапе развития радиоэлектроники оказались проблемы отвода теплоты и ослабления паразитных связей, что особенно характерно для аппаратуры аналогового действия.

Во-вторых, оказалось, что создание нового экономически приемлемого и работоспособного изделия невозможно без существенного пересмотра аналога, выполненного на элементной базе первого и второго поколений. Копирование в интегральном исполнении схемы и конструкции аналога, выполненного на навесных элементах, не приводит к приемлемым решениям. В лучшем случае можно сохранить лишь функциональную схему изделия, подлежащего миниатюризации.

Это потребовало не только совершенствования знаний разработчика, но и перестройки его психологии. Поэтому на первом этапе внедрения элементной базы интегральной электроники много усилий было потрачено на преодоление «психологического барьера» между установившимися принципами проектирования РЭА и новым подходом к решению подобного рода задач.

В-третьих, в интегральной электронике нашли применение почти все наиболее прогрессивные методы технологии и проектирования, характерные для современного развития науки и производства. При этом проектирование схем, конструкций и технологии составило единый процесс проектирования МЭА. Это повлекло за собой необходимость при освещении задач собственно схемотехники отчасти касаться также вопросов, относящихся к конструированию и технологии производства радиоэлектронной аппаратуры на интегральных микросхемах.

Тем не менее, в настоящей монографии в основном освещены вопросы, касающиеся схемотехнических методов проектирования МЭА на современном этапе развития данной области техники, к особенностям которого относятся:

потребность в комплексном подходе к задачам проектирования, что обусловлено большей, чем на предшествующих этапах разви-

тия электроники зависимостью схемотехники от конструктивных решений и технологии производства аппаратуры;

необходимость изыскания оптимальных решений по формированию функциональных узлов и блоков, особенно для МЭА аналогового действия, а также сопряжению их между собой с использованием минимального количества дополнительных устройств;

изыскание путей повышения достоверности теоретической оценки эффективности возможных технических решений для сокращения объема дорогостоящих экспериментальных изысканий. Это же повлекло за собой необходимость дальнейшей формализации приемов и методов проектирования аппаратуры и, в первую очередь, к повышению уровня автоматизации проектирования РЭА с усложняющейся структурой.

При проработке вопросов схемотехники МЭА нельзя было не учесть, что основные разновидности ее обладают всеми признаками больших систем. Это сделало системный подход органическим для проектирования такого рода аппаратуры.

Естественно, что авторы не имели возможности охватить всё разнообразие возможных схем и структур МЭА. Поэтому в книге основное внимание уделено освещению типовых методов и приемов, позволяющих разработчику в каждом конкретном случае рационально подходить к проектированию изделий с заданными свойствами.

Учитывая, что количество публикаций по вопросам микроэлектроники и, в первую очередь, по операционным усилителям, микропроцессорам и микро-ЭВМ, с каждым годом возрастает, авторы не могли в полном объеме осветить соответствующие материалы, опубликованные, в частности, после второй половины 1980 г.

Список литературы

1. Малогабаритная радиоаппаратура. — В кн.: Вопросы конструирования, производства и эксплуатации/ Под ред. В. И. Сифорова. — М.: Изд-во иностр. лит., 1954. — 372 с.
2. Микроминиатюризация радиоэлектронной аппаратуры. — Л.: Изд-во судостроительной промышленности, 1962. — 272 с.
3. Гаврилов С. Н., Никулин С. М. Микроэлектроника. — М.: Энергия, 1970. — 80 с.
4. Колесов Л. Н. Введение в инженерную микроэлектронику. — М.: Советское радио, 1974. — 280 с.
5. Федотов Я. А. Основы физики полупроводниковых приборов. — М.: Советское радио, 1963. — 656 с.
6. Зотов А. И., Кошелев Б. Ф., Полковский И. М. Комплексная микроминиатюризация бортовой коммутационной аппаратуры связи. Вопросы радиоэлектроники, сер. Техника проводной связи, 1975, вып. 5, с. 87—94.
7. Некрасов М. М. Микроминиатюризация и микроэлектроника на нелинейных сопротивлениях. — М.: Советское радио, 1965. — 488 с.
8. Конструирование микроэлектронной аппаратуры/ Под ред. Б. Ф. Высоцкого. — М.: Советское радио, 1975. — 120 с.
9. Овчинников В. В., Дшхунян В. Л., Чичерин Ю. Е. Проектирование быстродействующих микроэлектронных цифровых устройств. — М.: Советское радио, 1975. — 288 с.
10. Основы проектирования микроэлектронной аппаратуры/ Под ред. Б. Ф. Высоцкого. — М.: Советское радио, 1977. — 352 с.
11. Аналоговые и цифровые интегральные схемы/ Под ред. С. В. Якубовского. — М.: Советское радио, 1979. — 336 с.
12. Гребен А. Б. Проектирование аналоговых интегральных схем. — М.: Энергия, 1976. — 256 с.
13. Свечников С. В. Принципы и проблемы микроэлектроники. — Радиотехника, 1972, № 5, с. 25—34.
14. Ефимов И. Е., Козырь И. Я. Основы микроэлектроники. — М.: Связь, 1975. — 272 с.
15. Принципы построения квазиэлектронных АТС малой емкости/ Под ред. Л. Я. Мисуловина. — М.: Связь, 1970. — 200 с.
16. Лебедев О. Т. Конструирование и расчет электронной аппаратуры на основе интегральных микросхем. — Л.: Машиностроение, 1976. — 328 с.
17. Суходоев И. В. Перспективы микроминиатюризации устройств аналоговой многоканальной связи. — В кн.: Полупроводниковые приборы в технике электросвязи. — М.: Связь, 1969, вып. 4, с. 3—18.
18. Бескорпусные полупроводниковые приборы/ А. А. Чернышев, А. И. Аксенов, В. И. Иванов, Ю. М. Кутыркин. — М.: Энергия, 1973. — 152 с.
19. Майоров А. С. Проектирование и производство модулей и микромодулей. — М.: Машиностроение, 1968. — 168 с.
20. Наумов Ю. Е. Интегральные логические схемы. — М.: Советское радио, 1970. — 432 с.
21. Микроомощные интегральные схемы/ К. А. Валиев, В. Н. Дягилев, В. И. Лебедев, А. В. Лубашевский. — М.: Советское радио, 1975. — 256 с.

22. Полковский И. М. Сравнительный анализ основных принципов проектирования устройств дискретной и интегральной полупроводниковой электроники. — Вопросы радиоэлектроники, сер. Техника проводной связи, 1973, вып. 3, с. 11—21.
23. Полковский И. М. Стабилизация параметров транзисторных усилителей. — М.: Энергия, 1973. — 336 с.
24. Колосов А. А., Горбунов Ю. И., Наумов Ю. Е. Полупроводниковые твердые схемы. — М.: Советское радио, 1965. — 502 с.
25. Зубачев С. Г., Тупицин В. Г. Некоторые вопросы моделирования аналогов полупроводниковых интегральных схем. — В кн.: Микроэлектроника/ Под ред. Ф. В. Лукина. — М.: Советское радио, 1967, вып. 1, с. 257—268.
26. Гусев В. П. Технология радиоаппаратурыстроения. — М.: Высшая школа, 1972. — 496 с.
27. Окунев Ю. Б., Плотников В. Г. Принципы системного подхода к проектированию в технике связи. — М.: Связь, 1976. — 184 с.
28. Дружинин В. В., Конторов Д. С. Проблемы системологии. Проблемы сложных систем. — М.: Советское радио, 1976. — 296 с.
29. Тищенко Н. М. Введение в проектирование сложных систем автоматики. — М.: Энергия, 1976. — 304 с.
30. Макол Р. Э., Гуд Г. Х. Системотехника. Введение в проектирование больших систем. — М.: Советское радио, 1962. — 384 с.
31. Раскин Л. Г. Анализ сложных систем и элементы теории оптимального управления. — М.: Советское радио, 1976. — 344 с.
32. Алексенко А. Г. Основы микросхемотехники. Элементы морфологии микроэлектронной аппаратуры. 2-е изд., перераб. и доп. — М.: Советское радио, 1977. — 408 с.
33. Варфоломеев И. Н., Ермолаев А. А., Шишов В. Р. Инженерный метод расчета электрической функциональной схемы микроэлектронных приемоусилительных трактов. — В кн.: Микроэлектроника, 1975, вып. 8, с. 261—274.
34. Пашкеев С. Д., Минязов Р. И., Могилевский В. Д. Машинные методы оптимизации в технике связи. — М.: Связь, 1976. — 272 с.
35. Подиновский В. В., Гаврилов В. М. Оптимизация по последовательно применяемым критериям. — М.: Советское радио, 1975. — 192 с.
36. Борисов Ю. П. Математическое моделирование радиосистем. — М.: Советское радио, 1976. — 296 с.
37. Сигорский В. П., Петренко А. И. Алгоритмы анализа электронных схем. — М.: Советское радио, 1976. — 608 с.
38. Полковский И. М. Стабилизированные усилительные устройства на транзисторах. — М.: Энергия, 1965. — 216 с.
39. Бандман О. Л. Синтез электронных РС-схем. — М.: Наука, 1966. — 248 с.
40. Херреро Д., Уиллонер Г. Синтез фильтров. — М.: Советское радио, 1971. — 232 с.
41. Айзинов М. М. Анализ и синтез радиотехнических цепей в переходном режиме. — Л.: Энергия, Ленингр. отд-ние, 1968. — 376 с.
42. Зелингер Дж. Основы матричного анализа и синтеза. — М.: Советское радио, 1970. — 240 с.
43. Стюарт Дж. Теория и синтез электрических цепей. — М.: Изд-во иностр. лит., 1962. — 518 с.

44. Колесников В. Н. Оптимальный избыточный синтез многоканальных структур ЦВМ. — М.: Советское радио, 1976. — 176 с.
45. Белов В. В., Воробьев Е. М., Шаталов В. Е. Теория графов. — М.: Высшая школа, 1976. — 392 с.
46. Справочник по полупроводниковым диодам, транзисторам и интегральным схемам/ Под ред. Н. Н. Горюнова. — М.: Энергия, 1976. — 744 с.
47. Проектирование радиоэлектронных устройств на интегральных микросхемах/ Под ред. С. Я. Шаца. — М.: Советское радио, 1976. — 312 с.
48. Справочник по интегральным микросхемам/ Под ред. Б. В. Тарабрина. — М.: Энергия, 1977. — 584 с.
49. Пospelов Д. А. Логические методы анализа и синтеза схем. — М.: Энергия, 1968. — 228 с.
50. Veitch A. A chart method for simplifying truth function. — Proceedings Association for Computing Machinery Conference, 1952, p. 127—143.
51. Расчет элементов импульсных и цифровых схем радиотехнических устройств/ Под ред. Ю. М. Казаринова. — М.: Высшая школа, 1976. — 359 с.
52. Телеграфные устройства на бесконтактных переключателях/ Под ред. П. А. Котова. — М.: Связь, 1964. — 296 с.
53. Гольденберг Л. М. Теория и расчет импульсных устройств на полупроводниковых приборах. — М.: Связь, 1969. — 755 с.
54. Синтез схем на пороговых элементах/ Е. Н. Вавилов, Б. М. Егоров, Б. М. Ланцев, В. Г. Тоценко. — М.: Советское радио, 1970. — 368 с.
55. Шляпоберский В. И. Основы техники передачи дискретных сообщений. — М.: Связь, 1973. — 480 с.
56. Рогинский В. Н. Построение релейных схем управления. — М.: Энергия, 1964. — 423 с.
57. Основы телеграфии и телеграфные станции/ В. В. Новиков, П. А. Наумов, М. И. Оксман, Э. Н. Кравченко. — М.: Связь, 1970. — 568 с.
58. Quine W. The problem of simplifying truth function. — American Mathematical Monthly, 1952, vol. 59, N 8, p. 521—531.
59. Фистер М. Логическое проектирование цифровых вычислительных машин. — Киев: Техніка, 1964. — 382 с.
60. Karnaugh M. The map method for synthesis of combinational logic circuits. — AIEE Journal P. I. Communication and Electronics, 1953, vol. 72, p. 593—598.
61. Проектирование аналого-цифровых систем на интегральных схемах/ Под ред. Б. В. Шамрая. — Л.: Машиностроение, 1976. — 256 с.
62. Чернышев Ю. О. Методы оптимизации комбинационных устройств. — М.: Советское радио, 1977. — 160 с.
63. Эйрес Р. Научно-техническое прогнозирование и долгосрочное планирование. — М.: Мир, 1971. — 296 с.
64. Диксон Дж. Проектирование систем: изобретательство, анализ и принятие решений. — М.: Мир, 1969. — 440 с.
65. Селезнев В. П. Навигационные устройства. — М.: Машиностроение, 1974. — 600 с.
66. Альтшулер Г. С. Алгоритм изобретения. — М.: Московский рабочий, 1969. — 272 с.

67. Букреев И. Н., Мансуров Б. М., Горячев В. И. Микроэлектронные схемы цифровых устройств.—М.: Советское радио, 1973.—264 с.

68. Вальков В. М., Ильюшенко Ю. М. Цифровые интегральные схемы, микропроцессоры и микро-ЭВМ/ Под ред. В. М. Пролейко.—М.: Советское радио, 1977.—104 с.

69. Цифровой преобразователь многочастотного набора для существующих телефонных станций.—В кн.: Электроника.—М.: Мир, 1976, т. 49, № 21, с. 14—15.

70. Марше Ж. Операционные усилители и их применение.—Л.: Энергия, Ленингр. отд-ние, 1974.—216 с.

71. Проектирование и применение операционных усилителей.—М.: Мир, 1974.—510 с.

72. Шило В. Л. Линейные интегральные схемы в радиоэлектронной аппаратуре.—М.: Советское радио, 1974.—311 с.

73. Алексенко А. Г., Диденко В. И., Лебедев А. А. Чувствительные интегральные компараторы.—В кн.: Микроэлектроника/ Под ред. А. А. Васенкова.—М.: Советское радио, 1973, вып. 6, с. 190—202.

74. Синтез активных RC-цепей/ Под ред. А. А. Ланнэ.—М. Связь, 1975.—296 с.

75. Хьюсман Л. П. Активные фильтры.—М.: Мир, 1972.—240 с.

76. Стыцько В. П., Аббясов З. А. Микроэлектронные гираторные фильтры низкочастотного диапазона.—В кн.: Микроэлектроника/ Под ред. А. А. Васенкова.—М.: Советское радио, 1973, вып. 6, с. 242—250.

77. Стыцько В. П., Буренин В. А., Власов В. П. Исследование широкополосных симметричных трансформаторов согласования на основе гираторов.—Электронная техника, сер. Радиодетали и компоненты, 1975, вып. 6 (12), с. 81—89.

78. Voogman H. O., Biesheuvel A. An electronic gyrator.—IEEE Journal of Solid-State Circuits, 1972, vol. SC-7, N 6, p. 469—474.

79. Аналоговые интегральные схемы. Элементы, схемы, системы и применения/ Под ред. Дж. Коннели.—М.: Мир, 1977.—439 с.

80. Многоканальная связь/ Под ред. И. А. Аболица.—М.: Связь, 1971.—488 с.

81. Интегральная схема АМ приемопередатчика.—В кн.: Электроника.—Мир, 1976, т. 49, № 21, с. 7—9.

82. Trends bei integrierten Schaltungen.—Fernmelde—Praxis, 1975, Bd 52, N 1, S. 46—47.

83. Кэтермоул К. В. Принципы импульсно-кодовой модуляции.—М.: Связь, 1974.—408 с.

84. Optical fiber exhibits lowest loss yet reported.—Microwaves, 1976, vol. 15, N 8, p. 22.

85. Barry Francis. Telecommunications boom fosters new technology.—Electronic Engineering, 1974, vol. 46, N 557, p. 27—29, 31.

86. Пат. 3641496 (США). Electronic voice annunciation system, having binary converted into audiorepresentation.

87. Куликов С. В., Чистяков Б. В. Дискретные преобразователи сигналов на транзисторах.—М.: Энергия, 1972.—288 с.

88. Дельта-модуляция. Теория и применение/ М. Д. Венедиктов, Ю. П. Женевский, В. В. Марков, Г. С. Эйбус.—М.: Связь, 1976.—272 с.

89. RC-active filters for the D3 channel bank/ R. A. Friedenson,

R. W. Damels, R. J. Dow, P. H. Donald. — BSTI, 1975, vol. 54, N 3, p. 507—530.

90. Букреев В. И., Козин Е. В., Николаев В. В. Исследование коллекторного модулятора класса D. — Изв. вузов, сер. Радиоэлектроника, 1976, т. XX, № 7, с. 131—132.

91. Теория импульсной радиосвязи/ В. И. Сифоров, С. А. Дробов, Я. Д. Ширман, Н. А. Железнов. — Л.: Изд. ЛКВВИА, 1951. — 411 с.

92. Халин Ф. М., Леонов А. Ф., Меладзе В. В. Методы повышения качества электронных систем коммутации. — М.: Связь, 1971. — 207 с.

93. Гусятинский И. А., Рыжков Е. В., Немировский А. С. Радиорелейные линии связи. — М.: Связь, 1965. — 543 с.

94. Tomazawa A., Koneko H. Companded delta modulation for telephone transmission. — IEEE Transactions on Communication Technology, 1968, COM-16, № 1, p. 149—157.

95. Тепляков И. М. Радиотелеметрия. — М.: Советское радио, 1966. — 311 с.

96. Пат. 3566038 (США). Multiplexed entertainment service system.

97. Иванова О. Н. Электронная коммутация. — М.: Связь, 1971. — 296 с.

98. Полковский И. М., Рудберг Ю. Е. Оценка эффективности коммутационных элементов. — Электросвязь, 1977, № 9, с. 56—60.

99. Заездный А. М. Основы расчета радиотехнических цепей. — М.: Связь, 1966. — 368 с.

100. Атабеков Г. И. Теоретические основы электротехники. Ч. 1. — Л.: Энергия, Ленингр. отд-ние, 1964. — 312 с.

101. Bhatt J., Hawkins R. PNP diode matrices for application in communication system. — IEEE International Conference Communications, Montreal, Canada, 1971, vol. 7, p. 42—46.

102. А. с. 546108 (СССР). Электронный ключ/ Ю. Г. Василевский, И. М. Полковский, Ю. Е. Рудберг. — Оpubл. в Б. И., 1977, № 5.

103. Аналоговый электронный прерыватель. — Электронная промышленность, 1973, вып. 8 (22), с. 18.

104. Микросхемы аналоговых коммутаторов. — М.: ЦНИИ Электроника, 1976. — 20 с.

105. Leone R., Murphy V. T. Delta modulation coder for telephone transmission and switching. — BSTI, 1970, vol. 49, N 6, p. 1013—1031.

106. Аналоговые гибридные интегральные схемы серии 240/ Р. Н. Жулпа, А. М. Каняусис, А. К. Марцинкевичус, Д. Ц. Паулаускас. — Электронная промышленность, 1975, вып. 8 (44), с. 50—54.

107. Жигалов В. Д., Коваленко В. В. Линейная полупроводниковая схема К181ЕН1. — Электронная промышленность, 1974, № 11 (35), с. 59—61.

108. Бахтиаров Г. Д., Дикий С. Л. Аналого-цифровые преобразователи. — В кн.: Зарубежная радиоэлектроника. — М.: Советское радио, 1975, с. 59—90.

109. Gouttebel R., Miroux J., Coudrat A. Equipement de modulation d'abonnés pour autocommutateur temporel (System Platon). — Commutation et Electronique, 1969, janvier, N 24, p. 39—61.

110. А. с. 637957 (СССР). Устройство коммутации/ Ю. Г. Ва-

снлевский, И. М. Полковский, Ю. Е. Рудберг. — Опул. в Б. И., 1960, № 23.

111. **Калниньш В. П.** Анализ импульсных дифференциальных систем. — В кн.: Вопросы электросвязи. — Рига: Изд. Рижского политехнического ин-та, 1975, вып. 12, с. 138—164.

112. **Автоматические** информационные устройства ГТС/ Ю. А. Баранов, Л. С. Бутенко, В. В. Добровольский, И. В. Кушманов. — Электросвязь, 1977, № 9, с. 47—49.

113. **Duke P. F.** Subjective evaluation of delta modulation performance. — ATR Austral Telecommunication Review, 1971, vol. 5, N 2, p. 12—22.

114. **Полковский И. М., Ткаченко А. Д.** Электроакустические тракты с обратной связью. — М.: Связь, 1969. — 224 с.

115. **Саложков М. А.** Речевой сигнал в кибернетике и связи. — М.: Связьиздат, 1963. — 452 с.

116. **Покровский Н. Б.** Расчет и измерение разборчивости речи. — М.: Связьиздат, 1962. — 391 с.

117. **Постоянное** запоминающее устройство емкостью 1024 бит/ М. М. Афанасьев, В. М. Гусаков, И. А. Можаяев и др. — Электронная промышленность, 1977, вып. 3, с. 46, 47.

118. **А. с. 511727 (СССР).** Резервированное переговорное устройство/ Ю. Г. Василевский, И. М. Полковский, Ю. Е. Рудберг, В. И. Сасаров. — Опул. в Б. И., 1976, № 15.

119. **Расчет** импульсных устройств на полупроводниковых приборах. — Сборник примеров и задач/ Под ред. Т. М. Агаханяна. — М.: Советское радио, 1975. — 344 с.

120. **Степаненко И. П.** Основы теории транзисторов и транзисторных схем. 4-е изд., перераб. и доп. — М.: Энергия, 1977. — 671 с.

121. **Бруевич Н. Г.** О точности механизмов. — М.: АН СССР, 1941. — 52 с.

122. **Бруевич Н. Г.** О точности основной формулы теории ошибок механизма. — Изв. АН СССР, ОТН, 1944, № 9, с. 545—558.

123. **Бородачев Н. А.** Анализ качества и точности производства. — М.: Машгиз, 1946. — 252 с.

124. **Бородачев Н. А.** Основные вопросы точности производства. — М.: АН СССР, 1950. — 416 с.

125. **Точность** производства в машиностроении и приборостроении/ Под ред. А. Н. Гаврилова. — М.: Машиностроение, 1973. — 567 с.

126. **Бруевич Н. Г., Сергеев В. И.** Основы нелинейной теории точности и надежности устройств. — М.: Наука, 1976. — 136 с.

127. **Чернецкий В. И.** Анализ точности нелинейных систем управления. — М.: Машиностроение, 1968. — 246 с.

128. **Быховский М. Л.** Основы динамической точности электрических и механических цепей. — М.: АН СССР, 1958. — 157 с.

129. **Бруевич Н. Г., Доступов Б. Г.** Основы теории счетно-решающих устройств. — М.: Советское радио, 1964. — 818 с.

130. **Пампура В. И.** Анализ радиоцепей и их схемной надежности. — Киев: Техніка, 1967. — 324 с.

131. **Гусев В. П., Фомин А. В., Кунявский Г. М.** Расчет электрических допусков радиоэлектронной аппаратуры. — М.: Советское радио, 1963. — 368 с.

132. **Месяцев П. П.** Применение теории вероятностей и математической статистики при конструировании и производстве радиоаппаратуры. — М.: Оборонгиз, 1958. — 262 с.

133. **Архангельский А. Я.** Аналитический метод вероятностного расчета транзисторных схем. — В кн.: Полупроводниковые приборы и их применение. — М.: Советское радио, 1966, вып. 16, с. 139—166.
134. **Nussbaum E., Irland E. A., Joung C. E.** Statistical analysis of logic circuit performance in digital system. — PIRE, 1961, vol. 49, N 1, p. 236—244.
135. **Айбиндер И. М.** Об основах статистического расчета радиосхем. — Радиотехника, 1962, № 4, с. 52—60.
136. **Надежность полупроводниковых радиоустройств летательных аппаратов/ А. В. Фомин, Ю. Г. Обичкин, Е. А. Молостов и др.** — М.: Машиностроение, 1968. — 268 с.
137. **Нечаев Н. Т.** Вероятностные расчеты нестабильности частоты. — М.: Энергия, 1969. — 224 с.
138. **Михайлов А. В.** Эксплуатационные допуски и надежность радиоэлектронной аппаратуры. — М.: Советское радио, 1973. — 216 с.
139. **Фомин А. В., Борисов В. Ф., Чермошенский В. В.** Допуски в радиоэлектронной аппаратуре. — М.: Советское радио, 1973. — 128 с.
140. **Моделирование и оптимизация на ЭВМ радиоэлектронных устройств/ Под ред. З. М. Бененсона.** — М.: Советское радио, 1981. — 272 с.
141. **Локтаев В. С., Гимпельсон В. Д.** Технология производства микромодулей. — М.: Энергия, 1973. — 144 с.
142. **Розенберг В. Я.** Введение в теорию точности измерительных систем. — М.: Советское радио, 1975. — 304 с.
143. **Иванцов А. И.** Основы теории точности измерительных устройств. — М.: Изд-во стандартов, 1972. — 212 с.
144. **Соренков Э. И., Телига А. И., Шаталов А. С.** Точность вычислительных устройств и алгоритмов. — М.: Машиностроение, 1976. — 200 с.
145. **Боде Г.** Теория цепей и проектирование усилителей с обратной связью. — М.: Изд-во иностр. лит., 1948. — 642 с.
146. **Гехер К.** Теория чувствительности и допусков электронных цепей. — М.: Советское радио, 1973. — 200 с.
147. **Горовиц А. М.** Синтез систем с обратной связью. — М.: Советское радио, 1970. — 600 с.
148. **Ishisaki Y., Watanabe H.** An iterative method for network design as a non-linear programming problem. — Nippon Electric Company Ltd. Japan, Monograph DEB 485, 1964.
149. **Tomovic R.** Sensitivity analysis of dynamic systems. New York, 1963.
150. **Томович Р., Вукобратович М.** Общая теория чувствительности. — М.: Советское радио, 1972. — 240 с.
151. **Методы теории чувствительности в автоматическом управлении/ В. И. Городецкий, Ф. М. Захарьин, Е. Н. Розенвассер, Р. М. Юсупов.** — Л.: Энергия, Ленингр. отд-ние, 1971. — 344 с.
152. **Трохименко Я. К., Каширский И. С., Рыбин А. И.** Статистический анализ электронных цепей постоянного тока. — Изв. вузов, сер. Радиоэлектроника, 1974, т. XVII, № 6, с. 69—73.
153. **Ильин В. Н.** Машинное проектирование электронных схем. — М.: Энергия, 1972. — 280 с.
154. **Михайлов А. В., Савин С. К.** Точность радиоэлектронных устройств. Анализ и синтез точности радиоэлектронных устройств летательных аппаратов. — М.: Машиностроение, 1976. — 214 с.

155. Попов В. Н. Нормы и допуски на параметры функциональных узлов. — М.: Энергия, 1972. — 72 с.
156. Шмидт Э. П. Натурные испытания электронных приборов. — М.: Советское радио, 1976. — 136 с.
157. Архангельский А. Я., Гордеев Б. К. Анализ метода вероятностного расчета интегральных схем на максимум процента выхода. — В кн.: Микроэлектроника. — М.: Советское радио, 1975, вып. 8, с. 176—184.
158. Доценко Н. С., Соболев В. В. Долговечность элементов радиоэлектронной аппаратуры. — Л.: Энергия, Ленингр. отд-ние, 1968. — 360 с.
159. Николаевский И. Ф., Игумнов Д. В. Параметры и предельные режимы работы транзисторов. — М.: Советское радио, 1971. — 382 с.
160. Дульнев Г. Н., Семьяшкин Э. М. Теплообмен в радиоэлектронных аппаратах. — Л.: Энергия, Ленингр. отд-ние, 1968. — 360 с.
161. Транзисторы. Параметры, методы измерений и испытаний. — М.: Советское радио, 1968. — 504 с.
163. Калахан Д. Методы машинного расчета электронных схем. — М.: Мир, 1970. — 344 с.
163. Рабинович С. Г. Погрешности измерений. — Л.: Энергия, Ленингр. отд-ние, 1978. — 262 с.
164. Володин Е. Б., Свидзинский К. К. Перспективы применения элементов интегральной оптики в микроэлектронной аппаратуре. — Электронная промышленность, 1977, вып. 6 (60), с. 75—83.
165. ОСТ 4.ГО.010.009—73. Узлы и блоки радиоэлектронной аппаратуры на микросхемах. Конструирование.
166. Morrison R. Using the clearance-hole method for multilayer printed wiring. — Electronic Packaging and Production, 1965, N 8, p. 17—21.
167. Федулова А. А., Явич Э. Р., Котов Е. П. Многослойные печатные платы. — М.: Советское радио, 1973. — 120 с.
168. Schiavo J. S., Mortimer H. T. Microelectronics interconnection method. — Electronic Packaging and Production, 1966, N 5, p. 131—177.
169. Multilayer printed circuit board. Ed. IPC, New-York, 1968.
170. Schuster N. J. High density requirement and multilayer. — Electronic Packaging and Production, 1967, N 3, p. 157—159.
171. А. с. 265201 (СССР). Многослойная печатная плата/ М. П. Богачев, Ю. Ф. Базаитов, Н. В. Кузнецов и др. — Опубл. в Б. И., 1970, № 10.
172. Гееленко В. П., Ромашко В. И., Полянский Г. А. Трассировка проводных соединений многослойных печатных плат с применением коммутационных микросхем. — В кн.: Электроника и моделирование. — Киев: Наукова думка, 1975, вып. 7, с. 82—83.
173. Берри Р., Холл П., Гаррис М. Тонкопленочная технология. — М.: Энергия, 1972. — 336 с.
174. ОСТ 11.073.002—75. Микросхемы интегральные гибридные. Подложки и платы. Размеры.
175. Гимпельсон В. Д., Родионов Ю. А. Тонкопленочные микросхемы для приборостроения и вычислительной техники. — М.: Машиностроение, 1976. — 328 с.
176. Технологические основы гибридных интегральных схем. — Львов: Вища школа, 1977. — 168 с.
177. Jürgen H., Dieter H. H. Probleme der Ermittlung und Rea-

lisierung universeller logischer Elemente. Radio — Fernsehen — Elektronik, 1972, Bd 21, N 16, S. 518—519.

178. Столлер Дж. Переворот в технике компоновки электронной аппаратуры. Ч. 1. — Электроника, 1965, т. 38, № 21, с. 3—23.

179. Аббот М. Роль конструктора, проектирующего систему. — Электроника, 1965, т. 38, № 22, с. 37—38.

180. Лившиц Б. С., Фидлин Я. В., Харкевич А. Д. Теория телефонных и телеграфных сообщений. — М.: Связь, 1971. — 304 с.

181. Гладких Г. А., Чичик П. Д. Активные фильтры на операционном усилителе. — Изв. вузов, сер. Радиоэлектроника, 1972, т. XV, № 10, с. 1281—1282.

182. Долкарт В. М., Новик Г. Х. Конструктивные и электрические характеристики многослойных печатных плат. — М.: Советское радио, 1971. — 88 с.

183. Семенцов В. И. Расчет индуктивности проводников в слоистых средах. — Радиотехника, 1976, т. 31, № 5, с. 85—89.

184. Якобсон А. В., Рудберг Ю. Е., Спектор А. П., Эпштейн Д. Л. К расчету емкостных связей между печатными проводниками. — Техника средств связи, сер. Техника проводной связи, 1977, вып. 11 (21), с. 80—90.

185. Лаврентьев М. А., Шабат Б. В. Методы теории функции комплексного переменного. — М.: Наука, 1965. — 716 с.

186. Сегал Б. И., Семендяев К. А. Пятизначные математические таблицы. — М.: Госиздат физико-математической л-ры, 1962. — 464 с.

187. Градштейн И. С., Рыжик И. М. Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений. — М.: Наука, 1971. — 1108 с.

188. Ганстон М. А. Р. Справочник по волновым сопротивлениям фидерных линий СВЧ. — М.: Связь, 1976. — 152 с.

189. Klosterman E. H., Ungue J. E. Transmission design and environmental protection of remreed network. — BSTJ, 1976, vol. 55, N 5, p. 637—663.

190. Авдеев В. В., Вашакидзе Ю. Н., Гринченко И. Д. Выбор конструкции многоканальной БИС с учетом взаимного влияния межсоединений. — Электронная промышленность, 1976, вып. 6 (54), с. 63—65.

191. Горохов В. А. Цифровой микрокоммутатор. — Труды международной конференции «Элементы микроэлектроники». — Дрезден, 1978.

192. Jumbo — Jet 2000 kg leichted durch LSI — Multiplexer. — Elektronik, 1970, Bd. XIX, N 11, s. 366.

193. Вентцель Е. С. Исследование операций. — М.: Советское радио, 1972. — 552 с.

194. Топфер М. Микроэлектроника толстых пленок. Технология, конструирование, применение. — М.: Мир, 1973. — 259 с.

195. Цветков А. Г. Принципы количественной оценки эффективности радиоэлектронных устройств. — М.: Советское радио, 1971. — 200 с.

196. Явич А. А., Плоткин А. Д. Организация и экономика разработок аппаратуры. — М.: Советское радио, 1975. — 208 с.

197. Абрамов С. А. Экономическое обоснование автоматизации обработки информации. — М.: Статистика, 1974. — 84 с.

198. Кокшарский Н. С. Техничко-экономическое обоснование при проектировании средств и сооружений проводной связи. — М.: Связь, 1965. — 190 с.

199. Беккер П., Йенсен Ф. Проектирование надежных электронных схем. — М.: Советское радио, 1977. — 256 с.
200. Сервинский Е. Г. Оптимизация системы передачи дискретной информации. — М.: Связь, 1974. — 336 с.
201. Канторович Л. В., Горстко А. Б. Оптимальные решения в экономике. — М.: Наука, 1972. — 231 с.
202. Захаров Г. П. Эффективность систем связи. — Электросвязь, 1967, № 12, с. 33—41.
203. Зелигер А. Н. Критерии оценки качества систем связи. — М.: Связь, 1974. — 40 с.
204. Нейман Дж., Morgenstein О. Теория игр и экономическое поведение. — М.: Наука, 1970. — 708 с.
205. Чермен У., Акоф Р., Акоф Л. Введение в исследование операций. — М.: Наука, 1968. — 488 с.
206. Ольдерогге Г. Б. Критерий сравнения различных методов повышения достоверности цифровой информации, передаваемой по каналам связи с помехами. — Электросвязь, 1967, № 7, с. 10—13.
207. Подольский А. Г. Выбор критерия оценки транзисторных логических элементов. — Вопросы радиоэлектроники, сер. общетехническая, 1969, № 3, с. 107—121.
208. Проектирование микроэлектронных устройств/ О. А. Пятлин, П. И. Овсищев, И. М. Лазер и др. — М.: Советское радио, 1977. — 272 с.
209. Интегральные схемы/ Г. Р. Мэдленд, Г. К. Дикен, Р. Д. Ричардсон и др. — М.: Советское радио, 1970. — 592 с.
210. Васенков А. А., Лаврищев В. П., Соколова Г. Н. Оценка эффективности использования новых физических явлений в микроэлектронике. — В кн.: Микроэлектроника, 1975, вып. 8, с. 409—417.
211. Заездный А. М., Лифшиц Л. Л. Количественные оценки эффективности систем связи. — Электросвязь, 1968, № 5, с. 51—58.
212. Харкевич А. А. Очерки общей теории связи. — М.: Изд-во технико-теоретической литературы, 1955. — 268 с.
213. Теплов Н. Л. Помехоустойчивость систем передачи дискретной информации. — М.: Связь, 1964. — 359 с.
214. Зюко А. Г. Помехоустойчивость и эффективность систем связи. — М.: Связь, 1972. — 359 с.
215. Васильев П. В. Критерий для оценки эффективности систем передачи дискретной информации. — Труды учебных институтов связи, 1964, № 20, с. 128—129.
216. Barnard G. A. Generalized cost expression for privateline communications channels. — IEEE Transactions Communication Technology, 1964, vol. COM-12, N 4, p. 228—231.
217. Полковский И. М. Оценка технико-экономической эффективности аппаратуры связи по интегральному показателю. — Вопросы радиоэлектроники, сер. Техника проводной связи, 1973, вып. 3, с. 84—91.
218. Полковский И. М. Методика расчета технико-экономической эффективности аппаратуры телефонной коммутации. — Вопросы радиоэлектроники, сер. Техника проводной связи, 1975, вып. 6, с. 95—101.
219. Камотесов В. К., Госумян К. А. Сравнительная оценка эффективности применения интегральных схем в цифровой аппаратуре. — В кн.: Микроэлектроника. — М.: Советское радио, 1969, вып. 3, с. 303—313.

220. **Бешелев С. Д., Гурвич Ф. Г.** Экспертные оценки. — М.: Наука, 1973. — 159 с.
221. **Шеннон К.** Статистическая теория передачи сигналов. — В кн.: Теория передачи электрических сигналов при наличии помех. — М.: Изд-во иностр. лит., 1953, с. 7—87.
222. **Полковский И. М., Чистяков В. П.** Станции электронной коммутации. — Техника и вооружение, 1967, № 3, с. 40—44.
223. **Шаракшанэ А. С., Железнов И. Г., Ивницкий В. А.** Сложные системы. — М.: Высшая школа, 1977. — 247 с.
224. **Варламов Р. Г.** Компоновка радиоэлектронной аппаратуры. — М.: Советское радио, 1975. — 352 с.
225. **Иванова О. Н., Лазарев В. Г., Пийль Е. И.** Синтез электронных схем дискретного действия. — М.: Связь, 1964. — 176 с.
226. **Луцкий В. А.** Расчет надежности и эффективности радиоэлектронной аппаратуры. — Киев: Наукова думка, 1968. — 208 с.
227. **Дружинин Г. В.** Надежность устройств автоматики. — М.: Энергия, 1964. — 320 с.
228. **Надежность электронных элементов и систем/** Под ред. Х. Шнайдера. — М.: Мир, 1977. — 258 с.
229. **Микромощные интегральные схемы серии К564** повышенного быстродействия/ В. П. Агапкин, Р. Б. Горелов, А. С. Левит, А. Н. Полосин. — Электронная промышленность, 1977, № 4, с. 84—87.
230. **Высокопомехоустойчивые логические ИС** серии К511/ В. П. Болдырев, В. И. Медведев, Н. С. Рябова и др. — Электронная промышленность, 1975, № 12, с. 61—64.
231. **Хаммер Д., Биггерс Дж.** Технология толстопленочных гибридных интегральных схем. — М.: Мир, 1975. — 496 с.
232. **Основы многоканальной связи/** Под ред. И. К. Бобровской. — М.: Связь, 1975. — 328 с.
233. **Соучек Б.** Микропроцессоры и микро-ЭВМ. — М.: Советское радио, 1979. — 520 с.
234. **Микропроцессоры.** — Тезисы докладов Второго Всесоюзного семинара по микропроцессорам. — Рига: Зинатне, 1977, т. 1 — 221 с., т. 2 — 205 с.
235. **Loughron J., Kurzweil K.** Economic considerations in multiplayer thick film hybrids. — IEEE Transactions on Parts, Hybrids and Packaging, 1974, vol. 10, N 2, p. 120—131.
236. **Хвостанцев М. А.** Микропроцессоры и системы обработки данных. — Зарубежная радиоэлектроника, 1975, № 9, с. 31—60.
237. **Верхопятницкий П. Д., Латинский В. С., Ханин П. К.** Эффективность миниатюризации судовой радиоэлектронной аппаратуры. — Л.: Судостроение, 1975. — 304 с.

ОГЛАВЛЕНИЕ

	Стр.
Предисловие	3
<i>Глава первая</i>	
Миниатюризация радиоэлектронной аппаратуры	7
1.1. Представление об элементной базе и радиоэлектронной аппаратуре различных поколений	7
1.2. Сравнительный анализ основных принципов проектирования устройств дискретной и интегральной электроники	13
1.3. Условия и критерии миниатюризации	25
<i>Глава вторая</i>	
Анализ и синтез радиоэлектронных структур	32
2.1. Применение аппарата системотехники для анализа и синтеза структуры МЭА	32
2.2. Синтез структурных схем аналоговых устройств	41
2.3. Анализ и синтез цифровых устройств	51
2.4. Методика планирования новизны проектируемого изделия	79
<i>Глава третья</i>	
Схемотехника и элементная база цифровой МЭА	85
3.1. Особенности проектирования цифровых устройств	85
3.2. Базовые элементы для цифровых интегральных микросхем	87
3.3. Интегральные микросхемы для цифровой МЭА. Структура и основные параметры	99
<i>Глава четвертая</i>	
Схемотехника и элементная база МЭА аналогового действия	101
4.1. Особенности проектирования устройств аналогового действия на интегральных микросхемах	101
	317

4.2. Базовые элементы для интегральных микросхем аналогового действия	104
4.3. Аналоговые интегральные микросхемы. Их структура и основные параметры	106

Глава пятая

Особенности схемотехники и элементная база МЭА с аналого-дискретным и аналого-цифровым преобразованием сигналов	119
5.1. Реализация основных видов аналого-дискретных и аналого-цифровых преобразований сигналов	119
5.2. Условия неискаженной передачи аналоговых сигналов в трактах с аналого-дискретным и аналого-цифровым преобразованием	127
5.3. Интегральные микросхемы для аналого-дискретного и аналого-цифрового преобразования сигналов	134

Глава шестая

Функциональные узлы и блоки на интегральных микросхемах и их сопряжение	143
6.1. Функциональные узлы и блоки цифрового типа	143
6.2. Функциональные узлы и блоки аналогового действия	156
6.3. Примеры структурного синтеза МЭА	168

Глава седьмая

Оценка точности и достижение заданной стабильности параметров МЭА	180
7.1. Исходные предпосылки	181
7.2. Учет влияния дестабилизирующих факторов при их комплексном воздействии	192
7.3. Анализ допусков выходных параметров при известных погрешностях параметров элементов	200
7.4. Определение рациональных допусков параметров элементов при заданных допусках на выходные параметры изделия	216

Глава восьмая

Электрические соединения в МЭА	225
8.1. Особенности конструкции плат печатных узлов и гибридных интегральных микросхем	225

8.2. Схемотехнические методы решения проблемы электрических соединений	229
8.3. Способы ослабления паразитных связей между цепями электрических соединений	237
8.4. Примеры оптимизации электрических соединений в МЭА	246

Глава девятая

Оценка показателей технико-экономической эффективности МЭА на этапе проектирования	252
9.1. Обзор критериев и методов оценки эффективности	252
9.2. Рекомендуемая методика количественной оценки ТЭЭ	270
9.3. Исходные данные для количественной оценки ТЭЭ. Пример расчета	285
Заключение	304
Список литературы	306

Иосиф Меерович Полковский
Виталий Петрович Стыцько
Юлий Ефимович Рудберг

Схемотехника микроэлектронной аппаратуры

Редактор М. А. Бедревский
Редактор издательства Г. Н. Астафуров
Переплет художника В. Д. Козлова
Художественный редактор Г. Н. Кованов
Технический редактор Г. З. Кузнецова, Г. И. Колосова
Корректор Л. С. Глаголева
ИБ № 1803 (Энергия)

Сдано в набор 30.07.81 г.	Подписано в печать 29.10.81 г.	Т-28619	
Формат 84×108/32	Бумага кн.-журн. № 2	Гарнитура литературная	
Печать высокая	Усл. печ. л. 16,8	Усл. кр.-отт. 17,115	Уч.-изд. л. 17,68
Тираж 20 000 экз.	Изд. № 19387	Зак. № 1233	Цена 1 р. 10 к.

Издательство «Радио и связь». 101000 Москва, Главпочтамт, а/я 693

Московская типография № 10 Союзполиграфпрома Государственного комитета СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли. 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10

1 р. 10 к.

«РАДИО И СВЯЗЬ»