

Б.С.ГЕРШУНСКИЙ СПРАВОЧНИК ПО РАСЧЕТУ ЭЛЕКТРОННЫХ СХЕМ

Б.С.ГЕРШУНСКИЙ

СПРА
ВОЧ
НИК
СПРАВОЧНИК
ПО РАСЧЕТУ
ЭЛЕКТРОННЫХ
СХЕМ

Б. С. ГЕРШУНСКИЙ

1012-73

СПРАВОЧНИК ПО РАСЧЕТУ ЭЛЕКТРОННЫХ СХЕМ

НТБ ВНТУ



1012-73

621.38(03) Г 42 1983

Гершунский Б. С. Справочник по расчету эле

АБОНЕМЕНТ-2

Киев
Издательство при Киевском
государственном университете
издательского объединения
«Вища школа»
1983

Справочник по расчету электронных схем. Б. С. Гершунский. — Киев: Вища школа. Изд-во при Киев. ун-те, 1983. — 240 с.

Приведены сведения о расчете наиболее распространенных современных электронных схем на дискретных полупроводниковых элементах — источниках питания электронной аппаратуры, усилителей и генераторов, а также о схемотехнических особенностях некоторых узлов на интегральных микросхемах. Изложены основные этапы проектирования современной электронной аппаратуры.

В отличие от имеющихся учебных пособий и справочников по расчету электронной аппаратуры содержание и структура данной книги ориентированы на последовательное ознакомление читателя с выбором типовой схемы проектируемого узла, методикой составления технического задания, проведением необходимых расчетных операций, практической оценкой полученных результатов.

Для широкого круга радиолюбителей. Будет полезен инженерно-техническим работникам, преподавателям, студентам, учащимся высших и средних специальных учебных заведений, профессионально-технических училищ, слушателям курсов повышения квалификации.

Табл. 48. Ил. 154. Библиогр.: 111 назв.

Рецензенты: канд. техн. наук *А. Я. Тетельбаум*, *А. В. Романовская*, *В. Ю. Герасименко*

Редакция естественной литературы

Зав. редакцией *Б. Н. Фляшиков*

Борис Семенович Гершунский

СПРАВОЧНИК ПО РАСЧЕТУ ЭЛЕКТРОННЫХ СХЕМ

Редактор *Е. М. Миронец*

Переплет художника *А. Ф. Мороза*

Художественный редактор *Т. М. Зяблицева*

Технический редактор *Е. Г. Рублев*

Корректоры *А. В. Дрожжина*, *С. Д. Мирончик*

Информ. бланк № 3566

Сдано в набор 03.09.82. Подп. и печать 04.05.83. БФ 03157.

Формат 60×90/16. Бумага газет. Лит. гарн. Выс. печать.

Усл. печ. л. 15,0. Усл. кр.-отт. 15,32. Уч.-изд. л. 20,96.

Тираж 35000 экз. Изд. № 1769-к. Зак. № 2—2232. Цена 1р. 70 к.

Издательство при Киевском государственном университете,
252001, Киев-1, Крещатик, 4.

Головное предприятие республиканского производственного объединения «Полиграфкинг», 252067, Киев, ул. Довженко, 3.



Предисловие	6
-----------------------	---

Раздел I

РАСЧЕТ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ

Глава I

Выпрямители

1.1. Общие сведения	7
1.2. Расчет силовых трансформаторов	8
1.2.1. Особенности конструкции	8
1.2.2. Исходные данные для расчета. Задачи расчета	10
1.2.3. Порядок расчета малоомощного силового трансформатора	29
1.3. Расчет выпрямительных схем	29
1.3.1. Сравнительная характеристика основных схем выпрямления	31
1.3.2. Порядок расчета. Основные расчетные соотношения	36
1.4. Сглаживающие фильтры	36
1.4.1. Общие сведения	36
1.4.2. Индуктивно-емкостные фильтры	39
1.4.3. Резистивно-емкостные фильтры	42
1.4.4. Транзисторные сглаживающие фильтры	42

Глава 2

Стабилизаторы постоянного напряжения

2.1. Общие сведения	54
2.2. Параметрические стабилизаторы	55
2.2.1. Основные схемы	59
2.2.2. Порядок расчета	62
2.3. Стабилизаторы компенсационного типа	62
2.3.1. Основные схемы	64
2.3.2. Порядок расчета	70
2.4. Интегральные стабилизаторы напряжения	70

Глава 3

Преобразователи постоянного напряжения

3.1. Общие сведения	75
3.2. Принцип работы транзисторного преобразователя	75
3.3. Разновидности схем автогенераторов двухтактных преобразователей с самовозбуждением	77
3.4. Усилители мощности	79
3.5. Порядок расчета транзисторного преобразователя напряжения	79
<i>Список использованной литературы к разделу I</i>	
	88

Раздел II
РАСЧЕТ УСИЛИТЕЛЕЙ

Глава 4
Усилители низкой частоты

4.1. Общие сведения	90
4.1.1. Типовые схемы усилительных каскадов на биполярных транзисторах	94
4.1.2. Режимы работы усилительных каскадов	96
4.1.3. Технические условия на проектирование УНЧ	97
4.1.4. Порядок предварительного расчета УНЧ	98
4.1.5. Общие сведения об окончательном расчете УНЧ	103
4.2. Расчет выходных каскадов УНЧ на биполярных транзисторах	104
4.2.1. Расчет однотактного выходного каскада	104
4.2.2. Расчет двухтактного выходного каскада	109
4.2.3. Расчет выходного бестрансформаторного каскада	112
4.3. Расчет предварительных каскадов УНЧ на биполярных транзисторах	114
4.3.1. Расчет резистивного каскада предварительного усиления	114
4.3.2. Расчет входного каскада усилителя (эмиттерного повторителя)	120
4.4. Особенности расчета УНЧ на полевых транзисторах	121
4.5. Расчет основных показателей УНЧ при введении отрицательной обратной связи (ООС)	124

Глава 5
Расчет широкополосных усилителей

5.1. Общие сведения	127
5.2. Исходные данные для расчета	129
5.3. Порядок расчета	129
5.3.1. Расчет каскада с высокочастотной эмиттерной коррекцией	132
5.3.2. Расчет цепи высокочастотной коррекции с индуктивностью	133
5.3.3. Расчет цепи низкочастотной коррекции	134

Глава 6
Избирательные усилители

6.1. Общие сведения	135
6.2. Основные технические показатели	138
6.3. Расчет избирательного усилителя с автотрансформаторным включением контура	139
6.4. Расчет избирательного усилителя с трансформаторным включением контура	143
6.5. Расчет полосового усилителя с одиночным контуром и емкостной связью с последующим каскадом	143
6.6. Расчет избирательного усилителя с двухконтурным полосовым фильтром	145
6.7. Расчет полосового усилителя с фильтром сосредоточенной селекции (ФСС)	146
6.8. Расчет избирательных усилителей с обратной связью	147

Глава 7
Усилители постоянного тока

7.1. Общие сведения	148
7.2. Расчет балансного каскада УПТ	151

Глава 8
Усилители на интегральных микросхемах

8.1. Общие сведения	154
8.2. Классификация усилительных ИМС	155
8.3. Основные параметры усилительных ИМС	158
8.4. Дифференциальный усилитель как базовый элемент линейных ИМС	160

8.5. Характеристика интегральных микросхем на базе ДУ	161
8.6. Интегральные схемы УНЧ	168
8.7. Интегральные схемы избирательных усилителей	173
8.8. Интегральные схемы широкополосных усилителей	178
8.9. Интегральные усилители на полевых транзисторах	181
Список использованной литературы к разделу II	183

Раздел III

РАСЧЕТ ГЕНЕРАТОРОВ

Глава 9

Генераторы синусоидальных колебаний

9.1. Общие сведения	186
9.2. Генераторы типа LC	186
9.2.1. Выбор энергетического режима генератора	189
9.2.2. Стабилизация частоты LC-генераторов	190
9.2.3. Порядок расчета LC-генератора на транзисторе	192
9.2.4. Генераторы типа LC на интегральных микросхемах	195
9.3. Генераторы типа RC	197
9.3.1. Расчет генераторов типа RC с фиксированной настройкой	200
9.3.2. Расчет диапазонного генератора типа RC с отрицательной обратной связью	201
9.3.3. Генераторы типа RC на интегральных микросхемах	203

Глава 10

Генераторы импульсов

10.1. Общие сведения	205
10.2. Мультивибраторы	206
10.2.1. Расчет мультивибратора на биполярных транзисторах	207
10.2.2. Расчет мультивибраторов на полевых транзисторах	211
10.3. Блокинг-генераторы	213
10.4. Генераторы пилообразного напряжения	218
10.4.1. Разновидности схем транзисторных генераторов пилообразного напряжения	218
10.4.2. Расчет транзисторного генератора пилообразного напряжения	222
10.5. Генераторы импульсов на интегральных микросхемах	223
Список использованной литературы к разделу III	232
Предметный указатель	234

Несмотря на все более расширяющееся использование автоматизированных (машинных) методов схемотехнического проектирования современной электронной аппаратуры, в повседневной практике разработчикам электронных схем приходится вначале решать задачи приближенного расчета типовых узлов и устройств, а затем уточнять результаты расчета с помощью ЭВМ или экспериментальным путем. Следует учитывать также, что во многих случаях (например, в процессе учебного проектирования) применение дорогостоящих технических средств оказывается невозможным, да и вряд ли целесообразным, поскольку упрощенный расчет типовой электронной схемы позволяет получить достаточно надежные данные, а выполнение расчетов способствует углублению теоретических знаний, развитию технической интуиции, формированию интеллектуальных и практических умений и навыков специалистов соответствующего профиля.

В последнее время вышло немало работ, посвященных вопросам проектирования электронных схем. Однако обилие информации, как это нередко бывает, наряду с очевидными преимуществами, создает и все более ощутимые трудности в поиске приемлемой методики проектирования, тем более, что расчет той или иной электронной схемы с заданными параметрами допускает различные варианты решений. Поэтому, составляя данный справочник, автор стремился обобщить имеющийся в различных изданиях расчетный материал и, не претендуя на однозначность приводимых рекомендаций, ознакомить читателя с возможными способами расчета наиболее распространенных, типовых электронных схем.

Справочник состоит из трех разделов. В первом рассмотрены вопросы расчета типовых схем источников питания — маломощных выпрямителей; сглаживающих фильтров, стабилизаторов, преобразователей, а также показан порядок конструктивного расчета силовых трансформаторов.

Второй раздел содержит материал о расчете усилителей низкой и высокой частоты, широкополосных усилителей и усилителей постоянного тока.

В третьем разделе приведены данные о порядке расчета генераторов синусоидальных колебаний, а также импульсных генераторов.

В каждом разделе справочника рассмотрены наиболее распространенные схемы электронных элементов и узлов в микросполнении, показаны возможности практического применения интегральных микросхем при создании аппаратуры соответствующего функционального назначения.

Уровень изложения материала рассчитан на широкий круг читателей, интересующихся вопросами электронной схемотехники, однако книга может оказаться полезной студентам и учащимся в процессе учебного проектирования, а также инженерно-техническим работникам, занимающимся разработкой электронных схем, на этапе поиска возможных схемных решений и макетирования.

Учитывая сравнительно небольшой объем книги, в ней рассмотрен лишь ограниченный круг вопросов расчета электронной аппаратуры, а используемые расчетные соотношения приводятся без соответствующих выводов и доказательств. Читатель, желающий ознакомиться более подробно с иными вариантами схемных решений, методами и примерами расчета, может воспользоваться литературой, список которой приводится в конце каждого раздела.

РАЗДЕЛ I

РАСЧЕТ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ

ГЛАВА I

ВЫПРЯМИТЕЛИ

1.1. Общие сведения

Значительная часть элементов электронных устройств потребляет для своей работы электрическую энергию постоянного тока. Источниками постоянного тока могут служить гальванические элементы, аккумуляторы, термоэлектрогенераторы, электромашинные постоянного тока и выпрямители.

Наиболее распространенным источником постоянного тока является *выпрямитель* — устройство, преобразующее переменный ток в постоянный.

Выпрямитель в большинстве случаев состоит из таких элементов (рис. 1.1): силового трансформатора (или автотрансформатора¹⁾, служащего для повышения или понижения напряжения сети до нужной величины; схемы выпрямления, состоящей из одного или нескольких вентилей, обладающих односторонней проводимостью тока и выполняющих основную функцию выпрямителя — преобразование переменного тока в постоянный; сглаживающего фильтра, уменьшающего пульсацию выпрямленного тока. В схему выпрямителя могут входить также различные вспомогательные устройства, предназначенные для регулировки выпрямленного напряжения, включения и выключения выпрямителя, защиты выпрямителя от повреждений при нарушениях нормального режима работы и т. д.

В настоящее время используются разнообразные типы выпрямителей, которые классифицируются по числу фаз выпрямляемого переменного тока, типу вентилей, схеме их включения и другим показателям.

В соответствии с действующими стандартами выпрямители по выходной мощности подразделяют на микромощные (до 1 Вт), малой мощности (1—10 Вт), средней мощности (10—100 Вт), повышенной мощности (100—1000 Вт) и большой мощности (свыше 1000 Вт). Выходное напряжение до 100 В называют низким, от 100 до 1000 В — средним и свыше 1000 В — высоким. Рекомензуемые номинальные значения напряжения и тока на выходе электропитающих устройств даны ниже.

Диапазон напряжений, В

0,1...0,9	—	—	—	—	—	0,25	—	—	0,4	—	0,6	—
1,0...9,0	—	1,2	—	—	—	2,4	—	3,0	4,0	5,0	6,0	9,0
10,0...90	10,0	12,0	12,6	15,0	20,0	24,0	27,0	30,0	40,0	48,0	60,0	80,0
100...900	100	—	125	150	200	250	—	300	400	500	600	800
1000...9000	1000	—	1250	1500	2000	2500	—	3000	4000	5000	6000	8000

Диапазон токов, А

0,0001...0,0009	0,0001	0,0002	0,0003	0,0004	0,0005	0,0006	—	—	—	—	—	—
0,001...0,009	0,001	0,002	0,003	0,005	0,008	—	—	—	—	—	—	—
0,01...0,09	0,01	0,012	0,015	0,02	0,025	0,03	0,04	0,05	0,06	0,08	—	—
0,1...0,9	0,1	0,12	0,15	0,2	0,25	0,3	0,4	0,5	0,6	0,8	—	—
1...9	1	1,2	1,5	2,0	2,5	3,0	4,0	5,0	6,0	8,0	—	—
10...90	10	12	15	20	25	30	40	50	60	80	—	—

¹ Автотрансформатор рекомендуется использовать в тех случаях, когда выпрямленное напряжение отличается от напряжения сети не более чем на 30—40%.

Выпрямитель рассчитывается в соответствии с техническим заданием. Основными исходными данными для расчета являются величины выпрямленного напряжения U_0 и выпрямленного тока I_0 . Кроме этих данных, должны быть известны: значение выпрямителя, номинальное напряжение и частота сети, допустимый коэффициент пульсации напряжения на выходе выпрямителя, пределы регулирования выпрямленного напряжения, конструктивные и эксплуатационные требования и т. д. Иногда все эти данные указываются непосредственно в техническом задании. Од-

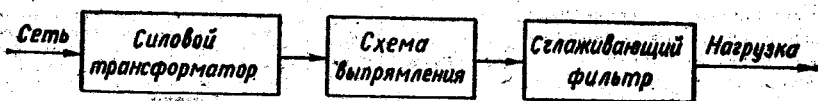


Рис. 1.1. Структурная схема выпрямителя

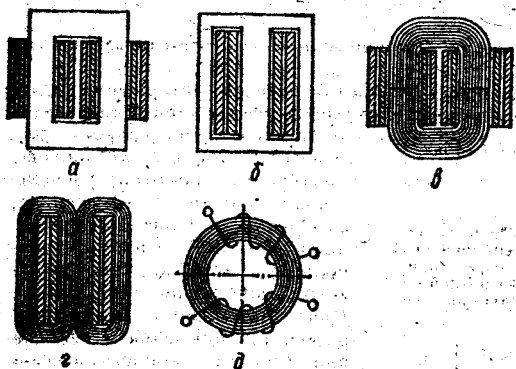
нако на практике чаще всего известны лишь данные об устройстве, для питания которого предназначен выпрямитель. В этом случае необходимо предварительно рассчитать значения U_0 и I_0 , а затем разработать и обосновать техническое задание.

В процессе расчета необходимо выбрать наиболее рациональную схему выпрямления, определить число и тип вентилях, подобрать схему и рассчитать элементы сглаживающего фильтра, найти электрические и конструктивные параметры силового трансформатора. Ниже приводятся основные расчетные соотношения и порядок расчета элементов выпрямительных устройств.

1.2. Расчет силовых трансформаторов [2, 3, 13, 16, 18]

1.2.1. Особенности конструкции. Силовые трансформаторы маломощных выпрямителей, используемых для питания электронной аппаратуры, представляют собой электромагнитные устройства, состоящие из ферромагнитного сердечника (магнитопровода) и обмоток.

Сердечники трансформаторов изготавливают из высоколегированных электро-технических сталей. При частоте сети 50 Гц для сердечников используют стали марок



Э41, Э42, Э43, Э310, Э320, Э330, Э3100, Э3200 при толщине стальных листов или ленты 0,5 и 0,35 мм. При повышенных частотах (400 Гц и выше) используют стали марок Э44, Э45, Э46, Э47, Э48, Э340 и Э70 с толщиной пластин или ленты 0,2; 0,15; 0,1; 0,08 и 0,05 мм. Магнитные свойства некоторых марок электро-технической стали и величины их удельных потерь приведены в табл. 1.1 и 1.2.

Рис. 1.2. Конструкция трансформаторов:
а, б — пластинчатые стержневой и броневой;
в, г — ленточные стержневой и броневой; д — то-
роидальный

По конструктивному выполнению сердечники трансформаторов подразделяются на три основных типа; стержневые, броневые и тороидальные. Соответственно в зависимости от конструкции сердечника и трансформаторы подразделяются на три указанных выше типа. Кон-

структивные особенности маломощных силовых трансформаторов иллюстрирует рис. 1.2. Магнитопроводы маломощных стержневых и броневых трансформаторов выполняются соответственно из П-образных и Ш-образных пластин трансформаторной стали (рис. 1.2, а и б), а также из ленточных сердечников подковообразной формы (рис. 1.2, в и г).

Основные достоинства стержневого трансформатора: большая поверхность охлаждения обмотки; малая индуктивность рассеяния; малый расход обмоточного провода; малая чувствительность к внешним магнитным полям (так как знаки ЭДС противоположны в обеих катушках трансформатора, претивоположны и взаимно уничтожаются).

Стержневые сердечники применяются для трансформаторов различной мощности.

Броневые сердечники рассчитаны на малые мощности. Их достоинства: наличие только одной катушки с обмотками (вместо двух у стержневого сердечника); более высокий коэффициент заполнения окна сердечника обмоточным проводом; защита обмотки ярком сердечника от механических повреждений.

Торoidalные сердечники (рис. 1.2, д) используют для трансформаторов малой мощности, работающих на повышенных частотах — от 400 Гц и выше. Достоинствами таких трансформаторов являются: относительно малое магнитное сопротивление; почти полное отсутствие внешнего потока рассеяния; нечувствительность к внешним магнитным полям.

Обмотки и другие токоведущие части трансформаторов изолируют с помощью специальных электроизоляционных материалов. Основные данные некоторых из них приведены в табл. 1.3.

По способу размещения на магнитопроводе обмотки трансформатора могут быть концентрическими и дисковыми (чередующимися). Концентрические обмотки выполняются в виде цилиндров, размещаемых на магнитопроводе.

Таблица 1.2. Основные свойства некоторых марок стали при частоте 400 Гц

Марка стали	Толщина стали, мм	Магнитная индукция (не менее), Тл, при напряженности магнитного поля, А/см			Удельные потери (не более), Вт/кг, при магнитной индукции, Тл	
		5	10	25	0,75	1,0
Э44	0,20	1,21	1,29	1,42	7,2	12,5
Э44	0,10	1,19	1,28	1,40	6,0	10,5
Э340	0,20	1,50	1,60	1,70	7,0	12,0

магнитопроводе в чередующемся порядке (рис. 1, 3, е). Наиболее широкое распространение в маломощных силовых трансформаторах получили концентрические обмотки.

Обмотки маломощных трансформаторов изготавливаются из медных проводов с эмалевой, волокнистой и комбинированной изоляцией. Номинальные данные медных обмоточных проводов круглого сечения приведены в табл. 1.4.

Таблица 1.1. Основные свойства некоторых марок стали при частоте 50 Гц

Марка стали	Толщина стали, мм	Магнитная индукция (не менее), Тл, при напряженности магнитного поля, А/см			Удельные потери (не более), Вт/кг, при магнитной индукции, Тл	
		10	25	50	1,0	1,5
Э41	0,50	1,30	1,46	1,57	1,55	3,50
Э41	0,35	1,30	1,46	1,57	1,35	3,00
Э42	0,50	1,29	1,45	1,56	1,40	3,10
Э42	0,35	1,29	1,45	1,56	1,20	2,80
Э43	0,50	1,29	1,44	1,55	1,25	2,90
Э43	0,35	1,29	1,44	1,55	1,05	2,50
Э43А	0,50	1,29	1,44	1,55	1,15	2,70
Э43А	0,35	1,29	1,44	1,55	0,90	2,20
Э310	0,50	1,60	1,75	1,83	1,25	2,45
Э310	0,35	1,60	1,75	1,83	0,80	1,75
Э320	0,50	1,65	1,80	1,87	0,95	2,10
Э320	0,35	1,65	1,80	1,87	0,70	1,50
Э330	0,50	1,70	1,85	1,90	0,80	1,75
Э330	0,35	1,70	1,85	1,90	0,60	1,30
Э330А	0,35	1,70	1,85	1,90	0,50	1,10
Э3100	0,50	—	1,5	1,6	1,7	3,7
Э3200	0,50	—	1,48	1,58	1,5	3,4

Основные данные некоторых из них

приведены в табл. 1.3. Обмотки трансформатора могут быть концентрическими и дисковыми (чередующимися). Концентрические обмотки выполняются в виде цилиндров, размещаемых на магнитопроводе. Внутренняя обмотка, расположенная ближе к сердечнику, рассчитана на более низкое напряжение (НН). Снаружи располагается обмотка более высокого напряжения (рис. 1.3, а). Для уменьшения магнитного рассеяния применяют двойные или тройные концентрические обмотки (рис. 1.3, б). В дисковых чередующихся обмотках катушки низшего и высшего напряжений, изготовленные в виде отдельных дисков, подразделяются на группы и размещаются на магнитопроводе в чередующемся порядке (рис. 1, 3, в). Наиболее широкое распространение в маломощных силовых трансформаторах получили концентрические обмотки.

Обмотки маломощных трансформаторов изготавливаются из медных проводов с эмалевой, волокнистой и комбинированной изоляцией. Номинальные данные медных обмоточных проводов круглого сечения приведены в табл. 1.4.

При выборе сердечника трансформатора необходимо руководствоваться рядом критериев: при минимальных массе, габаритах и стоимости трансформаторы должны быть простыми по конструкции и технологии изготовления.

В табл. 1.5—1.8 — приведены основные данные стандартных сердечников с указанием унифицированных рядов их типовых размеров, а в табл. 1.9 — оптималь-

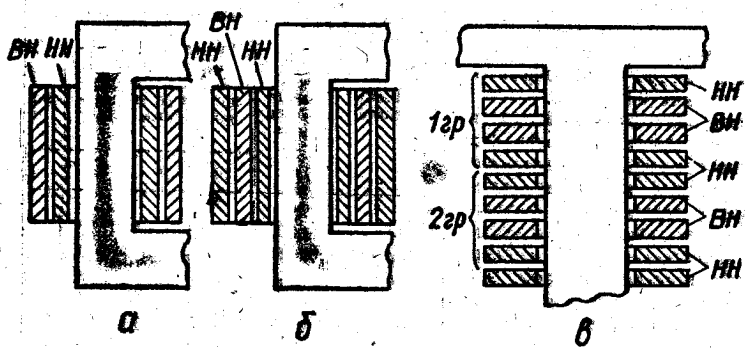


Рис. 1.3. Расположение обмоток на магнитопроводе:

а — простая концентрическая обмотка; б — двойная концентрическая обмотка; в — дисковые чередующиеся обмотки

ные соотношения размеров сердечников трансформаторов разных типов при минимальной массе, объеме и стоимости.

Для частоты 50 Гц по всем технико-экономическим показателям (масса, объем, стоимость) предпочтительны трансформаторы стержневого типа, выполненные на магнитопроводах оптимальной формы. Однако наиболее простыми по конструкции и наиболее технологичными считаются броневые сердечники. Поэтому для малых мощностей (до 100...200 В · А) и при напряжениях на обмотках менее 1000 В целесообразно использовать броневые трансформаторы с пластинчатым или ленточным магнитопроводом, а при мощностях до (100...200) В · А и частоте 400 Гц и выше трансформаторы с тороидальными ленточными сердечниками.

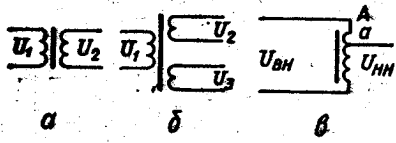


Рис. 1.4. Примерные электрические схемы трансформаторов:

а — однофазного двухобмоточного;
 б — однофазного трехобмоточного;
 в — автотрансформатора

ных обмоток U_2 , U_3 и т. д.; мощности S_2 , S_3 и т. д. вторичных обмоток или токи I_2 , I_3 и т. д. в них.

В результате расчета требуется определить: оптимальные геометрические размеры магнитопровода; данные обмоток (число витков, марки и диаметры проводов); параметры трансформатора (ток холостого хода; напряжение короткого замыкания; повышение вторичного напряжения; потери и КПД; температуру перегрева и рабочую температуру обмоток). Кроме того, на основе расчета необходимо составить электрическую схему трансформатора (или автотрансформатора) с указанием всех обмоток (см., например, рис. 1.4).

1.2.3. Порядок расчета маломощного силового трансформатора [16, с. 10—26].

1. Определяем суммарную мощность вторичных обмоток для трансформатора

$$S_{\Sigma P} = S_2 + S_3 + \dots + \quad (1.1)$$

для автотрансформатора

$$S_{\Sigma P} = S_2 (1 - U_{НН}/U_{ВН}) \quad (1.2)$$

Таблица 1.3. Электроизоляционные материалы

Вид	Название	Марка	Толщина, мм	Класс нагревостойкости ¹
Бумага	Кабельная	К	0,08; 0,12; 0,17; 0,05	А
	Телефонная	КТН	0,05	А
	Конденсаторная	КОН-II	0,005; 0,01; 0,012; 0,015; 0,022	
Тканевые материалы	Лакоткань	ЛШ1	0,01; 0,15	А
	»	ЛШ2	0,08; 0,10; 0,12; 0,15	А
	»	ЛСШ	0,04; 0,05; 0,06	А
	»	ЛСШ1	0,12	А
	»	ЛСШ2	0,12	А
	Стеклолакоткань	ЛСК1	0,12; 0,15	
	»	ЛСК2	0,20	В
Твердая изоляция	Стеклокалента	ЛС2ФК	0,13; 0,15; 0,17; 0,22	Н
	Электрокартон	ЭВ	0,1; 0,15; 0,20; 0,30; 0,40; 0,50; 1,0; 1,25 1,5; 1,75; 2,0; 2,5; 3,0	А
	Гетинакс	Б, В, Г	от 0,2 и выше	А
Пленки	Стеклоэпоксидит	СТ	от 0,5 и выше	Ф
	Фторопласт	Ф-4	0,01—0,1	С

¹ В зависимости от нагревостойкости изоляционные материалы разделяются на семь классов со следующими предельно допустимыми температурами: класс У — 90 °С; класс А — 105 °С; класс Е (АБ) — 120 °С; класс В — 130 °С; класс F (BC) — 155 °С; класс Н (CB) — 180 °С; класс С — более 180 °С.

Таблица 1.4. Номинальные данные обмоточных проводов круглого сечения¹

Номинальный диаметр провода по меди, мм	Расчетное сечение, мм ²	Масса 1 м медного провода, г	Максимальный наружный диаметр, мм											
			ПЭЛ	ПЭВ-1	ПЭВ-2	ПЭШО	ПЭТВ-1 ПЭТВ	ПЭЛБО	ПЭД	ПСА	ПЭТ, КСО			
0,03	0,000706	0,0115	0,04	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
0,04	0,00126	0,0144	0,05	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
0,05	0,00196	0,0175	0,065	—	—	—	0,12	—	—	—	—	—	—	—
0,06	0,00283	0,0251	0,075	0,085	0,09	0,13	0,09	—	—	—	—	—	—	—
0,07	0,00385	0,0342	0,085	0,095	0,10	0,14	0,10	—	—	—	—	—	—	—
0,08	0,00503	0,0447	0,095	0,105	0,11	0,15	0,11	—	—	—	—	—	—	—
0,09	0,00636	0,0565	0,105	0,115	0,12	0,16	0,12	—	—	—	—	—	—	—
0,10	0,00785	0,0698	0,12	0,125	0,13	0,18	0,13	—	—	—	—	—	—	—

¹ Медные провода с эмалевой изоляцией выпускаются следующих марок: ПЭЛ — провод с эмалевой лакостойкой изоляцией (по нагревостойкости относится к классу А); ПЭЛУ — провод с эмалевой утолщенной лакостойкой изоляцией (по нагревостойкости относится к классу А); ПЭТ — провод с эмалевой изоляцией повышенной теплоустойчивости (нагревостойкость класса В); ПЭВ-1 и ПЭВ-2 — провода с одинарным и двойным эмалевым винилфлексовым покрытием соответственно (нагревостойкость классов А, В для ПЭВ-1 и классов А, Е для ПЭВ-2).

Из проводов с волокнистой изоляцией в трансформаторах применяются ПЭВО и ПЭВД — провода с изоляцией из хлопчатобумажной пряжи в один и два слоя соответственно (нагревостойкость класса А).

Из проводов с комбинированной изоляцией в трансформаторах применяются: ПЭЛБО — провод с лакостойкой эмалевой изоляцией и одним слоем хлопчатобумажной пряжи (нагревостойкость класса А); ПЭШНО — провод с лакостойкой эмалевой изоляцией и одним слоем шелковой пряжи (нагревостойкость класса А).

Провода с комбинированной изоляцией имеют более толстую изоляцию, чем провода с эмалевой изоляцией, и их применение целесообразно при сечении провода 0,5 мм² и более. При таких сечениях применение провода с эмалевой изоляцией нежелательно, так как при намотке на прямоугольные каркасы небольших размеров может произойти растрескивание и отслоение эмали на сгибах.

Номинальный диаметр провода по меди, мм	Расчетное сечение, мм ²	Масса 1 м медного провода, г	Максимальный наружный диаметр, мм												
			ПЭЛ	ПЭВ-1	ПЭВ-2	ПЭЛПО	ПЭТВ-1 ПЭТВ	ПЭВЭ	ПЭД	ПЭСД	ПЭЛ, КЭС				
0,11	0,00950	0,0845	0,13	0,135	0,14	0,19	0,14	—	—	—	—	—	—	—	—
0,12	0,01131	0,101	0,14	0,145	0,15	0,20	0,15	—	—	—	—	—	—	—	—
0,13	0,01327	0,118	0,15	0,155	0,16	0,21	0,16	—	—	—	—	—	—	—	—
0,14	0,01539	0,137	0,16	0,165	0,17	0,22	0,17	—	—	—	—	—	—	—	—
0,15	0,01767	0,157	0,17	0,18	0,19	0,23	0,19	—	—	—	—	—	—	—	—
0,16	0,02011	0,179	0,18	0,19	0,20	0,24	0,20	—	—	—	—	—	—	—	—
0,17	0,02270	0,202	0,19	0,20	0,21	0,25	0,21	—	—	—	—	—	—	—	—
0,18	0,02545	0,226	0,20	0,21	0,22	0,26	0,22	—	—	—	—	—	—	—	—
0,19	0,02835	0,252	0,21	0,22	0,23	0,27	0,23	—	—	—	—	—	—	—	—
0,20	0,03142	0,279	0,225	0,23	0,24	0,29	0,24	—	—	—	—	—	—	—	—
0,21	0,3464	0,308	0,235	0,24	0,25	0,30	0,25	—	—	—	—	—	—	—	—
0,23	0,041155	0,369	0,255	0,27	0,28	0,32	0,28	—	—	—	—	—	—	—	—
0,25	0,04909	0,436	0,275	0,29	0,30	0,34	0,30	—	—	—	—	—	—	—	—
0,27	0,05726	0,509	0,31	0,31	0,32	0,37	0,32	—	—	—	—	—	—	—	—
0,29	0,6605	0,587	0,33	0,33	0,34	0,39	0,34	—	—	—	—	—	—	—	—
0,31	0,07548	0,671	0,350	0,35	0,36	0,42	0,36	—	—	—	—	—	—	—	—
0,33	0,08553	0,760	0,370	0,37	0,38	0,44	0,38	—	—	—	—	—	—	—	—
0,35	0,09621	0,855	0,390	0,39	0,41	0,46	0,41	—	—	—	—	—	—	—	—
0,38	0,1134	1,01	0,420	0,420	0,44	0,49	0,44	0,56	0,61	—	—	—	—	—	0,70
0,41	0,1320	1,11	0,450	0,450	0,47	0,52	0,47	0,59	0,64	0,65	—	—	—	—	0,79
0,44	0,1521	1,35	0,49	0,48	0,50	0,55	0,50	0,62	0,67	0,68	—	—	—	—	0,79
0,47	0,1735	1,54	0,52	0,51	0,53	0,58	0,53	0,65	0,70	0,71	—	—	—	—	0,79
0,49	0,1886	1,68	0,54	0,53	0,55	0,60	0,55	0,67	0,72	0,73	—	—	—	—	0,81
0,51	0,2043	1,82	0,56	0,56	0,58	0,63	0,58	0,69	0,74	0,75	—	—	—	—	0,83
0,53	0,2206	1,96	0,58	0,58	0,60	0,65	0,60	0,71	0,76	0,79	—	—	—	—	0,85
0,55	0,2376	2,11	0,60	0,60	0,62	0,67	0,62	0,73	0,78	0,81	—	—	—	—	0,87
0,57	0,2552	2,27	0,62	0,62	0,64	—	0,64	0,75	0,80	0,83	—	—	—	—	0,89
0,59	0,2734	2,43	0,64	0,64	0,66	0,71	0,66	0,77	0,82	0,85	—	—	—	—	0,91
0,62	0,3019	2,68	0,67	0,67	0,69	0,74	0,69	0,80	0,85	0,88	—	—	—	—	0,94
0,64	0,3217	2,86	0,69	0,69	0,72	0,76	0,72	0,82	0,87	0,90	—	—	—	—	0,96
0,67	0,3526	3,13	0,72	0,72	0,75	0,79	0,75	0,85	0,90	0,93	—	—	—	—	0,99
0,69	0,3739	3,32	0,74	0,74	0,77	0,81	0,77	0,87	0,92	0,95	—	—	—	—	1,00
0,72	0,4072	3,60	0,78	0,77	0,8	0,85	0,80	0,92	0,96	0,99	—	—	—	—	1,08
0,74	0,4301	3,82	0,8	0,8	0,83	0,87	0,83	0,94	0,98	1,01	—	—	—	—	1,10
0,77	0,4657	4,14	0,83	0,83	0,86	0,90	0,86	0,97	1,01	1,04	—	—	—	—	1,13
0,8	0,5027	4,47	0,86	0,86	0,89	0,93	0,89	1,00	1,04	1,07	—	—	—	—	1,16
0,83	0,5411	4,81	0,89	0,89	0,92	0,96	0,92	1,03	1,07	1,10	—	—	—	—	1,19
0,86	0,5809	5,16	0,92	0,92	0,95	0,99	0,95	1,06	1,10	1,13	—	—	—	—	1,22
0,90	0,6362	5,66	0,96	0,96	0,99	1,03	0,99	1,10	1,14	1,17	—	—	—	—	1,26
0,93	0,6793	6,04	0,99	0,99	1,02	1,06	1,02	1,13	1,17	1,20	—	—	—	—	1,29
0,96	0,7238	6,44	1,02	1,02	1,05	1,09	1,05	1,16	1,20	1,23	—	—	—	—	1,32
1,00	0,7854	6,98	1,07	1,08	1,11	1,14	1,11	1,23	1,29	1,29	—	—	—	—	1,40
1,04	0,8495	7,55	1,12	1,12	1,15	1,18	1,15	1,27	1,33	1,33	—	—	—	—	—
1,08	0,9161	8,14	1,16	1,16	1,19	1,21	1,19	1,31	1,37	1,37	—	—	—	—	1,48
1,12	0,9852	8,76	1,20	1,20	1,23	1,26	1,23	1,35	1,41	1,41	—	—	—	—	—
1,16	1,05680	9,40	1,24	1,24	1,27	1,30	1,27	1,39	1,45	1,45	—	—	—	—	1,56
1,20	1,1310	10,10	1,28	1,28	1,31	1,34	1,31	1,43	1,49	1,49	—	—	—	—	—
1,25	1,2272	10,90	1,33	1,26	1,39	1,39	1,36	1,48	1,54	1,54	—	—	—	—	1,65
1,30	1,3270	11,80	1,38	1,38	1,41	1,44	1,41	1,53	1,59	1,59	—	—	—	—	—
1,35	1,4314	12,70	1,43	1,43	1,46	1,49	1,46	1,58	1,64	1,64	—	—	—	—	1,75
1,40	1,5394	13,70	1,48	1,48	1,51	1,54	1,51	1,63	1,69	1,69	—	—	—	—	—

Номинальный диаметр провода по меди, мм	Расчетное сечение, мм ²	Масса 1 м медного провода, г	Максимальный наружный диаметр, мм								
			ПЭЛ	ПЭВ-1	ПЭВ-2	ПЭЛШО	ПЭТВ-1 ПЭТВ	ПЭЛВО	ПЭД	ПСД	ПЭТ. КСО
1,45	1,6513	14,70	1,53	1,53	1,56	1,59	1,56	1,68	1,74	1,74	1,85
1,50	1,7672	15,70	1,58	1,58	1,61	1,66	1,61	1,73	1,79	1,79	—
1,56	1,9113	17,00	1,64	1,64	1,67	1,72	1,64	1,79	1,85	1,85	1,96
1,62	2,0612	18,3	1,71	1,70	1,73	—	1,73	1,85	1,91	1,91	—
1,68	2,217	19,7	1,77	1,76	1,79	—	1,79	1,92	1,98	1,98	—
1,81	2,573	22,9	1,90	1,90	1,93	—	1,93	2,05	2,11	2,11	—
1,88	2,776	24,7	1,97	1,97	2,00	—	2,00	2,12	2,18	2,18	—
1,95	2,987	26,5	2,04	2,04	2,07	—	2,07	2,19	2,25	2,25	—
2,02	3,205	28,5	2,12	2,11	2,14	—	2,14	2,26	2,32	2,32	—
2,10	3,46	30,8	2,20	2,20	2,23	—	2,23	2,34	2,40	2,40	—
2,26	4,012	35,7	2,36	2,36	2,39	—	2,39	—	2,62	2,62	—
2,44	4,676	41,6	2,54	2,54	2,57	—	2,57	—	2,80	2,80	—
2,63	5,433	—	—	—	—	—	—	—	2,99	2,99	—

где $S_{тр}$ — суммарная мощность, В · А; S_2, S_3 и т. д. — мощности вторичных обмоток, В · А; $U_{н.н}$ — низкое напряжение автотрансформатора, В; $U_{в.н}$ — высокое напряжение автотрансформатора, В.

2. В соответствии с приведенными выше рекомендациями (табл. 1.1, 1.2, 1.5—1.9) выбираем конфигурацию магнитопровода, марку стали, толщину пластин или ленты с учетом заданной частоты тока питающей сети.

3. Находим основной расчетный параметр трансформатора — произведение $Q_c Q_0$

$$Q_c Q_0 = [(1 + \eta) / \eta] [(S_{тр} \cdot 10^3) / 4,44 f_c B_{mik} k_M], \quad (1.3)$$

где Q_c и Q_0 — площадь поперечного сечения стержня магнитопровода и площадь окна, см²; η — КПД трансформатора; $S_{тр}$ — мощность трансформатора, В · А;

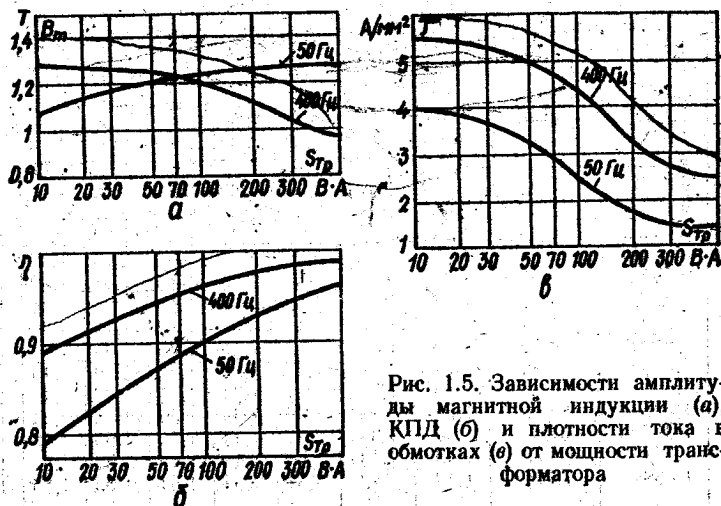
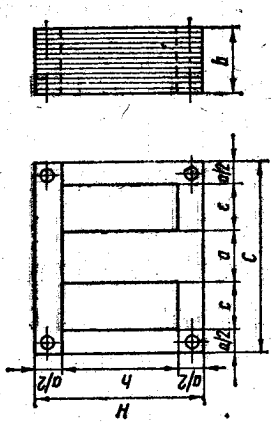


Рис. 1.5. Зависимости амплитуды магнитной индукции (а), КПД (б) и плотности тока в обмотках (в) от мощности трансформатора

Таблица 1.5. Типовые броневые пластинчатые магнитопроводы

Обозначение магнитопровода	Размеры, мм								Средняя длина магнитной силовой линии, см	Сечение стали X сечение окна $Q_c \cdot Q_0$, см ²	Активный объем магнитопровода V ст. см ³	Масса магнитопровода G ст. г	Ориентированная мощность трансформатора на частотах, В. А	
	a	h	c	C	H	h	h	h						
III12x12	12	30	12	48	42	12	1,31	10,03	5,2	12,43	100	110	5,5	45
III12x16	12	30	12	48	42	16	1,63	10,03	6,8	16,35	130	140	7,0	55
III12x20	12	30	12	48	42	20	2,04	10,03	8,6	20,46	170	180	8,5	65
III12x25	12	30	12	48	42	25	2,55	10,03	10,8	25,58	210	230	10,0	80
III16x16	16	40	16	64	56	16	2,18	13,7	16,6	29,9	300	260	20	130
III16x20	16	40	16	64	56	20	2,72	13,7	20,5	37,3	300	320	26	150
III16x25	12	30	12	48	42	25	3,40	13,7	25,6	46,6	370	400	30	170
III16x32	12	30	12	48	42	32	4,35	13,7	32,6	59,6	470	510	34	200
III20x12	20	50	20	80	70	12	2,04	17,4	24,0	35,0	280	300	25	170
III20x16	20	50	20	80	70	16	2,72	17,4	32	46,7	380	400	32	200
III20x20	20	50	20	80	70	20	3,40	17,4	40	58,3	470	500	40	230
III20x25	20	50	20	80	70	25	4,55	17,4	50	72,9	590	620	48	250
III20x32	20	50	20	80	70	32	6,80	17,4	64	93,2	750	800	60	300
III20x40	20	50	20	80	70	40	9,10	17,4	80	116,2	940	990	70	400
III20x50	20	50	20	80	70	50	12,5	17,4	100	145,7	1150	1240	85	450
III25x25	25	62,5	25	100	87,5	25	5,31	21,4	97,5	113,8	900	970	85	440
III25x32	25	62,5	25	100	87,5	32	6,90	21,4	125	145,5	1160	1230	105	500
III25x40	25	62,5	25	100	87,5	40	8,50	21,4	156	182,0	1440	1566	130	700



Обозначение магнитопровода

Ш125×50	25	62,5	25	100	87,5	50	10,6	11,4	21,4	195	227	244	1800	1930	160	800
Ш132×32	32	80	32	128	112	32	8,70	9,32	27,4	261	238,5	255,5	1890	2020	200	900
Ш132×40	32	80	32	128	112	40	10,88	11,65	27,4	328	298	319,0	2370	2530	240	1000
Ш132×50	32	80	32	128	112	50	13,6	14,56	27,4	410	373	399,0	2950	3170	300	1200
Ш132×64	32	80	32	128	112	64	17,41	18,63	27,4	522	477	510,0	3790	4040	390	1400
Ш140×40	40	100	40	160	140	40	13,6	14,56	34,3	640	466	500	3700	3960	430	1650
Ш140×50	40	100	40	160	140	50	17,0	18,2	34,3	800	583	625	4610	4950	550	2000
Ш140×64	40	100	40	160	140	64	21,76	23,29	34,3	1025	746	800	5910	6320	680	2400
Ш140×80	40	100	40	160	140	80	27,20	29,12	34,3	1280	932	998	7390	7920	850	2500

Таблица 1.6. Типовые броневые ленточные магнитопроводы

Обозначение магнитопровода											Средняя длина магнитной силовой линии l_{cp} , см	Сечение стали \times сечение окна Q_{c0} , см ²	Активный объем магнитопровода V_{cp} , см ³	Масса магнитопровода G_{cp} , г	Ориентирующая мощность трансформатора на частотах, Гц	
	a		c		H		$f_c = 50$ Гц	$f_c = 400$ Гц								
	a	h	c	c	H	b										
ШЛ10×10	10	25	10	40	35	10	0,87	8,5	2,50	7,4	67	—	—	37		
ШЛ10×12,5	10	25	10	40	35	12,5	1,09	8,5	3,12	9,26	71	—	—	47		
ШЛ10×16	10	25	10	40	35	16	1,39	8,5	4	11,8	91	—	—	56		
ШЛ10×20	10	25	10	40	35	20	1,74	8,5	5	14,8	113	—	—	67		
ШЛ12×12,5	12	30	12	48	42	12,5	1,31	10,2	5,4	13,36	100	—	—	80		
ШЛ12×16	12	30	12	48	42	16	1,68	10,2	6,9	17,1	130	—	—	94		
ШЛ12×20	12	30	12	48	42	20	2,10	10,2	8,7	21,4	165	—	—	112		
ШЛ12×25	12	30	12	48	42	25	2,63	10,2	10,8	26,8	205	—	—	135		

Продолжение табл. 1.6

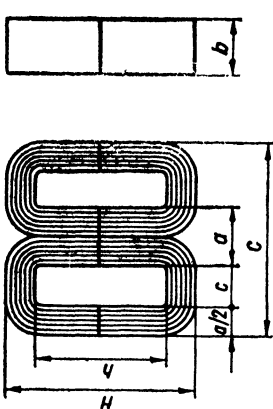
Обозначение магнитопровода							Активная площадь сечения магнитопровода, Q_{ca} , см ²	Средняя длина магнитной силовой линии $l_{ст}$, см	Сечение стали \times сечение окна Q_{co} , см ²	Активный объем магнитопровода $V_{ст}$, см ³	Масса магнитопровода $G_{ст}$, г	Ориентировочная мощность трансформатора (В·А) на частотах, Гц		
	$f_c = 50$ Гц		$f_c = 400$ Гц											
	a	b	H	h	c	d								
ШЛ16×16	16	40	40	16	64	56	16	2,24	13,6	16,6	30,46	235	20	158
ШЛ16×20	16	40	40	16	64	56	20	2,80	13,6	20,5	38,1	295	26	195
ШЛ16×25	16	40	40	16	64	56	25	3,50	13,6	25,6	47,6	370	33	250
ШЛ16×32	16	40	40	16	64	56	32	4,50	13,6	32,6	61,2	470	43	300
ШЛ20×20	20	50	20	20	80	70	20	3,50	17,1	40	59,9	460	54	330
ШЛ20×25	20	50	20	20	80	70	25	4,40	17,1	50	75,2	575	68	380
ШЛ20×32	20	50	20	20	80	70	32	5,60	17,1	64	95,8	735	86	450
ШЛ20×40	20	50	20	20	80	70	40	7,10	17,1	80	121,4	920	110	510
ШЛ25×25	25	62,5	25	25	100	87,5	25	5,50	21,3	98	117	900	135	610
ШЛ25×32	25	62,5	25	25	100	87,5	32	7,10	21,3	125	151,2	1150	170	730
ШЛ25×40	25	62,5	25	25	100	87,5	40	8,80	21,3	156	187,4	1440	210	810
ШЛ25×50	25	62,5	25	25	100	87,5	50	11	21,3	195	234	1800	260	990
ШЛ32×32	32	80	32	32	128	112	32	9,10	27,3	261	284,4	1900	310	1200
ШЛ32×40	32	80	32	32	128	112	40	11,30	27,3	328	308,5	2370	390	1400
ШЛ32×50	32	80	32	32	128	112	50	14,20	27,3	410	388	2970	490	1650
ШЛ32×64	32	80	32	32	128	112	64	18,10	27,3	523	494	3800	690	1940
ШЛ40×40	40	100	40	40	160	140	40	14,20	27,3	640	486	3720	690	2260
ШЛ40×50	40	100	40	40	160	140	50	17,70	34,2	800	605	4650	850	2500
ШЛ40×64	40	100	40	40	160	140	64	22,70	34,2	1025	776	5960	1000	3000
ШЛ40×80	40	100	40	40	160	140	80	28,40	34,2	1280	971	7430	1200	3560

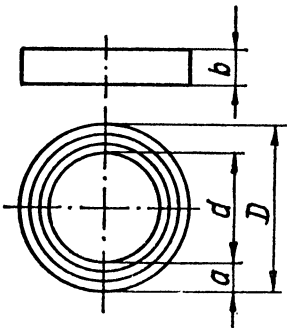
Таблица 1.7. Типовые стержневые ленточные магнитопроводы

Обозначение магнитопровода	Размеры, мм								Активная площадь сечения магнитопровода $Q_{св.}$ см ²	Средняя длина магнитной силовой линии $l_{ср}$ см	Сечение стали X сечение окна $Q_{ср}$ см ²	Активный объем стали $V_{ст}$ см ³	Масса магнитопровода $G_{ст}$ г	Ориентировочная мощность трансформатора (В·А) на частотах, Гц	
	a	b	c	C	H	h	$l_c = 50$ Гц	$l_c = 400$ Гц							
														а	а
ПД10×12,5 20	10	12,5	12,5	32,5	40	20	1,1	9,6	3,1	10,56	81	7,5	46,5		
ПД10×12,5 25	10	12,5	12,5	32,5	45	25	1,1	10,6	3,9	11,65	89	8,8	52		
ПД10×12,5 32	10	12,5	12,5	32,5	52	32	1,1	11,6	5,0	12,76	98	10	60		
ПД10×12,5 40	10	12,5	12,5	32,5	60	40	1,1	13,6	6,3	14,95	114	12,5	73		
ПД12,5×16 25	12,5	16	16	41	50	25	1,77	12,0	8,0	21,2	163	13,5	91		
ПД12,5×16 32	12,5	16	16	41	55	32	1,77	13,2	10,2	23,7	182	16	110		
ПД12,5×16 40	12,5	16	16	41	65	40	1,77	15,0	12,8	26,6	203	19	130		
ПД12,5×16 50	12,5	16	16	41	75	50	1,77	17,0	16	30,1	230	22	156		
ПД12,5×25 30	12,5	25	20	45	55	30	2,76	13,8	18,7	38,1	292	28	200		
ПД12,5×25 40	12,5	25	20	45	65	40	2,76	15,8	25	43,6	334	35	248		
ПД12,5×25 50	13,5	25	20	45	75	50	2,76	17,8	31	49,1	376	44	300		
ПД12,5×25 60	12,5	25	20	45	85	60	2,76	19,8	37,6	54,6	418	55	340		
ПД16×32 40	16	32	25	57	72	40	4,54	18,0	51	81,7	620	70	430		
ПД16×32 50	16	32	25	57	82	50	4,54	20,0	64	90,8	690	90	510		
ПД16×32 65	16	32	25	57	97	65	4,54	23,0	83	104,4	795	115	620		
ПД16×32 80	16	32	25	57	112	80	4,54	26,0	102	118	900	145	730		
ПД20×40 50	20	40	32	72	90	50	7,1	22,7	128	161,2	1230	180	860		

Продолжение табл. 1.7

Обозначение магнитопровода	Размеры мм								Активная площадь сечения магнитопровода $Q_{с.в.}$, см ²	Средняя длина магнитной силовой линии $l_{ср}$, см	Сечение стали X сечение окна $Q_{с.о.}$, см ²	Активный объем стали $V_{ст}$, см ³	Масса магнитопровода $G_{ст}$, г	Ориентировочная мощность трансформатора (В·А) на частотах, Гц			
	c	b	c	C	H	h	c	c						H	h	f _c = 50 Гц	f _c = 400 Гц
ПЛ20×40 60	20	40	32	72	100	60	7,1	24,7	154	175,4	1350	220	980				
ПЛ20×40 80	20	40	32	72	120	80	7,1	28,7	205	204,0	1550	280	1220				
ПЛ20×40 100	20	40	32	72	140	100	7,1	32,7	256	232,0	1770	350	1450				
ПЛ25×50 65	25	50	40	90	115	65	11,1	28,8	325	320,0	2440	420	1840				
ПЛ25×50 80	25	50	40	90	130	80	11,1	31,8	400	353,0	2700	500	2150				
ПЛ25×50 100	25	50	40	90	150	100	11,1	35,8	500	397,0	3040	620	2600				
ПЛ25×50 120	25	50	40	90	170	120	11,1	39,8	600	442,0	3380	740	2800				
ПЛ32×64 80	32	64	50	114	144	80	18,2	36,0	820	655,4	5000	1000	3500				
ПЛ32×64 100	32	64	50	114	164	100	18,2	40,0	1025	728,0	5600	1200	4000				
ПЛ32×64 130	32	64	50	114	194	130	18,2	46,0	1330	837,0	6480	1400	4800				
ПЛ32×64 160	32	64	50	114	224	160	18,2	52,0	1640	946,0	7250	1750	5600				
ПЛ40×80 100	40	80	64	144	180	100	28,6	45,8	2050	1296,0	9900	2400	6450				
ПЛ40×80 120	40	80	64	144	200	120	28,6	49,0	2460	1400,0	10700	2800	7700				
ПЛ40×80 160	40	80	64	144	240	160	28,6	57,3	3260	1670	12500	3500	9000				
ПЛ40×80 200	40	80	64	144	280	200	28,6	65,3	4100	1870,0	14300	4200	10000				

Таблица 1.8. Типовые тороидальные ленточные магнитопроводы

Обозначение магнитопровода					Справочные величины					Ориентировочная мощность трансформатора (В·А) на час-тогах, Гц	
	Размеры, мм				Средняя длина магнитной силовой линии, ср. см	Сечение стали X сечение окна, $Q_{ср}$, см ²	Активный объем магнитопровода $V_{ст}$, см ³	Масса магнитопровода $G_{ст}$, г	$f_c = 50$ Гц	$f_c = 400$ Гц	
	d	a	b	D							
ОЛ16/26	16	16	6,5	26	6,5	0,66	1,82	14,2	0,48	7,0	
ОЛ16/26 8	16	5	8	26	6,5	0,80	2,28	17,6	0,6	8,8	
ОЛ16/26 10	16	16	10	26	6,5	1	2,8	21,6	0,78	10,1	
ОЛ16/26 12,5	16	16	12,5	26	6,5	1,36	3,51	27,1	0,92	13,6	
ОЛ20/32 8	20	6	8	32	8,1	1,50	3,4	25	1,2	16,9	
ОЛ20/32 10	20	6	10	32	8,1	1,86	4,21	32,2	1,4	20,8	
ОЛ20/32 12,5	20	6	12,5	32	8,1	2,32	5,26	40,3	1,8	26	
ОЛ20/32 16	20	6	16	32	8,1	3	6,8	52	2,3	33,7	
ОЛ25/40 10	25	7,5	10	40	10,2	3,67	6,73	51,2	2,9	38	
ОЛ25/40 12,5	25	7,5	12,5	40	10,2	4,60	8,36	64	3,7	47	
ОЛ25/40 16	25	7,5	16	40	10,2	5,90	10,7	82	4,7	60	
ОЛ25/40 20	25	7,5	20	40	10,2	7,35	13,26	102	5,8	75	
ОЛ25/40 25	25	7,5	25	40	10,2	9,18	16,73	128	7,3	94	
ОЛ32/50 16	32	9,0	16	50	12,8	11,5	16,25	125	9,3	120	
ОЛ32/50 20	32	9,0	20	50	12,8	14,4	20,2	156	11,6	149	
ОЛ32/50 25	32	9,0	25	50	12,8	18	25,3	194	14,6	187	
ОЛ32/50 32	32	9,0	32	50	12,8	23	32,5	249	18,7	240	

Продолжение табл. 1.8

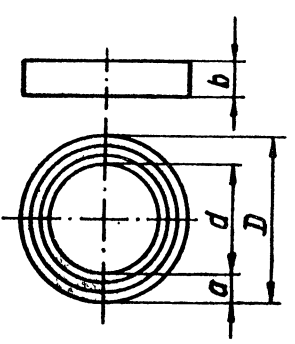
Обозначение магнитопровода					Справочные величины					Ориентировочная мощность трансформатора (Б·А) на частотах, Гц		
	Активная площадь сечения магнитопровода, Q_{ca} , см ²					Средняя длина магнитной силовой линии l_{cp} , см	Сечение стали X сечению окна, Q_{co} , см ²	Активный объем магнитопровода, $V_{ст}$, см ³	Масса магнитопровода $G_{ст}$, г			
	d	a	b	D	D							
ОЛ40/64 20	40	12	20	64	64	2,12	16,3	30	34,6	264	24	278
ОЛ40/64 25	40	12	25	64	64	2,64	16,3	38	43	329	30	364
ОЛ40/64 32	40	12	32	64	64	3,38	16,3	48	55,1	421	39	444
ОЛ40/64 40	40	12	40	64	64	4,28	16,3	60	68,9	527	49,5	515
ОЛ50/80 25	50	15	25	80	80	3,32	20,4	75	67,7	518	58,5	550
ОЛ50/80 32	50	15	32	80	80	4,25	20,4	94	86,2	663	75	660
ОЛ50/80 40	50	15	40	80	80	5,31	20,4	118	108	829	93,5	825
ОЛ50/80 50	50	15	50	80	80	6,64	20,4	148	135	1035	117	1030
ОЛ64/100 32	64	18	32	100	100	5,10	25,8	187	131,5	1010	148	1300
ОЛ64/100 40	64	18	40	100	100	6,40	25,8	232	165	1265	186	1630
ОЛ64/100 50	64	18	50	100	100	8,00	25,8	200	206	1580	233	2040
ОЛ64/100 64	64	18	64	100	100	10,20	25,8	370	264	2020	293	2300
ОЛ80/128 40	80	24	40	128	128	8,5	32,6	482	277	2120	340	2500
ОЛ80/128 50	80	24	50	128	128	10,7	32,6	603	350	2670	428	2650
ОЛ80/128 64	80	24	64	128	128	13,7	32,6	775	446	3420	548	3340
ОЛ80/128 80	80	24	80	128	128	17,1	32,6	965	556	4250	685	4170

Таблица 1.9. Оптимальные соотношения размеров для трансформаторов

Конструкция (тип трансформаторов)	Значения								
	при минимальной массе			при минимальном объеме			при минимальной стоимости		
	b/a	c/a	h/a	b/a	c/a	h/a	b/a	c/a	h/a
Стержневая с двумя катушками	1...2	1,5	2,0	1...2	0,5	3,0	2	1,0	1,0
Броневая	1...2	1,0	2,5	1...2	1,0	2,5	2	0,5	1,0
Тороидальная	0,4...1,0	2	—	1...2	2,0	—	—	—	—

f_c — частота тока питающей сети, Гц; B_m — амплитуда магнитной индукции, Тл; j — плотность тока в обмотках, А/мм²; k_m и k_c — коэффициенты заполнения медью окна сердечника и сталью площади поперечного сечения стержня магнитопровода.

4. Определяем амплитуду магнитной индукции B_m , КПД трансформатора η и плотность тока в обмотках j . С этой целью используем графики, приведенные на рис. 1.5 и выражающие зависимость указанных параметров от мощности трансформатора $S_{тр}$.

5. Находим коэффициент заполнения медью окна сердечника k_m . Этот коэффициент зависит от диаметра провода обмоток и мощности трансформатора (табл. 1.10, 1.11).

6. Значение коэффициента заполнения сталью сечения сердечника определяем в зависимости от толщины стальных листов или ленты (табл. 1.12).

Таблица 1.10. Значения k_m для некоторых марок проводов при напряжении менее 1000 В

Марка провода	Диаметр провода	k_m	Марка провода	Диаметр провода	k_m
ПЭЛ, ПЭВ, ПЭТ	0,05...0,1	0,15...0,20	ПЭЛШД ПШД ПЭЛБО ПБД ПЭЛВД	0,2...0,5	0,15...0,22
	0,1...0,2	0,18...0,25			
	0,2...0,5	0,22...0,30			
ПЭЛШО	0,5...1,5	0,27...0,35	0,5...1,5 1,5...4,5	0,16...0,25 0,22...0,30	
	0,1...0,2	0,12...0,19			
	0,2...0,5	0,17...0,25			

Таблица 1.11. Значения k_m в зависимости от мощности трансформатора

$S_{тр}, В \cdot А$	k_m	
	при $f_c = 50$ Гц	при $f_c = 400$ Гц
15...30	0,22...0,28	0,21...0,25
50...150	0,28...0,34	0,25...0,28
150...300	0,34...0,36	0,28...0,30
300...1000	0,36...0,38	0,30...0,37

Таблица 1.12. Значения коэффициента k_c от толщины листа

Толщина листа, мм	k_c для магнитопроводов	
	пластинчатых	ленточных
0,35...0,5	0,89...0,93	0,95...0,97
0,2...0,35	0,82—0,89	0,93...0,95
0,05...0,1	—	0,75...0,88

7. Используя оптимальные соотношения размеров для трансформаторов (табл. 1.9), определяем ширину стержня магнитопровода

$$a = \sqrt[4]{Q_c Q_0 / xyz}, \quad (1.4)$$

где $x = c/a$; $y = b/a$; $z = h/a$ (табл. 1.9).

Зная значение a и $Q_c Q_0$, по табл. 1.5—1.8 выбираем магнитопровод и выписываем из таблиц все справочные данные, необходимые для дальнейшего расчета (геометрические размеры магнитопровода, его сечение, массу, среднюю длину магнитной силовой линии и др.).

8. Определяем потери в стали

$$P_{ст} = \sigma G_{ст}, \quad (1.5)$$

где σ — удельные потери (Вт/кг), которые зависят от марки стали, толщины пластин или ленты, магнитной индукции и частоты сети (рис. 1.6); $G_{ст}$ — масса стали магнитопровода, кг (определяется из таблиц для заданного типа магнитопровода).

9. Находим ток холостого хода. Для этого необходимо:

а) определить активную составляющую тока холостого хода, потребляемого трансформатором на покрытие потерь в стали (выражается в процентах от номинального тока)

$$i_{а.хол} = (P_{ст}/S_{тр}) \cdot 100; \quad (1.6)$$

б) вычислить реактивную составляющую тока холостого хода, выраженную в процентах от номинального тока,

$$i_{р.хол} = (q_{ст} G_{ст} / S_{тр}) 100, \quad (1.7)$$

где $q_{ст}$ — удельная намагничивающая мощность (вар/кг), зависящая от марки стали, частоты, конструкции магнитопровода и магнитной индукции (рис. 1.7);

в) найти ток холостого хода, выраженный в процентах от номинального,

$$i_{хол} = \sqrt{i_{а.хол}^2 + i_{р.хол}^2}. \quad (1.8)$$

В формулах (1.6) и (1.7) $S_{тр}$ — полная мощность трансформатора (см. (1.1) и (1.2)), но для автотрансформатора $S_{тр} = S_2$ — полезная мощность.

10. Определяем значение тока первичной обмотки

$$I_1 = S_{тр} / U_1 \eta \cos \varphi_1, \quad (1.9)$$

где $\cos \varphi_1$ — коэффициент мощности (при частоте 50 Гц $\cos \varphi_1 = 0,9 \dots 0,95$; при частоте 400 Гц $\cos \varphi_1 = 0,85 \dots 0,95$; для автотрансформатора $S_{тр} = S_2$ и $\eta \cos \varphi_1 = 0,9 \dots 0,95$).

Абсолютное значение тока холостого хода равно

$$I_{хол} = (i_{хол}/100) I_1. \quad (1.10)$$

Ток холостого хода $I_{хол}$ в трансформаторах малой мощности обычно составляет 25—40% от номинального значения при частоте 50 Гц и 10—30% при частоте 400 Гц.

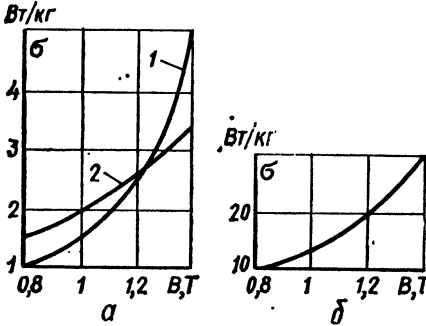


Рис. 1.6. Экспериментальные кривые зависимости удельных потерь в стали от магнитной индукции:

a — при частоте 50 Гц для стали Э42 (1) и Э310 (2) и толщине пластин 0,35 мм; b — при частоте 400 Гц для стали Э340 при толщине пластин 0,15 мм

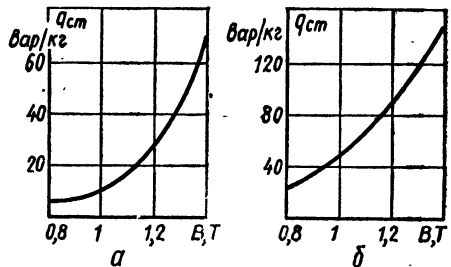


Рис. 1.7. Графики для определения удельной намагничивающей мощности для стали:

a — при частоте 50 Гц для стали Э42 толщиной 0,35 мм; b — при частоте 400 Гц для стали Э340 толщиной 0,15 мм

Если найденный по формуле (1.10) ток холостого хода оказался выше указанных значений, то следует уменьшить магнитную индукцию; если же этот ток оказался меньше указанных значений, то магнитную индукцию следует увеличить и вновь произвести расчет.

11. Находим токи в обмотках трансформатора

$$I_i = S_i / U_i, \quad (1.11)$$

где i — номер обмотки трансформатора; S_i — мощность соответствующей обмотки, В · А; U_i — напряжение обмотки, В.

12. Поперечные сечения проводов обмоток (мм²) определяем по формулам

$$q'_1 = I_1 / j; \quad q'_2 = I_2 / j; \quad q'_3 = I_3 / j \dots, \quad (1.12)$$

где I_1, I_2, I_3 и т. д. — токи в соответствующих обмотках, А; j — плотность тока, определенная ранее по графику рис. 1.5, в, А/мм².

По табл. 1.4 определяем ближайшие к рассчитанным значениям стандартные сечения проводов q_1, q_2, q_3 ... для всех обмоток и уточняем марку проводов (при напряжении обмоток до 500 В рекомендуется провод ПЭЛ или ПЭВ-1 при токах в обмотках до 5 А и провод ПЭЛБО или ПБД при токах более 5 А; при напряжении обмоток более 500 В целесообразно выбрать провод ПЭВ-2).

Далее необходимо выписать из табл. 1.4 для выбранных проводов каждой обмотки их диаметры с изоляцией (максимальный наружный диаметр d_1, d_2, d_3 ... [мм] и без нее / (номинальный диаметр провода по меди d'_1, d'_2, d'_3 ... [мм]), а также массу 1 м провода g_1, g_2, g_3 ... [г].

Действительная плотность тока в обмотках составляет

$$j_1 = I_1 / q_1; \quad j_2 = I_2 / q_2; \quad j_3 = I_3 / q_3 \dots, \quad (1.13)$$

Средняя плотность тока для трансформатора, содержащего n обмоток, равна

$$j = \sqrt[n]{j_1 j_2 j_3 \dots j_n}. \quad (1.14)$$

13. Находим амплитуду магнитного потока в магнитопроводе трансформатора Φ [Вб]

$$\Phi = BQ_{c.a} \cdot 10^{-4} = BQ_c k_c 10^{-4}, \quad (1.15)$$

где $Q_{c.a}$ — активное сечение магнитопровода (табл. 1.5—1.8), см².

14. Число витков каждой обмотки определяем по формуле

$$W_i = E_i \cdot 10^4 / 4,44 f_c \Phi, \quad (1.16)$$

где i — номер обмотки ($i = 1, 2, 3 \dots$); E_i — ЭДС соответствующей обмотки.

При работе трансформатора под нагрузкой на сопротивлениях его обмоток происходит падение напряжения. Поэтому для вычисления ЭДС обмоток необходимо воспользоваться формулой

$$E_i = U_i (1 - \Delta u_i / 100), \quad (1.17)$$

где U_i — напряжение на соответствующей обмотке; Δu_i — процентное падение напряжения на ней.

Ориентировочные значения процентного падения напряжения на первичной Δu_1 и вторичных Δu_2 обмотках в зависимости от мощности трансформаторов (броневое типа) с напряжением обмоток до 1000 В и температурой перегрева до 50°С приведены на рис. 1.8.

При использовании трансформаторов стержневого типа значения Δu_1 и Δu_2 следует уменьшить на 20—30% по сравнению с приведенными на рис. 1.8.

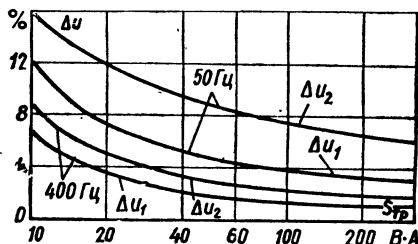
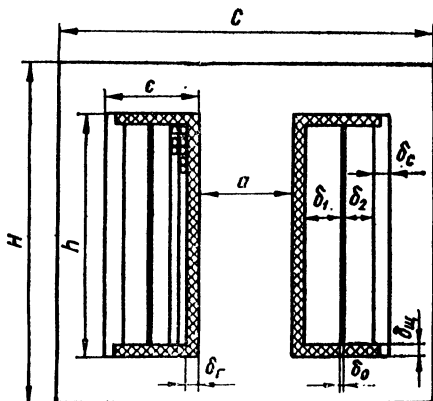


Рис. 1.8. Зависимость процентного падения напряжения в первичной Δu_1 и вторичной Δu_2 обмотках от мощности трансформатора

Переходим к проверке размещения обмоток на магнитопроводе.

15. Составляем эскиз размещения обмоток (рис. 1.9). Обмотки трансформатора укладывают на каркасе из изоляционного материала (электрокартон, гетинакс, пластмасса и др.). Каркас состоит из гильзы, представляющей собой трубку прямоугольного, квадратного или круглого сечения. На концах гильзы укрепляются боковые щеки. Обычно гильза и боковые щеки имеют одинаковую толщину ($\delta_1 = \delta_{щ}$). Ближе к стержню магнитопровода располагают



каждого ряда укладывается межслойная изоляция, в качестве которой применяется конденсаторная, кабельная или телефонная бумага толщиной 0,01 мм при диаметре провода обмотки менее 0,1 мм, толщиной 0,05 мм при диаметре провода (0,1...0,5) мм и толщиной 0,12 мм при диаметре провода более 0,5 мм (табл. 1.3).

16. Для определения высоты обмотки $h_{об}$ используем формулу

$$h_{об} = h - 2\delta_{щ} - 2\delta_3, \quad (1.18)$$

где h — высота окна магнитопровода, мм; $\delta_{щ}$ — толщина боковой щеки каркаса (обычно $\delta_{щ} = \delta_1 = (1...3)$ мм); δ_3 — ширина зазора между щекой каркаса и магнитопроводом, мм (обычно принимают $\delta_3 = (0,5...1)$ мм на сторону).

17. Находим число витков в одном слое каждой обмотки N_i

$$N_i = (h_{об}/k_y d_i) - 1, \quad (1.19)$$

где d_i — диаметр провода данной обмотки с изоляцией, мм; k_y — коэффициент, учитывающий неплотность намотки (обычно принимают $k_y = 1,1...1,15$).

18. Определяем число рядов (слоев) каждой обмотки

$$M_i = W_i/N_i, \quad (1.20)$$

где W_i — число витков рассчитываемой обмотки для броневого трансформатора. Для стержневого трансформатора

$$M_i = W_i/2N_i. \quad (1.21)$$

Между обмотками укладывается изоляционная прокладка из лакоткани или изоляционной бумаги (табл. 1.3). При напряжении обмоток до 1000 В толщина этой изоляции составляет $\delta_0 = (0,2...0,3)$ мм.

Радиальный размер каждой обмотки подсчитывается по формуле

$$\delta_i = 1,2M_i d_i, \quad (1.22)$$

где множитель 1,2 учитывает межслойную изоляцию и разбухание обмотки при намотке и пропитке.

19. Определяем радиальный размер всех обмоток с учетом межслойной и межобмоточной изоляции

$$\delta_p = \delta_1 + \delta_2 + \dots + \delta_n + (n - 1) \delta_0, \quad (1.23)$$

где n — число обмоток.

О приемлемости размещения обмоток в окне сердечника судят по величине свободного промежутка между поверхностью последней обмотки до ярма в броневом трансформаторе

$$\delta_c = c - \delta_3 - \delta_1 - \delta_p \quad (1.24)$$

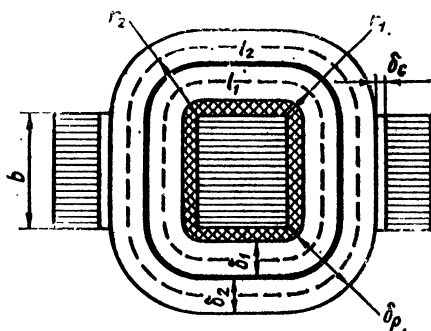


Рис. 1.9. Размещение обмоток на магнитопроводе

и между поверхностями наружных обмоток двух стержней в трансформаторе стержневого типа

$$\delta_c = c - 2(\delta_3 + \delta_r + \delta_p), \quad (1.25)$$

где c — ширина окна магнитопровода; δ_3 — зазор между гильзой каркаса и магнитопроводом ($\delta_3 = (0,5 \dots 1)$ мм).

Свободный промежуток δ_c должен быть не менее $1 \dots 4$ мм и не более $(5 \dots 8)$ мм в зависимости от мощности трансформатора (чем больше мощность, тем больше δ_c). Таким образом,

$$(1 \dots 4) \text{ мм} \leq \delta_c \leq (5 \dots 8) \text{ мм}. \quad (1.26)$$

Если условие (1.26) не выполняется, то необходимо произвести новый вариант расчета трансформатора, выбрав другой типоразмер магнитопровода.

20. Находим массу меди каждой обмотки, кг

$$G_{mi} = W_i g_i l_i \cdot 10^{-3}, \quad (1.27)$$

где i — номер обмотки; W_i — число витков обмотки; g_i — масса одного метра провода, г (табл. 1.4); l_i — средняя длина витка обмотки, м.

Для определения средней длины витков обмоток используется формула (рис. 1.9)

$$l_i = 2(a + b + \pi r_i) 10^{-3}, \quad (1.28)$$

где

$$r_i = \delta_3 + \delta_r + (i - 1) \delta_0 + \sum_1^i \delta_i - \delta_{i/2}. \quad (1.29)$$

Масса меди всех обмоток

$$G_{mo} = \sum_{i=1}^n G_{mi}. \quad (1.30)$$

Потери в меди каждой обмотки при температуре провода $(100 \dots 105)^\circ\text{C}$ составляют

$$P_{mi} = 2,7 j_i^2 G_{mi} [\text{Вт}]. \quad (1.31)$$

где j_i — плотность тока в i -й обмотке, $\text{А}/\text{мм}^2$; G_{mi} — масса этой обмотки, кг.

Суммарные потери в меди всех обмоток

$$P_{mo} = \sum_{i=1}^n P_{mi}. \quad (1.32)$$

21. Определяем коэффициент полезного действия трансформатора

$$\eta = P / (P + P_{ст} + P_{mo}), \quad (1.33)$$

где $P = S_{тр} \cos \varphi$ — полезная мощность в нагрузке трансформатора (автотрансформатора), Вт.

22. Находим активное сопротивление каждой обмотки трансформатора по формуле

$$R_i = \rho_m l_i W_i / q_i, \quad (1.34)$$

где ρ_m — удельное сопротивление медного провода (при температуре 105°C $\rho_{m105} = 0,0234 \cdot 10^{-6}$ Ом · м); q_i — поперечное сечение провода рассчитываемой обмотки, мм^2 .

23. Находим полное активное сопротивление короткого замыкания, приведенное к первичной обмотке:

для двухобмоточного трансформатора

$$R_k = R_1 + R_2' = R_1 + R_2 (W_1/W_2)^2, \quad (1.35)$$

для многообмоточного трансформатора полное активное сопротивление l -й обмотки, приведенное к первичной обмотке,

$$R_{ki} = R_1 + R'_i = R_1 + R_i (W_1/W_i)^2. \quad (1.36)$$

24. Определяем активную составляющую напряжения короткого замыкания, %

$$u_a = (I_1 R_k / U_1) \cdot 100, \quad (1.37)$$

где U_1 и I_1 — номинальные напряжения и ток первичной обмотки.

25. Находим реактивную составляющую короткого замыкания, %

$$u_x = 180 AW l \delta' / \sqrt{B_m Q_{c.a}} h_{об} 10^3, \quad (1.38)$$

где AW — средняя магнитодвижущая сила (ампер-витки), равная для двухобмоточного и многообмоточного трансформаторов соответственно

$$AW = \sqrt{(I_1 W_1 + I_2 W_2)^2 / 2 + (I_{хол} W_1)^2}; \quad (1.39)$$

$$AW = \sqrt{(I_1 W_1 + I_2 W_2 + \dots + I_n W_n)^2 / 2 + (I_{хол} W_1)^2}; \quad (1.40)$$

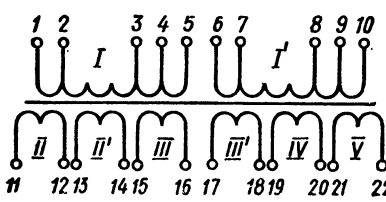


Рис. 1.10. Схема унифицированных трансформаторов питания типа ТПП2

l — средняя длина всех обмоток (м), равная для двухобмоточного и многообмоточного трансформаторов соответственно

$$l = (l_1 + l_2) / 2; \quad (1.41)$$

$$l = (l_1 + l_2 + \dots + l_n) / n; \quad (1.42)$$

δ' — расчетный зазор для потока рассеяния (мм), равный для двухобмоточного и многообмоточного трансформаторов соответственно

$$\delta' = \delta_0 + (\delta_1 + \delta_2) / 3; \quad (1.43)$$

$$\delta' = [\delta_0 + \delta_1 + \delta_2 + \dots + \delta_n + (n - 1) \delta_0] / 3; \quad (1.44)$$

v — число стержней несущих обмотки (для броневого трансформатора $v = 1$; для стержневого $v = 2$); B_m — амплитуда магнитной индукции, Тл; $Q_{c.a}$ — активное сечение магнитопровода, см²; $h_{об}$ — высота обмотки, мм.

Напряжение короткого замыкания (%) равно

$$u_k = \sqrt{u_a^2 + u_x^2}. \quad (1.45)$$

26. Находим процентное падение напряжения в обмотках

$$\Delta u_i = (I_i R_i / u_i) \cdot 100. \quad (1.46)$$

При чисто активной нагрузке ($\cos \varphi = 1$) процентные изменения напряжений вторичных обмоток равны активным составляющим короткого замыкания этих обмоток, определяемым по формуле

$$\Delta u_i = u_{ai} = (I_i R_{ki} / u_i) \cdot 100. \quad (1.47)$$

Найденные значения Δu_i следует сопоставить с теми, которые были определены по рис. 1.8, и при необходимости уточнить число витков обмоток.

27. Определяем температуру перегрева обмоток относительно окружающей среды по формуле

$$\Delta T = (P_{ст} + P_{мо}) / \alpha_T (Q_K + Q_c), \quad (1.48)$$

где α_T — коэффициент теплоотдачи трансформатора (обычно принимают $\alpha_T = (11 \dots 13) \text{ Вт/м}^2 \cdot \text{°C}$); Q_K — поверхность охлаждения обмотки, м²; Q_c — поверхность охлаждения магнитопровода, м².

Для броневого трансформатора (рис. 1.2)

$$Q_K = 2h_{об} [a + \pi(c - 4)] \cdot 10^{-6}; \quad (1.49)$$

$$Q_c = 2[(C + H)b + (C + h)a + hb] \cdot 10^{-6}. \quad (1.50)$$

Таблица 1.13. Электрические параметры трансформаторов питания типа ТПП

Тип/номинал	Номинальная мощность, В · А	Ток первичной обмотки I ₁ , А	Напряжение вторичных обмоток, В			Номинальный ток вторичных обмоток, А
			II, II'	III, III'	IV, V	
ТПП201-127/220-50	1,65	0,03	1,25	1,25	0,35	0,29
ТПП202-127/220-50	1,65	0,017	1,24	2,48	0,65	0,188
ТПП203-127/220-50	1,65		2,53	2,51	0,65	0,146
ТПП204-127/220-50	1,65		2,5	5	1,3	0,094
ТПП205-127/220-50	1,65		2,5	10	0,65	0,063
ТПП206-127/220-50	1,65		5	5	1,32	0,073
ТПП207-127/220-50	1,65		5	20	1,3	0,031
ТПП208-127/220-50	1,65		10	10	2,6	0,037
ТПП209-127/220-50	1,65		10	20	5	0,024
ТПП210-127/220-50	3,25	0,045	1,26	1,25	0,35	0,57
ТПП211-127/220-50	3,25	0,025	1,25	2,48	0,35	0,4
ТПП212-127/220-50	3,25		1,26	2,48	0,65	0,37
ТПП213-127/220-50	3,25		2,52	2,5	0,65	0,29
ТПП214-127/220-50	3,25		4	4,3	0,73	0,147
ТПП215-127/220-50	3,25		5	10	1,3	0,1
ТПП216-127/220-50	3,25		10	10	2,6	0,072
ТПП217-127/220-50	3,25		10	20	2,64	0,05
ТПП218-127/220-50	3,25		10	20	5	0,046
ТПП219-127/220-50	5,5	0,071	1,26	1,25	0,35	0,965
ТПП220-127/220-50	5,5	0,041	2,53	2,5	0,66	0,485
ТПП221-127/220-50	5,5		2,48	5	1,32	0,31
ТПП222-127/220-50	5,5		2,48	10	0,66	0,21
ТПП223-127/220-50	5,5		5	5	1,25	0,244
ТПП224-127/220-50	5,5		5	10	2,61	0,156
ТПП225-127/220-50	5,5		10	20	2,57	0,084
ТПП226-127/220-50	5,5		20	20	3,96	0,063
ТПП227-127/220-50	9	0,11	1,25	1,24	0,35	1,57
ТПП228-127/220-50	9	0,062	1,25	2,5	0,67	1,02
ТПП229-127/220-50	9		2,54	2,52	0,68	0,8
ТПП230-127/220-50	9		2,48	5	0,66	0,55
ТПП231-127/220-50	9		2,5	10	2,6	0,3
ТПП232-127/220-50	9		5,04	10	2,63	0,255
ТПП233-127/220-50	9		5	20	1,3	0,17
ТПП234-127/220-50	9		10	10	2,55	0,2
ТПП235-127/220-50	9		10	20	2,57	0,138
ТПП236-127/220-50	9		10	20	5	0,128
ТПП237-127/220-50	9		20	20	4	0,1
ТПП238-127/220-50	14,5	0,175	5	10	1,3	0,445
ТПП239-127/220-50	14,5	0,1	1,24	1,23	0,34	2,55
ТПП240-127/220-50	14,5		1,24	2,5	0,34	1,77
ТПП241-127/220-50	14,5		2,5	2,5	0,62	1,28
ТПП242-127/220-50	14,5		2,46	5	1,28	0,83
ТПП243-127/220-50	14,5		2,46	10	0,68	0,55
ТПП244-127/220-50	14,5		4	6,27	0,74	0,655
ТПП245-127/220-50	14,5	0,175	5	10	2,61	0,415
ТПП246-127/220-50	14,5	0,1	5	20	5	0,24
ТПП247-127/220-50	14,5		10	20	2,58	0,22
ТПП248-127/220-50	14,5		20	20	4	0,165

Продолжение табл. 1.13

Типономинал	Номинальная мощность, В · А	Ток первичной обмотки ¹ А	Напряжения вторичных обмоток, В			Номинальный ток вторичных обмоток, А
			II, II'	III, III'	IV, V	
ТПП249-127/220-50	22	<u>0,25</u>	1,25	2,51	0,35	2,56
ТПП250-127/220-50	22	0,145	2,5	5	0,63	1,35
ТПП251-127/220-50	22		2,5	10	2,58	0,73
ТПП252-127/220-50	22		5	5	1,32	0,97
ТПП253-127/220-50	22		5	10	2,58	0,61
ТПП254-127/220-50	31	<u>0,34</u>	2,5	5	1,34	1,76
ТПП255-127/220-50	31	0,19	2,5	10	0,72	1,18
ТПП256-127/220-50	31		4	6,3	0,72	1,4
ТПП257-127/220-50	31		5	5	1,35	1,37
ТПП258-127/220-50	31		5	10	2,6	0,88
ТПП259-127/220-50	31		5	20	1,34	0,59
ТПП260-127/220-50	31		10	10	2,5	0,69
ТПП261-127/220-50	31		10	20	2,6	0,47
ТПП262-127/220-50	31		20	20	4,1	0,35
ТПП263-127/220-50	57	<u>0,615</u>	1,28	1,26	0,36	10
ТПП264-127/220-50	57	0,36	2,48	2,45	0,7	5
ТПП265-127/220-50	57		2,45	5	0,69	3,5
ТПП266-127/220-50	57		2,48	10	2,57	1,9
ТПП267-127/220-50	57		5	4,95	1,31	2,52
ТПП268-127/220-50	57		5	10	2,55	1,62
ТПП269-127/220-50	57		5	20	1,33	1,08
ТПП270-127/220-50	57		10	10	2,58	1,25
ТПП271-127/220-50	57		10	20	4,95	0,81
ТПП272-127/220-50	72	<u>0,72</u>	2,5	5	1,35	4,1
ТПП273-127/220-50	72	0,42	1,25	1,25	0,42	12,5
ТПП274-127/220-50	72		1,25	2,5	0,46	8,8
ТПП275-127/220-50	72		2,5	2,5	0,68	6,3
ТПП276-127/220-50	72		2,5	10	0,71	2,73
ТПП277-127/220-50	72		5	5	1,35	3,2
ТПП278-127/220-50	72		5	10	1,35	2,2
ТПП279-127/220-50	72		5	20	5	1,2
ТПП280-127/220-50	72		-10	10	2,6	1,6
ТПП281-127/220-50	72		10	20	2,62	1,1
ТПП282-127/220-50	72		20	20	4	0,81
ТПП283-127/220-50	90	<u>0,94</u>	1,25	2,48	0,62	10,2
ТПП284-127/220-50	90	0,55	2,46	5	0,61	5,5
ТПП285-127/220-50	90		2,5	9,95	2,61	3
ТПП286-127/220-50	90		3,9	6,34	0,75	4,1
ТПП287-127/220-50	90		5	10	2,63	2,55
ТПП288-127/220-50	90		5	20	1,32	1,7
ТПП289-127/220-50	90		10	20	5	1,3

¹ Числитель дроби — ток при напряжении питания 127 В, знаменатель — при 220 В.

Для стержневого трансформатора (рис. 1.2)

$$Q_k = 2h_{об} [2a + b + 2\pi (c/2 - 2)] \cdot 10^{-6}; \quad (1.51)$$

$$Q_c = 2 [2Ca + b (C + 2a)] \cdot 10^{-6}. \quad (1.52)$$

28. Находим рабочую температуру обмоток

$$T_p = t_{окр} + \Delta T, \quad (1.53)$$

где $t_{окр}$ — температура окружающей среды. Найденное значение T_p не должно превышать предельно допустимую величину, на которую рассчитана изоляция применяемого провода (см. примечания к табл. 1.3 и 1.4). Например, для провода ПЭЛ предельно допустимая температура равна 105° , а для ПЭВ-2 в зависимости от класса и изоляции — 120 и 130°C .

Для электронной аппаратуры на полупроводниковых приборах выпускаются унифицированные трансформаторы питания типа ТПП, разработанные на основе нормализованных магнитопроводов броневой конструкции (табл. 1.13). Все они рассчитаны на питание от сети с напряжением 127 и 220 В и частотой 50 Гц. Схема трансформаторов типа ТПП приведена на рис. 1.10 [29, с. 140—143].

1.3. Расчет выпрямительных схем

1.3.1. Сравнительная характеристика основных схем выпрямления. Для питания современной электронной аппаратуры наиболее часто применяются выпрямители однофазного переменного тока, работающие в режиме двухполупериодного выпрямления и схемы с удвоением или умножением выпрямленного напряжения (рис. 1.11). Обычно на выходе таких выпрямителей включаются сглаживающие фильтры, начинающиеся с конденсатора, что определяет емкостный характер нагрузки выпрямителя.

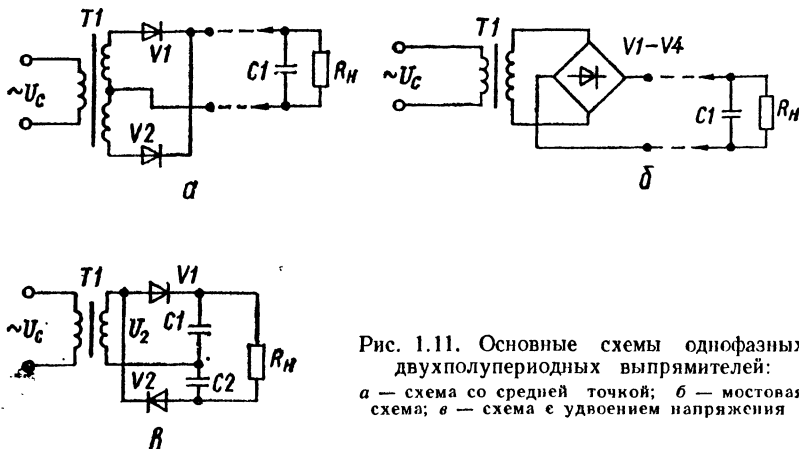


Рис. 1.11. Основные схемы однофазных двухполупериодных выпрямителей:
 а — схема со средней точкой; б — мостовая схема; в — схема с удвоением напряжения

Наиболее широкое распространение в выпрямителях находят полупроводниковые вентили — главным образом, кремниевые диоды. Они используются для получения выпрямленных напряжений до 400 — 500 В при силе тока до нескольких ампер. Полупроводниковые вентили по эксплуатационной надежности и сроку службы значительно превосходят все остальные типы вентиляей. Удобнее всего использовать полупроводниковые вентили в мостовой схеме (рис. 1.11, б). Выпрямитель, собранный по этой схеме, обеспечивает двухполупериодное выпрямление и обладает всеми преимуществами схемы со средней точкой. Вместе с тем конструкция выпрямителя упрощается, так как размеры и масса трансформатора уменьшаются вследствие лучшего использования обмоток по току. Кроме того, обратное напряжение на вентиль в мостовой схеме меньше, чем в схеме со средней точкой.

Таблица 1.14. Сравнительные свойства схем маломощных выпрямителей

Схема выпрямления	Преимущества	Недостатки	Область применения (по напряжению, току и мощности) при использовании полупроводниковых вентиляей
Двухполупериодная со средней точкой	<p>Минимальное (2 шт.) число вентиляей</p> <p>Низкое среднее значение тока вентиляей</p> <p>Возможность установки однотипных полупроводниковых вентиляей на общем радиаторе без изоляции</p> <p>Простой сглаживающий фильтр</p>	<p>Необходимость в трансформаторе</p> <p>Усложненная конструкция трансформатора</p> <p>Плохое использование трансформатора по току</p> <p>Высокое обратное напряжение на вентиляях</p> <p>Повышенное выходное сопротивление</p> <p>Большая вероятность появления пульсаций с частотой сети из-за несимметрии плеч</p> <p>Необходимость в четырех вентиляях</p> <p>Повышенное вдвое падение напряжения на вентиляях</p> <p>Невозможность установки однотипных полупроводниковых вентиляей на одном радиаторе (без изолирующих прокладок)</p>	<p>Выпрямленное напряжение U_0 до 100 В</p> <p>Выпрямленный ток I_0 до 500 мА</p> <p>Мощность на выходе P_0 до 50 Вт</p>
Двухполупериодная мостовая	<p>Низкое выходное сопротивление</p> <p>Низкое обратное напряжение на вентилях и низкое среднее значение тока</p> <p>Простой сглаживающий фильтр</p> <p>Хорошее использование трансформатора</p>	<p>Необходимость в четырех вентиляях</p> <p>Повышенное вдвое падение напряжения на вентиляях</p> <p>Невозможность установки однотипных полупроводниковых вентиляей на одном радиаторе (без изолирующих прокладок)</p>	<p>U_0 — до 400 В</p> <p>I_0 — до 1 А</p> <p>P_0 — до 300 Вт</p>
Схема с удвоением напряжения	<p>Низкое выходное сопротивление</p> <p>Низкое обратное напряжение на вентилях</p> <p>Минимальное (2 шт.) число вентиляей</p> <p>Хорошее использование трансформатора</p> <p>Возможность работы без трансформатора</p>	<p>Повышенное среднее значение тока вентиляей</p> <p>Невозможность установки однотипных вентиляей на общем металлическом основании без изоляции</p> <p>Сложный сглаживающий фильтр</p> <p>Низкая частота пульсации на конденсаторах фильтра</p> <p>Возможность появления пульсации с частотой сети (на внешних зажимах конденсаторов фильтра) при несимметрии плеч</p>	<p>$U_0 = 300 \dots 1000$ В</p> <p>I_0 — до 200 мА</p> <p>P_0 — до 50 Вт</p>

Необходимость использования в схеме четырех вентиляей вместо двух является недостатком мостовой схемы. Поэтому наиболее целесообразно ее применять с полупроводниковыми диодами, имеющими небольшие габариты и массу.

Для повышения выпрямленного напряжения на нагрузке при заданном напряжении на вторичной обмотке трансформатора или при отсутствии силового трансформатора с необходимым коэффициентом трансформации применяют схемы выпрямления с удвоением или умножением напряжения. Такие схемы позволяют получить выпрямленное напряжение порядка 1000 В и выше.

Одна из наиболее распространенных схем с удвоением напряжения приведена на рис. 1.11, в. Сравнительные свойства основных выпрямительных схем приведены в табл. 1.14.

1.3.2. Порядок расчета. Основные расчетные соотношения [24, с. 48—67]. Выпрямители с емкостной реакцией нагрузки (с емкостным фильтром) применяются в источниках электропитания малой мощности и током, не превышающим обычно 1 А. Основными исходными данными для расчета являются: номинальное выпрямленное напряжение U_0 ; максимальный и минимальный токи нагрузки $I_{0\max}$; $I_{0\min}$; выходная мощность $P_0 = U_0 I_0$; номинальное напряжение сети U_1 ; частота сети f_c ; относительные отклонения напряжения сети в сторону повышения и понижения a_{\max} , a_{\min} ; коэффициент пульсации K_p .

В результате расчета требуется определить тип и параметры вентиляей, режим работы схемы (токи, напряжения, КПД), емкость и тип конденсатора, нагружающего выпрямитель (первый элемент фильтра).

Расчет проводим в следующем порядке.

1. На основании рекомендаций табл. 1.14 выбираем схему выпрямления.

2. Пользуясь таблицей основных параметров выпрямительных схем, работающих на емкостную нагрузку (табл. 1.15), определяем ориентировочные значения параметров вентиляей $U_{\text{обр}}$; $I_{\text{пр.ср}}$; $I_{\text{пр}}$, а также габаритную мощность трансформатора $S_{\text{тр}}$.

Для ориентировочного определения этих параметров следует задаться значениями вспомогательных коэффициентов B и D . Для двухполупериодной схемы (со средней точкой) и мостовой схемы $B = 0,95 \dots 1,1$; $D = 2,1 \dots 2,2$. Для схемы с удвоением напряжения $B = 0,95 \dots 1,1$; $D = 2,05 \dots 2,1$.

Амплитуду обратного напряжения на вентиле определяют по максимальному значению выпрямленного напряжения

$$U_{0\max} = U_0 (1 + a_{\max}). \quad (1.54)$$

3. Выбираем тип вентиляей. При этом необходимо выполнить условия:

$$U_{\text{обр max}} > U_{\text{обр}}; \quad (1.55)$$

$$I_{\text{пр.ср max}} > I_{\text{пр.ср}}; \quad (1.56)$$

$$I_{\text{пр}} < 1,57 I_{\text{пр.ср max}}. \quad (1.57)$$

Параметры вентиляей (выпрямительных диодов, столбов и диодных сборок) $U_{\text{обр max}}$ и $I_{\text{пр.ср max}}$ определяются по табл. 1.16, 1.17.

4. Находим сопротивление вентиля в прямом направлении

$$r_{\text{пр}} = U_{\text{пр}} / I_{\text{пр.ср max}}, \quad (1.58)$$

где $U_{\text{пр}}$ — падение напряжения на вентиле в прямом направлении (определяется по табл. 1.16, 1.17).

5. Определяем активное сопротивление обмоток трансформатора

$$r_{\text{тр}} \approx (k_r U_0 \sqrt{s f_c B_m / U_0 I_0}) / I_0 f_c B_m, \quad (1.59)$$

где k_r — коэффициент, зависящий от схемы выпрямления: для двухполупериодной схемы со средней точкой $k_r = 4,7$; для мостовой схемы $k_r = 3,5$; для схемы с удвоением напряжения $k_r = 0,9$; B_m — амплитуда магнитной индукции в магнитопроводе трансформатора, Тл (определяется по рис. 1.5); s — число стержней трансформатора,

Таблица 1.15. Основные параметры однофазных двухполупериодных схем выпрям

Схема выпрямления	U_2/U_0	$U_{обр}/U_0$	$I_{пр.ср}/I_0$	$I_{прт}/I_0$	$I_{пр}/I_0$	I_2/I_0
Двухполупериодная (со средней точкой)	B	$2,82B$	0,5	$0,5F$	$0,5D$	$0,5D$
Мостовая	B	$1,41B$	0,5	$0,5F$	D	$0,707D$
С удвоением напряжения	$0,5B$	$1,41B$	1	F	D	$1,41D$

Примечание: U_2 — действующее значение напряжения вторичной обмотки трансформатора; $I_{пр}$ — действующие значения выпрямленного тока; $I_{прт}$ — амплитуда выпрямленного тока; W_2 — число витков первичной и вторичной обмоток трансформатора; S_2 — полная мощность в то $S_{тр}$ — полная (габаритная) мощность трансформатора; $K_{п}$ — коэффициент пульсации выпрямленного фазы выпрямителя; $r_{пр}$ — сопротивление вентиля в прямом направлении; B, F, D, H — параметра.

Таблица 1.16. Параметры некоторых выпрямительных диодов и столбов

Тип диода	Электрические параметры при $t_{окр} = 20 \pm 5^\circ C$		
	Допустимое обратное напряжение $U_{обр}$ max, В	Выпрямленный ток (среднее значение) $I_{пр.ср}$ max, А	Падение напряжения в прямом направлении $U_{пр}$ при $I_{пр.ср}$ max, В
D223B	150	0,05	1,0
D226	400	0,3	1,0
D229B	400	0,4	1,0
D230B	400	0,3	1,0
D231A	300	10	1,0
D237B	600	0,1	1,0
D232A	400	10	1,0
D233	500	10	1,0
D234B	600	5	1,0
D242A	100	10	1,0
D243A	200	10	1,0
D244A	50	10	1,0
KД202Р	600	3	1,0
2Ц103А	2000	0,01	10
KЦ106А	4000	0,01	25
KЦ106Б	6000	0,01	25
KЦ106В	8000	0,01	25
KЦ106Г	10 000	0,01	25
2Ц102А	800	0,1	1,5
2Ц102Б	1000	0,1	1,5
2Ц102В	1200	0,1	1,5

Таблица 1.17. Параметры некоторых выпрямительных диодных сборок

Тип прибора	Схемы соединения	Электрические параметры при $t_{окр} = 20 \pm 5^\circ C$		
		Допустимое обратное напряжение $U_{обр}$ max, В	Выпрямленный ток $I_{пр.ср}$ max, А	Падение напряжения в прямом направлении $U_{пр}$ при $I_{пр.ср}$ max, В
KЦ402Д	Однофазный мост	200	1000	4
KЦ402Г	То же	300	1000	4
KЦ402А	»	600	1000	4
KЦ403Д	»	200	1000	4
KЦ403Г	»	300	1000	4
KЦ403В	»	400	1000	4
KЦ403Б	»	500	1000	4
KЦ403А	»	600	1000	4
KЦ405Е	»	100	1000	4
KЦ405Д	»	200	1000	4
KЦ405Г	»	300	1000	4
KЦ405В	»	400	1000	4
KЦ405Б	»	500	1000	4
KЦ405А	»	600	1000	4
KЦ407А	»	300	500	2,5
2Д906А	»	75	100	2
2Д906Б	»	50	100	2
2Д906В	»	30	100	2
K1НД422	4 общих катода	50	50	—
K1НД423	4 общих анода	50	500	—
K1НД425	4 диода	50	500	—

ления, работающих на емкость

$I_1 W_1 / I_0 W_0$	S_2 / P_0	S_1 / P_0	S_{TP} / P_0	K_{Π}	f_{Π} / f_c	r
0,707D 0,707D	BD 0,707BD	0,707BD 0,707BD	0,85BD 0,707BD	H/rC H/rC	2 2	$r_{\Pi P} + r_{TP}$ $2r_{\Pi P} + r_{TP}$
1,41D	0,7BD	0,7BD	0,7BD	H/rC	2	$r_{\Pi P} + r_{TP}$

$U_{обр}$ — амплитуда обратного напряжения на вентиле; $I_{\Pi P.ср}$ — средний выпрямленный (прямой) I_1 и I_2 — действующие значения тока первичной и вторичной обмоток трансформатора; W_1 и W_2 — индуктивности обмоток трансформатора; S_1 — полная мощность первичной обмотки трансформатора; S_2 — полная мощность вторичной обмотки трансформатора; S_{TP} — полная мощность трансформатора; U_0 — напряжение; f_{Π} — частота пульсации выпрямленного напряжения; r — активное сопротивление; K_{Π} и f_{Π} / f_c — вспомогательные коэффициенты, определяемые по рис. 1.12, 1.13; C — нагрузочная емкость вы-

несущих обмотки: для сердечника броневое (Ш-образного) типа $s = 1$; стержневого (П-образного) типа $s = 2$.

6. Находим индуктивность рассеяния обмоток трансформатора

$$L_s = k_L s U_0 / (p - 1)^2 I_0 f_c B_m^4 \sqrt{s f_c B_m / U_0 I_0} \quad [\text{Гн}], \quad (1.60)$$

где k_L — коэффициент, зависящий от схемы выпрямления: для двухполупериодной схемы со средней точкой $k_L = 4,3 \cdot 10^{-3}$; для мостовой схемы $k_L = 5 \cdot 10^{-3}$; для схемы с удвоением напряжения $k_L = 1,25 \cdot 10^{-3}$; p — число чередующихся секций обмоток: если вторичная обмотка наматывается после первичной (или наоборот), $p = 2$; если первичная обмотка наматывается между половинами вторичной обмотки (или наоборот), $p = 3$.

7. Определяем угол φ , характеризующий соотношение между индуктивным и активным сопротивлениями фазы выпрямителя,

$$\varphi = \arctg(2\pi f_c L_s) / r \quad (1.61)$$

(r — активное сопротивление фазы выпрямителя (табл. 1.15)). В общем случае

$$r = r_{TP} + n_B r_{\Pi} \quad (1.62)$$

(n_B — количество последовательно включенных и одновременно работающих вентилялей; для схемы со средней точкой и схемы с удвоением напряжения $n_B = 1$; для мостовой схемы $n_B = 2$).

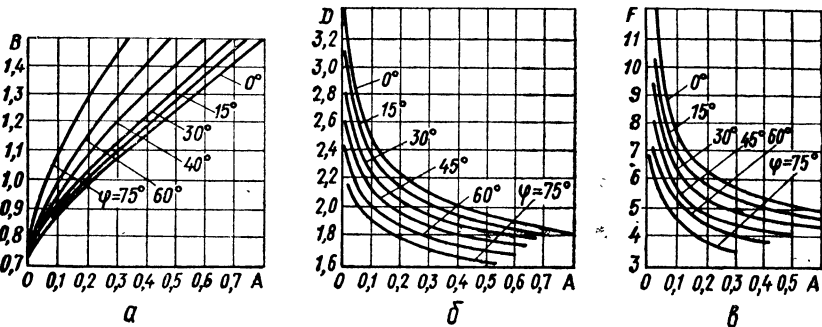


Рис. 1.12. Графики зависимостей:
а — $B = f(A)$; б — $D = f(A)$; в — $F = f(A)$

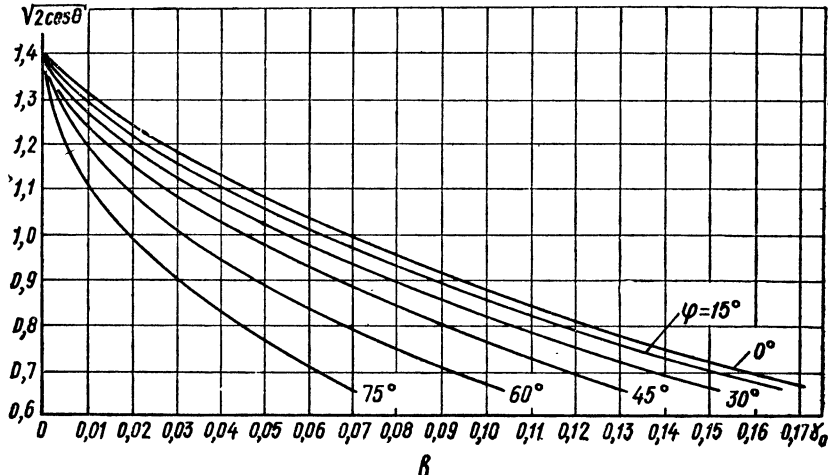
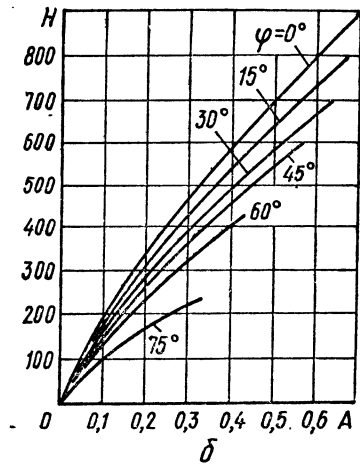
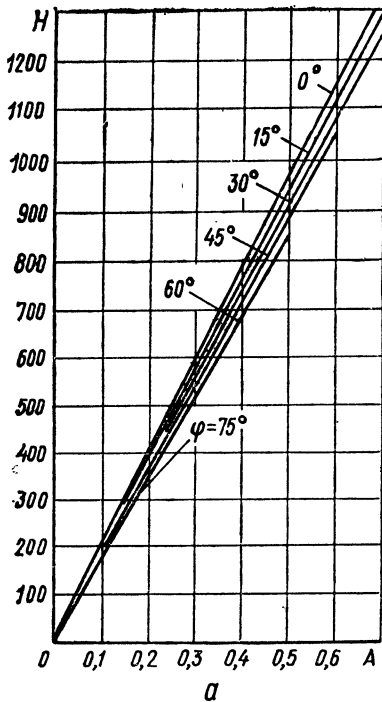


Рис. 1.13. Графики зависимости $H = f(A)$ для схемы с удвоением напряжения ($m = 1$) (а); для схемы со средней точкой и мостовой схемы ($m = 2$) (б) и вспомогательный график зависимости $\sqrt{2} \cos \theta = f(\gamma_0)$ (е)

8. Далее находим основной расчетный коэффициент

$$A = I_0 \pi r / m U_0, \tag{1.63}$$

где m — число фаз выпрямителя: для схемы с удвоением напряжения $m = 1$; для схемы со средней точкой и мостовой схемы $m = 2$.

9. По найденному значению A и углу φ определяем вспомогательные коэффициенты B, D, F и H (рис. 1.12, 1.13).

10. Зная коэффициенты B, D и F , находим по табл. 1.15 необходимые параметры трансформатора и вентиля: $U_2, I_2, S_2, I_1, S_1, S_{тр}, U_{обр}, I_{пр.ср}, I_{пр}, I_{прт}$. По уточненным значениям $U_{обр}, I_{пр.ср}$ и $I_{пр}$ в соответствии с формулами (1.55) — (1.57) проверяем правильность выбора вентиля.

11. Величину емкости, нагружающей выпрямитель (первый элемент фильтра), находим по формуле

$$C = 100H/rK_p, \quad (1.64)$$

где H — вспомогательный коэффициент, определяемый по рис. 1.13; r — активное сопротивление фазы выпрямителя, Ом; K_p — заданный коэффициент пульсации выпрямленного напряжения, %; C — емкость, мкФ.

12. Строим нагрузочную (внешнюю) характеристику выпрямителя, т. е. зависимость выпрямленного напряжения от тока нагрузки: $U_0 = f(I_0)$. С помощью этой характеристики можно определить отклонение выпрямленного напряжения U_0 от заданного значения при различных токах нагрузки, в том числе напряжение холостого хода $U_{0хх}$, ток короткого замыкания $I_{0кз}$ и внутреннее сопротивление выпрямителя r_0 . Для построения нагрузочной характеристики необходимо:

а) воспользоваться вспомогательным графиком (рис. 1.13), на котором по оси абсцисс отложены значения коэффициента γ_0 , определяемого по формуле

$$\gamma_0 = I_0 r / m \sqrt{2} U_2, \quad (1.65)$$

а по оси ординат значения $\sqrt{2} \cos \theta$, где θ — угол отсечки тока;

б) выбрать на рис. 1.13, а кривую, соответствующую рассчитанному ранее углу φ ;

в) перемножить ординаты кривой на рис. 1.13, а на U_2 , а ее абсциссы на $m \sqrt{2} U_2 / r$; в результате получим график нагрузочной характеристики выпрямителя $U_0 = f(I_0)$. Примерный вид нагрузочной характеристики показан на рис. 1.14.

13. Напряжение холостого хода выпрямителя равно

$$U_{0хх} = U_{2m} \sqrt{2} U_2. \quad (1.66)$$

14. Наибольшее выпрямленное напряжение на выходе выпрямителя определяем при максимальном напряжении сети

$$U_{0хх \max} = U_{0хх} (1 + a_{\max}). \quad (1.67)$$

15. Ток короткого замыкания равен

$$I_{0кз} = m \sqrt{2} U_2 / r. \quad (1.68)$$

16. Внутреннее сопротивление выпрямителя находим по формуле

$$r_0 = (U_{0хх} - U_0) / I_0. \quad (1.69)$$

17. Определяем КПД выпрямителя

$$\eta = P_0 / (P_0 + P_{тр} + P_в), \quad (1.70)$$

где $P_{тр}$ — потери мощности в трансформаторе; $P_в$ — потери мощности на вентилях.

Для определения $P_{тр}$ используется формула

$$P_{тр} = S_{тр} (1 - \eta_{тр}); \quad (1.71)$$

здесь $\eta_{тр}$ — КПД трансформатора (определяется по рис. 1.5).

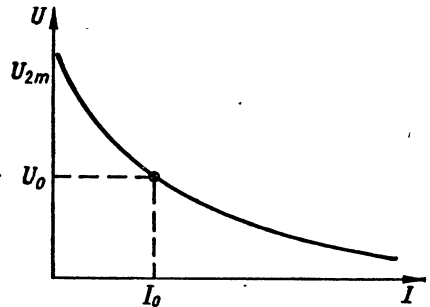


Рис. 1.14. Примерный вид нагрузочной характеристики выпрямителя

Величину P_B находим по формуле

$$P_B = I_{\text{пр.ср}} U_{\text{пр}N}, \quad (1.72)$$

где N — общее количество вентилях в выпрямителе.

1.4. Сглаживающие фильтры

1.4.1. Общие сведения. Сглаживающими фильтрами выпрямителей называются устройства, предназначенные для уменьшения переменной составляющей выпрямленного напряжения (пульсаций) до величины, при которой обеспечивается нормальная работа питаемой электронной аппаратуры. Основным параметром сглаживающих фильтров является *коэффициент сглаживания*, представляющий собой отношение коэффициента пульсации на входе фильтра $K_{\text{п.вх}}$ к коэффициенту пульсации на его выходе $K_{\text{п.вых}}$

$$q = K_{\text{п.вх}}/K_{\text{п.вых}}. \quad (1.73)$$

Коэффициент пульсации на выходе фильтра задается в зависимости от назначения и типа питаемой схемы. Обычно он составляет доли процента: 0,001...0,002 %

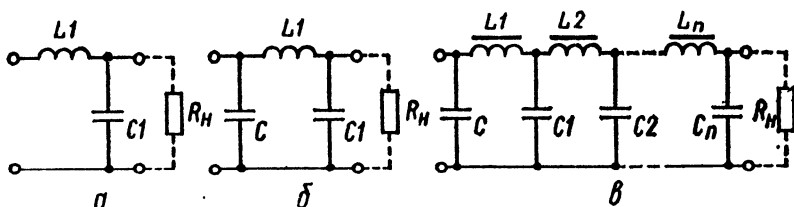


Рис. 1.15. Схемы индуктивно-емкостных фильтров:
а — Г-образного; б — П-образного; в — многозвенного

для предварительных каскадов электронных усилителей низкой частоты, задающих генераторов высокой частоты, импульсных, логических схем; 0,1...0,5 % для однотактного выходного каскада усилителя низкой частоты; 0,5...2 % для двухтактного выходного каскада усилителя низкой частоты, стабилизаторов напряжения, анодов электронно-лучевых трубок и т. д. Коэффициент пульсаций на входе фильтра определяется схемой выпрямления и определяется расчетным путем (табл. 1.15).

Помимо обеспечения необходимого коэффициента сглаживания, фильтр должен удовлетворять следующим дополнительным требованиям: потери напряжения на фильтре должны быть минимальными; фильтр не должен давать опасных для выпрямительного устройства бросков тока при включении; габариты, масса и стоимость фильтра должны быть небольшими; фильтр должен иметь максимальное сопротивление для переменной составляющей тока и минимальное сопротивление для постоянной составляющей.

Наиболее распространенные схемы сглаживающих фильтров можно разделить на такие группы: индуктивно-емкостные фильтры (типа LC); резистивно-емкостные (типа RC) и транзисторные.

Ниже приведены основные расчетные соотношения для сглаживающих фильтров указанных выше групп.

1.4.2. Индуктивно-емкостные фильтры. Наиболее распространенные схемы индуктивно-емкостных фильтров приведены на рис. 1.15.

Действие конденсатора как элемента фильтра сводится к тому, что, шунтируя сопротивление нагрузки (эквивалентное сопротивление питаемого устройства), он пропускает через себя наибольшую долю переменной составляющей выпрямленного тока. Поэтому необходимым условием, обеспечивающим сглаживающее действие фильтра, является соотношение

$$1/m\omega C \ll R_N, \quad (1.74)$$

где m — число фаз выпрямителя; $\omega = 2\pi f_c$ (f_0 — частота сети).

Действие дросселя сводится к тому, что на нем теряется наибольшая доля переменной составляющей напряжения. Поэтому необходимо, чтобы

$$\omega L \gg R_n \quad (1.75)$$

Если значение R_n не задано, то его можно рассчитать по закону Ома, зная величины U_0 и I_0 на нагрузке ($R_n = U_0/I_0$).

Расчет фильтров типа LC сводится к определению параметров индуктивных и емкостных элементов, обеспечивающих требуемое значение коэффициента сглаживания. Для этого необходимо выполнить следующие действия:

1. По формуле (1.73) найти величину коэффициента сглаживания q . При большом значении коэффициента сглаживания ($q > 25$) рекомендуется использовать двухзвенные или многозвенные фильтры, причем коэффициент сглаживания каждого звена $q_{зв}$ может быть найден по формуле

$$q_{зв} = \sqrt{q}. \quad (1.76)$$

2. Определить произведение $L_1 C_1$ для одного звена Γ -образного фильтра по формуле

$$L_1 C_1 = 2,5 \cdot 10^4 (q_{зв} + 1) / m^2 f_c^2, \quad (1.77)$$

где L_1 выражается в генри (Гн); C_1 — в микрофарадах (мкФ), а f_c — в герцах (Гц).

Для наиболее распространенных двухполупериодных схем ($m = 2$) и частоте $f_c = 50$ Гц формула для расчета имеет вид

$$L_1 C_1 = 2,5 (q_{зв} + 1). \quad (1.78)$$

3. Определив из выражения (1.78) величину произведения $L_1 C_1$, необходимо найти величины L_1 и C_1 в отдельности. Если первым элементом фильтра является емкость C (рис. 1.15, б), которая определяется в процессе расчета выпрямителя (1.64), то значение емкости конденсатора фильтра C_1 в целях унификации элементов целесообразно выбрать такой же величины. Обычно в качестве конденсаторов фильтра используются электролитические и оксидно-полупроводниковые конденсаторы.

При выборе конденсаторов следует руководствоваться шкалой номинальных значений емкостей конденсаторов. В соответствии с действующими стандартами номинальные емкости конденсаторов (а также номинальные сопротивления резисторов) с допустимыми отклонениями ± 5 , ± 10 и ± 20 % выбираются из рядов, приведенных в табл. 1.18.

Основные данные некоторых конденсаторов, используемых в сглаживаемых фильтрах, приведены в табл. 1.19 и 1.19а.

Определив C_1 , можно из выражения (1.78), найти L_1 , после чего по известным значениям L_1 и I_0 произвести конструктивный расчет дросселя фильтра [15] или подобрать стандартный дроссель. Это возможно в связи со стандартизацией и унификацией трансформаторов и дросселей радиоэлектронной аппаратуры. При выборе стандартного дросселя можно обойтись без относительно трудоемкого конструктивного расчета его параметров (табл. 1.20 и 1.21, рис. 1.16).

Особенностью фильтров типа LC является незначительное падение постоянной составляющей выпрямленного напряжения на дросселе, что дает возможность применять такие фильтры в устройствах с относительно большим током нагрузки. Существенным недостатком их является большая масса дросселя, а также образование

Таблица 1.18. Ряды номинальных емкостей конденсаторов и сопротивлений резисторов

Индекс ряда	Номинальные значения (единицы, десятки, сотни ом, килоом, мегаом, гигаом, пикофарад, микрофарад, фарад)						Допустимое отклонение от номинальных значений, %
	1,0	1,5	2,2	3,3	4,7	6,8	
E6	1,0	1,5	2,2	3,3	4,7	6,8	± 20
E12	1,0	1,5	2,2	3,3	4,7	6,8	± 10
	1,2	1,8	2,7	3,9	5,6	8,2	± 10
E24	1,0	1,5	2,2	3,3	4,7	6,8	± 5
	1,1	1,6	2,4	3,6	5,1	7,5	± 5
	1,2	1,8	2,7	3,9	5,6	8,2	± 5
	1,3	2,0	3,0	4,3	6,2	9,1	± 5

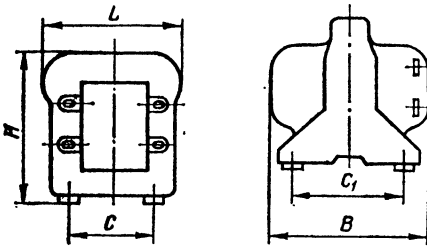


Рис. 1.16. Общий вид унифицированных дросселей фильтров

Таблица 1.19. Параметры электролитических конденсаторов

Номинальное напряжение, В	Тип конденсатора и его номинальная емкость, мкФ						
	К50-3Б	К50-6	К50-12	К50-15	К50-20	К50-24	К50-27
6	50, 100, 200, 500, 1000	50, 100, 200, 500	50, 100, 200, 500, 1000, 2000, 5000	68, 150, 220, 330, 680	10, 20, 50, 100, 200, 500, 1000, 2000, 5000	470, 1000, 2200, 4700, 10 000	—
12	20, 50, 100, 200, 500, 1000, 2000	10, 20, 50, 100, 200, 500, 1000	5, 10, 20, 50, 100, 200, 500, 1000, 2000	—	—	—	—
16	—	1, 5, 10, 20, 30, 50, 100, 200, 500, 1000	—	47, 100, 220, 470, 680	2, 5, 10, 20, 50, 100, 200, 500, 1000, 2000	47, 100, 470, 1000, 2200, 4700, 10 000	—
25	10, 20, 50, 100, 200, 500, 1000	1, 5, 10, 20, 50, 100, 200, 500	2, 5, 10, 20, 50, 100, 200, 500, 1000, 2000, 5000	33, 47, 100, 220, 330	2, 5, 10, 20, 50, 100, 200, 500, 1000, 2000	22, 47, 100, 220, 470, 1000, 2200, 4700	—
50	10, 20, 50, 100, 200	1, 2, 5, 10, 20, 50, 100, 200	1, 2, 5, 10, 20, 50, 100, 200	10, 22, 47, 100	1, 2, 5, 10, 20, 50, 100, 200	—	—
63	—	—	—	—	—	10, 22, 47, 100, 220, 470, 1000, 2200	—
100	10, 20, 50, 100, 200	1, 2, 5, 10, 20	1, 2, 5, 10, 20, 50	47, 15, 33, 47	1, 2, 5, 10, 20, 50, 100, 200	4, 7, 10, 22, 47, 100, 220	—
160	2, 5, 10, 20, 50, 200	1, 2, 5, 10	5, 10, 20, 50, 100, 200	4, 7, 10, 22, 33	2, 5, 10, 20, 50, 100, 200	2, 2, 4, 7, 10, 22, 47, 100, 200	470, 1000
250	20, 50	—	50, 100, 150, 200	2, 2, 4, 7, 10, 22	20, 50	—	10, 22, 47, 220, 470
300	5, 10, 20, 50	—	5, 20, 50, 100, 150, 200	—	5, 10, 20, 30, 50	—	10, 22, 47, 100, 200, 470
350	2, 5, 10, 20	—	10, 20, 50	—	2, 5, 10, 20	—	4, 7, 10, 22, 47, 100, 220
450	2, 5, 10, 20	—	10, 20, 50	—	2, 5, 10, 20	—	2, 2, 4, 7, 10, 22, 47, 100, 200

Таблица 1.19а Параметры оксидно-полупроводниковых конденсаторов

Номинальное напряжение, В	Тип конденсатора и его номинальная емкость, мкФ				
	К53-1	К53-4	К53-6А	К53-7	К53-14
6	0,1; 0,15; 0,22; 0,33; 0,47; 0,68; 1; 3,3; 4,7; 6,8; 10; 15; 22; 33; 47; 68; 100	0,68; 1,0; 1,5; 2,2; 3,3; 4,7; 6,8; 10; 15; 22; 33; 47; 68; 100	22; 33; 47; 68; 100	—	0,1; 0,15; 0,22; 0,33; 0,47; 0,68; 1,0; 1,5; 2,2; 3,3; 4,7; 6,8; 10; 15; 22; 33; 47; 68; 100
10	0,1; 0,15; 0,22; 0,33; 0,47; 0,68	—	—	—	0,1; 0,15; 0,22; 0,33; 0,47; 0,68; 1,0; 1,5; 2,2; 3,3; 4,7; 6,8; 10; 15; 22; 33; 47
15 (16)	0,068; 0,1; 0,15; 0,22; 0,33; 0,47; 2,2; 3,3; 4,7; 6,8; 10; 15; 22; 33; 47; 68	0,47; 0,68; 1,0; 1,5; 2,2; 3,3; 4,7; 6,8; 10; 15; 22; 33; 47; 68	4,7; 6,8; 10; 15; 22; 33	1,0; 1,5; 2,2; 3,3; 4,7; 6,8; 10; 15; 22; 33; 47	0,068; 0,1; 0,15; 0,22; 0,33; 0,47; 0,68; 1,0; 1,5; 2,2; 3,3; 4,7; 6,8; 10; 15; 22; 33
20	0,047; 0,068; 0,1; 0,15; 0,22; 1; 1,5; 2,2; 3,3; 4,7; 6,8; 10; 15; 22; 33; 47	1,0; 1,5; 2,2; 3,3; 4,7; 6,8; 10; 15; 22; 33; 47	—	—	0,047; 0,068; 0,15; 0,22; 0,33; 0,47; 0,68; 1,0; 1,5; 2,2; 3,3; 4,7; 6,8; 10; 15; 22
30	0,033; 0,047; 0,068; 0,1; 0,15; 1; 1,5; 2,2; 3,3; 4,7; 6,8; 10; 15; 22; 33	—	4,7; 6,8; 10; 15; 22	0,1; 0,47; 1,0; 1,5; 2,2; 3,3; 4,7; 6,8; 10; 15; 22	0,033; 0,047; 0,068; 0,1; 0,15; 0,22; 0,33; 0,47; 0,68; 1,0; 1,5; 2,2; 3,3; 4,7; 6,8; 10; 15; 22

Примечание. Для всех типов конденсаторов сумма амплитудных значений переменной и постоянной составляющих напряжения не должна превышать номинального напряжения.

вокруг него магнитных полей, влияющих на работу различных высокочувствительных узлов электронной аппаратуры.

1.4.3. Резистивно-емкостные фильтры. В маломощных выпрямителях при небольших выпрямленных токах (10—15 мА) вместо дросселей фильтра часто используют резисторы. Схемы резистивно-емкостных Г-образных и П-образных фильтров показаны на рис. 1.17.

Расчет RC-фильтра проводится в такой последовательности:

1. Находим требуемое значение коэффициента сглаживания по формуле (1.73).

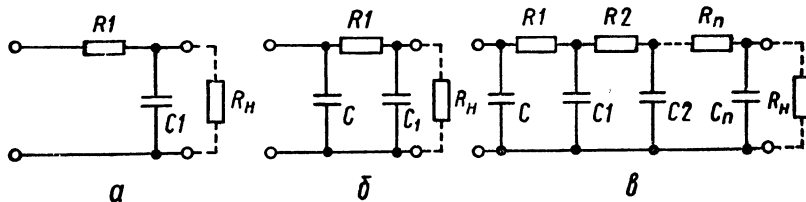


Рис. 1.17. Схемы резистивно-емкостных фильтров: а — Г-образного; б — П-образного; в — многоступенчатого

Таблица 1.20. Справочные данные дросселей фильтра, используемых в источниках электропитания

Тип дросселя	Параллельное соединение			Последовательное соединение		
	Индуктивность при номинальном токе, Гн	Ток подмагничивания, А	Сопротивление обмоток, Ом	Индуктивность при номинальном токе, Гн	Ток подмагничивания, А	Сопротивление обмоток, Ом
Д201	0,00015	3,2	0,017	0,0006	1,6	0,068
Д202	0,0003	2,2	0,029	0,0012	1,1	0,116
Д203	0,0025	0,8	0,325	0,01	0,4	1,3
Д204	0,005	0,56	0,765	0,02	0,28	3,06
Д205	0,04	0,2	6,2	0,16	0,1	24,8
Д206	0,08	0,14	11,6	0,3	0,07	46,4
Д207	0,00015	4,5	0,023	0,0006	2,2	0,092
Д208	0,0003	3,2	0,04	0,0012	1,6	0,16
Д209	0,0025	1,1	0,545	0,01	0,56	2,18
Д210	0,005	0,8	0,84	0,02	0,4	3,36
Д211	0,04	0,28	6,75	0,16	0,14	27
Д212	0,08	0,2	12,4	0,2	0,1	49,6
Д213	0,00015	6,3	0,0156	0,0006	3,2	0,0624
Д214	0,0003	4,5	0,035	0,0012	2,2	0,14
Д215	0,0025	1,6	0,38	0,01	0,8	1,52
Д216	0,005	1,1	0,7	0,02	0,56	2,8
Д217	0,04	0,4	6,43	0,16	0,2	25,72
Д218	0,08	0,28	13,4	0,3	0,14	53,6
Д219	0,6	0,1	110	2,5	0,05	440
Д220	0,00015	9	0,0132	0,0006	4,5	0,0528
Д221	0,0003	6,3	0,0275	0,0012	3,2	0,11
Д222	0,0025	2,2	0,268	0,01	1,1	1,072
Д223	0,005	1,6	0,55	0,02	0,8	2,2
Д224	0,04	0,56	4,1	0,16	0,28	16,4
Д225	0,08	0,4	8,8	0,3	0,2	35,2
Д226	0,6	0,14	68	2,5	0,07	272
Д227	1,2	0,1	137	5	0,05	548
Д228	0,00015	13,5	0,009	0,0006	6,3	0,0328
Д229	0,0003	9	0,02	0,0012	4,5	0,08
Д230	0,0025	3,2	0,174	0,01	1,6	0,696
Д231	0,005	2,2	0,288	0,02	1,1	1,152
Д232	0,04	0,8	3,04	0,16	0,4	12,16
Д233	0,03	0,56	5,9	0,3	0,28	23,6
Д234	0,6	0,2	42,3	2,5	0,1	169,2
Д235	1,2	0,14	96,5	5	0,07	386
Д236	0,00015	18	0,0063	0,0006	9	0,0252
Д237	0,0003	12,5	0,011	0,0012	6,3	0,044
Д238	0,0025	4,5	0,137	0,01	2,2	0,548
Д239	0,005	3,2	0,203	0,02	1,6	0,812
Д240	0,04	1,1	1,96	0,16	0,56	7,84
Д241	0,08	0,8	4,25	0,3	0,4	17
Д242	0,6	0,28	33,2	2,5	0,14	132,8
Д243	1,2	0,2	64,5	5	0,1	258
Д244	0,00015	25	0,0066	0,0006	12,5	0,0265
Д245	0,0003	18	0,0137	0,0012	9	0,0548
Д246	0,0025	6,3	0,115	0,01	3,2	0,46
Д247	0,0045	4,5	0,232	0,018	2,2	0,928
Д248	0,04	1,6	1,3	0,16	0,8	5,2
Д249	0,08	1,1	2,57	0,3	0,56	10,28
Д250	0,6	0,4	25,8	2,5	0,2	103,2

Тип дросселя	Параллельное соединение			Последовательное соединение		
	Индуктивность при номинальном токе, Гн	Ток подмагничивания, А	Сопrotивление обмоток, Ом	Индуктивность при номинальном токе, Гн	Ток подмагничивания, А	Сопrotивление обмоток, Ом
Д251	1,2	0,28	44	5	0,14	176
Д252	0,0015	35	0,00292	0,0006	18	0,01168
Д253	0,0003	25	0,0062	0,0012	12,5	0,0248
Д254	0,0025	9	0,055	0,01	4,5	0,22
Д255	0,005	6,3	0,109	0,02	3,2	0,436
Д256	0,04	2,2	0,77	0,16	1,1	3,08
Д257	0,08	1,6	1,84	0,3	0,8	7,36
Д258	0,6	0,56	14,6	2,5	0,28	58,4
Д259	1,2	0,4	21,5	5	0,2	110
Д260	0,0015	50	0,0019	0,0006	25	0,0076
Д261	0,0003	35	0,0043	0,0012	18	0,0172
Д262	0,0025	12,5	0,04	0,01	6,3	0,16
Д263	0,005	9	0,077	0,02	4,5	0,308
Д264	0,04	3,2	0,6	0,16	1,6	2,4
Д265	0,08	2,2	1,25	0,3	1,1	5
Д266	0,6	0,8	11,3	2,5	0,4	45,2
Д267	1,2	0,56	20,1	5	0,28	80,4
Д268	0,0003	50	0,0024	0,0012	25	0,0096
Д269	0,0006	35	0,0052	0,0025	18	0,0208
Д270	0,005	12,5	0,0372	0,02	6,3	0,1488
Д271	0,01	9	0,081	0,04	4,5	0,324
Д272	0,08	3,2	0,73	0,3	1,6	2,92
Д273	0,16	2,2	1,52	0,6	1,1	6,08
Д274	1,2	0,8	10,6	5	0,4	42,4

2. Определяем произведение $R_1 C_1$ (Ом · мкФ) для одного звена Г-образного фильтра (рис. 1.17, а) по формуле

$$R_1 C_1 = 1,5 \cdot 10^6 / m f_c, \quad (1.79)$$

где m — число фаз выпрямителя; f_c — частота сети, Гц.

3. При выборе элементов фильтра R_1 и C_1 руководствуемся следующими соображениями. Величину сопротивления R_1 следует выбирать из условия допустимого падения выпрямленного напряжения на фильтре в интервале

$$0,25R_n \leq R_1 \leq 0,65R_n, \quad (1.80)$$

где R_n — эквивалентное сопротивление питаемого устройства, которое можно рассчитать по закону Ома при известных значениях напряжения U_0 и тока I_0 на нагрузке.

Выбрав по формуле (1.80) R_1 , величину C_1 можно определить из выражения (1.79).

Если фильтр начинается с емкости C (рис. 1.17, б), найденной при расчете выпрямителя (1.64), то в целях унификации элементов можно вначале выбрать $C_1 = C$, а затем по выражению (1.79) найти R_1 с последующим уточнением величины, исходя из условия (1.80).

Выбор емкостей фильтра проводится по шкале номинальных емкостей конденсаторов (см. 1.4.2) и табл. 1.18, 1.19. Для определения типа резистора R_1 необходимо найти мощность, рассеиваемую на нем,

$$P_{R_1} = I_0^2 R_1. \quad (1.81)$$

Таблица 1.21. Габаритные и установочные размеры унифицированных дросселей фильтров (рис. 1.16)

Тип дросселя	Размеры, мм					Масса, г
	B	C ₁	C	H	L	
Д201—Д209	25	12	—	27,5	20	40
Д210—Д214	28	14	—	27,5	29	42
Д215—Д219	30	16	—	27,5	29	46
Д220—Д223	30	16	—	33,5	33	76
Д224—Д227	32	18	—	33,5	33	86
Д228—Д231	32	16	19,5	41	41	134
Д232—Д235	35	18,5	19,5	41	41	153
Д235—Д237	42	26	19,5	41	41	210
Д238—Д243	40	22	24	51	50	254
Д244—Д247	43	28	24	51	50	310
Д248—Д251	46	25	31	62	59	460
Д252—Д255	56	35	31	62	59	660
Д256—Д259	62	42	31	62	59	735
Д260—Д263	62	40	43	77	75	1165
Д264—Д267	68	46	43	77	75	1280
Д268—Д271	76	50	55	94	89	2270
Д272—Д274	84	60	55	94	89	2680

фильтры. Они имеют малые габариты и массу, не создают нежелательных магнитных полей, возникающих вокруг дросселя LC-фильтров, имеют меньшие потери выпрямленного напряжения по сравнению с фильтрами типа RC. Недостатком транзисторных фильтров является зависимость коэффициента сглаживания от температуры окружающей среды, обусловленная нестабильностью параметров транзистора в различных температурных условиях.

Рассмотрение выходной характеристики транзистора с общим эмиттером (рис. 1.18) показывает, что на ее пологой части сопротивление участка коллектор — эмиттер переменному току $r_{кэ\omega} = \Delta U_{кэ} / \Delta I_{кэ}$ больше, чем постоянному току в рабочей точке P, $r_{кэP} = U_{кэP} / I_{кэP}$. Поэтому транзистор можно использовать вместо дросселя фильтра, который также имеет существенно различные значения сопротивления переменному и постоянному току.

Схемы транзисторных сглаживающих фильтров весьма разнообразны [8]. Одна из наиболее простых схем, поясняющая работу транзисторного фильтра, приведена на рис. 1.19, а. В этой схеме регулирующий транзистор VI, включенный последовательно с сопротивлением нагрузки R_n , выполняет роль дросселя, а сам фильтр подобен схеме П-образного LC-фильтра (рис. 1.15, б), где C1 — емкость выходного конденсатора выпрямителя. Делитель R_1R_2 служит для выбора рабочей точки на выходной характеристике транзистора, емкость C2 позволяет уменьшить пульсации напряжения на базе транзистора.

В практических схемах транзисторных сглаживающих фильтров в качестве регулирующего элемента обычно используют составные транзисторы (рис. 1.19, б). Это позволяет увеличить сопротивление транзисторов переменному току, а следовательно, уменьшить амплитуду переменной составляющей выпрямленного напряжения на нагрузке.

Номинальные значения сопротивления резистора выбираются по шкале номинальных сопротивлений резисторов при различных допускаемых отклонениях (табл. 1.18), а конкретный тип резистора по табл. 1.22 и 1.23.

Недостаток фильтров типа RC состоит в том, что на активном сопротивлении резисторов происходят потери как переменной, так и постоянной составляющих выпрямленного напряжения, что при больших токах нагрузки может привести к резкому уменьшению напряжения на выходе фильтра и к снижению КПД выпрямителя в целом. Поэтому резистивно-емкостные сглаживающие фильтры применяются лишь в слаботоковых цепях электропитания электронной аппаратуры.

1.4.4. Транзисторные сглаживающие фильтры. Кроме фильтров типа LC и RC, широкое распространение получили транзисторные сглаживающие

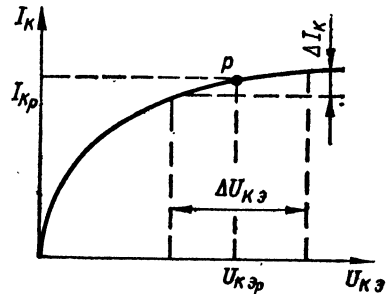


Рис. 1.18. К пояснению работы транзисторного сглаживающего фильтра

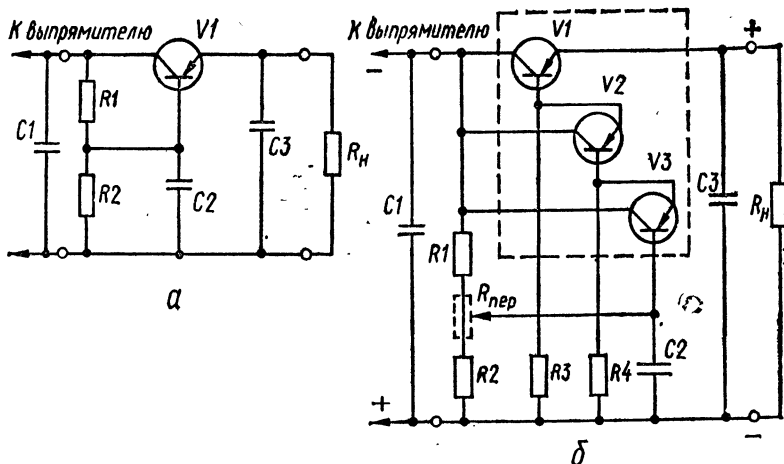


Рис. 1.19. Схемы транзисторных сглаживающих фильтров:
 а — простейшая схема с одним регулирующим транзистором; б — схема с составным регулирующим транзистором

Таблица 1.22. Основные параметры некоторых постоянных непроволочных резисторов

Тип резистора	Допустимая мощность рассеяния P_R , Вт	Пределы сопротивлений резисторов	Наибольшее рабочее напряжение U_R , В
МЛТ-0,125	0,125	100 Ом—1,1 МОм	250
МЛТ-0,25	0,25	100 Ом—2,2 МОм	250
МЛТ-0,5	0,5	100 Ом—5,1 МОм	350
МЛТ-1	1,0	100 Ом—10 МОм	500
МЛТ-2	2,0	10 Ом—10 МОм	750
УЛИ-0,1	0,1	1 Ом—500 кОм	200
УЛИ-0,25	0,25	1 Ом—0,85 Ом	350
УЛИ-0,5	0,5	1 Ом—1 МОм	350
УЛИ-1	1,0	1 Ом—1 МОм	500
УЛИ-1	1,0	1 Ом—0,85 Ом	700
УЛИ-1	1,0	10 Ом—1 МОм	700
С2-13-0,25	0,25	1 Ом—1 МОм	250
С2-13-0,5	0,5	1 Ом—1 МОм	350
С2-13-1	1,0	10 кОм—1 МОм	500
С2-14-0,25	0,25	1 Ом—1 МОм	250
С2-14-0,5	0,5	1 Ом—1 МОм	350
С2-14-1	1,0	1 Ом—1 МОм	500
С2-15-0,25	0,25	1 Ом—1 МОм	250
С2-15-0,5	0,5	1 Ом—1 МОм	350
С2-15-1	1,0	10 кОм—1 МОм	500
С2-23-0,125	0,125	24 Ом—2 МОм	200
С2-23-0,25	0,25	24 Ом—3 МОм	250
С2-23-0,5	0,5	24 Ом—5,1 МОм	350
С2-23-1	1,0	24 Ом—10 МОм	500
С2-23-2	2,0	24 Ом—10 МОм	700
С2-24-0,25	0,25	2,7 Ом—1,5 МОм	250
С2-24-0,5	0,5	4,7 Ом—2,7 МОм	350
С2-24-1	1,0	12 Ом—10 МОм	500
С2-24-2	2,0	13 Ом—10 МОм	700

Таблица 1.23. Основные параметры некоторых постоянных проволочных резисторов

Тип резистора	Допустимая мощность рассеяния P_R , Вт	Пределы сопротивлений резисторов	Наибольшее рабочее напряжение резистора U_R , В
ПТМН-0,5	0,5	68 Ом...300 кОм	400
ПТМН-1	1,0	110 Ом...1 МОм	400
ПТМК-0,5	0,5	1...62 Ом	400
ПТМК-1	1,0	1...100 Ом	400
С5-5-1	1,0	1 Ом...13 кОм	400
С5-5-2	2,0	2 Ом...30 кОм	400
С5-5-5	5,0	5,1 Ом...75 кОм	400
С5-5-8	8,0	10 Ом...100 кОм	400
С5-5-10	10	10 Ом...100 кОм	400
ПЭВ-3	3	3...510 Ом	600
ПЭВ-10	10	1,8 Ом...10 кОм	600
ПЭВ-25	25	10 Ом...24 кОм	600
ПЭВ-50	50	18 Ом...51 кОм	600
ПЭВ-75	75	470 Ом...56 кОм	600
ПЭВ-100	100	470 Ом...56 кОм	600
С5-16-1	1,0	0,1...0,2 Ом	300
С5-16-2	2,0	0,22...2 Ом	300
С5-16-5	5,0	0,1...0,43 Ом	300
С5-16-8	8,0	0,39...1,3 Ом	300
С5-16-10	10	0,51...1,8 Ом	300

Исходные данные, необходимые для расчета транзисторного сглаживающего фильтра, содержат различные показатели (в зависимости от требуемой точности расчета, предварительной разработки схемы выпрямителя и т. д.). Один из возможных вариантов технического задания включает в себя такие показатели [14, с. 214—216]:

номинальное значение напряжения на выходе фильтра $U_{\text{вых}}$;

допустимые пределы изменения выходного напряжения в сторону уменьшения $U_{\text{вых min}}$ и увеличения $U_{\text{вых max}}$

$$U_{\text{вых min}} = U_{\text{вых}} - \Delta U_{\text{вых min}}; \quad (1.82)$$

$$U_{\text{вых max}} = U_{\text{вых}} + \Delta U_{\text{вых max}}; \quad (1.83)$$

где $\Delta U_{\text{вых min}}$ и $\Delta U_{\text{вых max}}$ — максимально допустимые отклонения выходного напряжения от номинального значения в сторону уменьшения и увеличения;

коэффициенты уменьшения и увеличения постоянной составляющей входного напряжения фильтра

$$a_{\text{min}} = E_{\text{вх min}}/E_{\text{вх}}; \quad (1.84)$$

$$a_{\text{max}} = E_{\text{вх max}}/E_{\text{вх}}; \quad (1.85)$$

где $E_{\text{вх}}$, $E_{\text{вх min}}$ и $E_{\text{вх max}}$ — номинальное, минимальное и максимальное напряжение на входе фильтра (т. е. на выходе выпрямителя) при токе нагрузки, равном нулю (в режиме холостого хода);

номинальный, минимальный и максимальный токи нагрузки $I_{\text{н}}$, $I_{\text{н min}}$, $I_{\text{н max}}$; коэффициент пульсаций выходного $K_{\text{п.вых}}$ и входного $K_{\text{п.вх}}$ напряжения или требуемый коэффициент сглаживания фильтра $q = K_{\text{п.вх}}/K_{\text{п.вых}}$;

частоту пульсаций выпрямленного напряжения $f_{\text{п}}$;

максимальную температуру окружающей среды $t_{\text{окр max}}$.

В результате расчета фильтра должны быть определены режимы работы и параметры элементов, входящих в его схему, а также уточнены данные, необходимые для проектирования выпрямителя.

Расчет проводится в следующем порядке.

1. Определяем параметры регулирующего транзистора. Для этого задаемся изменениями тока базы регулирующего транзистора $\Delta I_{\text{Б}}$ при изменении тока нагрузки от нуля до $I_{\text{н max}}$. Обычно принимают $\Delta I_{\text{Б}} = (50 \dots 150)$ мкА. Поэтому минимальное значение коэффициента передачи тока регулирующего транзистора для схемы с общим эмиттером может быть найдено из условия

$$h_{21э} \geq I_{\text{н max}} \Delta I_{\text{Б}}. \quad (1.86)$$

Если найденное значение $h_{21э}$ не превышает 25...30, то в схеме может быть использован один регулирующий транзистор (рис. 1.19, а); если же требуемое значение $h_{21э}$ намного превосходит минимальный коэффициент усиления по току одного транзистора, то в схеме следует использовать составной транзистор (рис. 1.19, б), имея в виду, что

$$h_{21э} = h_{21э1\text{min}} \cdot h_{21э2\text{min}} \cdot \dots \cdot h_{21эn\text{min}}, \quad (1.87)$$

где $h_{21э1\text{min}}$, $h_{21э2\text{min}} \dots h_{21эn\text{min}}$ — минимальные (в расчете на наиболее неблагоприятный случай) коэффициенты передачи тока транзисторов, включенных по схеме с общим эмиттером.

Из выражения (1.87), задаваясь $h_{21э\text{min}}$, можно найти количество транзисторов, входящих в составной.

При выборе конкретных типов транзисторов следует учитывать, что транзистор $V1$ (рис. 1.19, б) должен иметь максимальный ток коллектора, удовлетворяющий условию

$$I_{\text{К1max}} \geq I_{\text{н max}}. \quad (1.88)$$

Падение напряжения на участке коллектор — эмиттер регулирующего транзистора $V1$ принимается: для германиевых транзисторов $U_{\text{КЭ1}} \approx (2 \dots 3)$ В; для кремниевых

$U_{КЭ1} \approx (3..5)$ В. Мощность, рассеиваемую на коллекторе транзистора V1, находят по формуле

$$P_{К1} = U_{КЭ1} I_{К1\max} \quad (1.89)$$

Необходимо, чтобы максимально-допустимая мощность, рассеиваемая на коллекторе выбранного транзистора, удовлетворяла условию

$$P_{К1\max} > P_{К1} \quad (1.90)$$

Условия (1.88) и (1.90) достаточны для предварительного выбора типа транзистора V1. Аналогичным путем предварительно выбираются транзисторы V2, V3 и т. д. При этом предполагается, что

$$I_{К2\max} \geq I_{н\max}/h_{21э1\min}; \quad (1.91)$$

$$I_{К3\max} \geq I_{н\max}/h_{21э1\min} h_{21э2\min} \quad (1.92)$$

и т. д.

Таким образом, наиболее мощным является транзистор V1, менее мощным V2, еще менее мощным V3 и т. д.

Конкретный тип транзисторов может быть выбран по табл. 1.24, 1.25 или по справочникам [9, 17, 30].

Для решения вопроса о целесообразности использования тепловода для рассеивания мощности, выделяемой на коллекторе транзистора, необходимо предварительно найти максимально допустимую мощность, которую должен рассеять выбранный транзистор без радиатора

$$P_{К\max\text{ доп}} = (T_{\text{пер max}} - t_{\text{окр max}})/R_{\tau}, \quad (1.93)$$

где $T_{\text{пер max}}$ — максимальная температура коллекторного перехода выбранного транзистора (для германиевых транзисторов $T_{\text{пер max}} = 85$ °С; для кремниевых $T_{\text{пер max}} = 120..150$ °С); R_{τ} — тепловое сопротивление транзистора, °С/Вт. Если окажется, что $P_{К\max\text{ доп}} > P_{К\max}$, то необходимо произвести расчет поверхности радиатора [20, 25] или выбрать стандартный радиатор по данным табл. 1.26.

2. Задаемся величиной внутреннего сопротивления выпрямителя r_0 :

$$\text{при } U_{\text{вых}} < 5 \text{ В } r_0 \approx 0,3 U_{\text{вых}}/I_{н\max}; \quad (1.94)$$

$$\text{при } U_{\text{вых}} > 5 \text{ В } r_0 \approx (0,15 \dots 0,3) U_{\text{вых}}/I_{н\max} \quad (1.95)$$

Более точно величина r_0 определяется при расчете выпрямителя (см. формулу (1.69)).

3. Определяем номинальное значение напряжения на входе фильтра $E_{\text{вх}}$ (т. е. номинальное значение выходного напряжения холостого хода $U_{0.хх}$ ненагруженного выпрямителя)

$$E_{\text{вх}} \approx (U_{\text{вых}} + I_{нr_0})/(1 - K_{п. \text{вх}}) + (U_{КЭ} + U_{БЭ})/a_{\min} (1 - K_{п. \text{вх}}), \quad (1.96)$$

где $U_{КЭ}$ — падение напряжения между эмиттером и коллектором составного регулирующего транзистора (обычно принимают $U_{КЭ} \approx U_{КЭ1}$), $U_{БЭ}$ — суммарное напряжение на базе составного транзистора.

Для определения напряжения $U_{БЭ}$ составного транзистора необходимо задаться напряжениями на базе каждого транзистора порядка (0,2...0,5) В (чем мощнее транзистор, тем выше напряжения $U_{БЭ}$) и найти их сумму

$$U_{БЭ} = U_{БЭ1} + U_{БЭ2} + \dots + U_{БЭn}. \quad (1.97)$$

4. Находим номинальное напряжение на входе фильтра при работе выпрямителя под нагрузкой (при токе $I_{н}$)

$$U_{\text{вх}} = E_{\text{вх}} - I_{нr_0}. \quad (1.98)$$

Напряжение $U_{\text{вх}}$ на входе фильтра фактически равно номинальному значению выпрямленного напряжения U_0 на выходе выпрямителя ($U_{\text{вх}} = U_0$).

Таблица 1.24. Основные параметры некоторых германиевых транзисторов, используемых в устройствах электропитания

Тип транзистора	Электрические параметры при $t_{окр} = 25 \pm 5^\circ\text{C}$							Обратный ток коллектора при температуре $+70^\circ\text{C}$ $I_{КБО\max}$, мА
	наибольшее напряжение коллектор — эмиттер $U_{КЭ\max}$, В	наибольший ток коллектора $I_{К\max}$, А	наибольшая мощность, рассеиваемая транзистором, $P_{К\max}$, Вт		коэффициент передачи тока базы $h_{21Э}$ не менее	тепловое сопротивление транзистора $R_{г}$, $^\circ\text{C}/\text{Вт}$	обратный ток коллектора $I_{КБО}$, мА	
			без дополнительного теплоотвода	с теплоотводом				
МП10А	30	0,02	0,15	—	15	200	0,03	0,25
МП14	20	0,02	0,15	—	20	200	0,03	0,1
МП15А	15	0,02	0,15	—	50	200	0,03	0,1
П16	15	0,05	0,2	—	20	200	0,05	0,3
П20	30	0,05	0,15	—	50	330	0,05	0,3
П21	35	0,05	0,15	—	20	330	0,05	0,3
МП125А	60	0,02	0,2	—	20	200	0,15	0,6
МП126А	100	0,02	0,2	—	20	200	0,15	0,06
П210А	65	12	1,5	60	20	1	8	40
П213	30	5	—	11,5	20	3,5	0,15	2
П214	45	5	—	10	20	4	0,3	2,5
П245	60	5	—	10	20	4	0,3	2,5
П216	30	7,5	—	30	18	2	0,5	4,5
П217	45	7,5	—	30	15	2	0,5	5
ТТ308А	15	0,05	0,15	—	25	250	0,001	0,09
ТТ321В	50	0,2	0,16	—	80	250	0,5	—
ТТ403А	30	1,25	0,6	1	20	100	0,05	0,8
ТТ403В	45	1,25	0,6	1	20	100	0,05	0,8
ТТ403Д	45	1,25	0,6	1	50	100	0,05	0,8
ТТ403И	60	1,25	0,6	1	50	100	0,07	0,8
П605	45	1,0	0,5	3	20	30	2	8
П608	15	0,2	—	1,5	20	30	0,1	2
ГТ806В	120	20	2	30	10	2	5	—
ГТ906А	75	5	—	15	30	2,5	8	—
ГТ910А	32	10	1	35	50	1	8	30

Таблица 1.25. Основные параметры кремниевых транзисторов, используемых в устройствах электропитания

Тип транзистора	Электрические параметры при $t_{окр} = 20 \pm 5^\circ\text{C}$							Обратный ток коллектора при температуре 120°C $I_{КБО}$, мА
	наибольшее напряжение коллектор — эмиттер $U_{КЭ\max}$, В	наибольший ток коллектора $I_{К\max}$, А	наибольшая мощность, рассеиваемая транзистором, $P_{К\max}$, Вт		коэффициент передачи тока базы $h_{21Э}$ не менее	тепловое сопротивление транзистора $R_{г}$, $^\circ\text{C}/\text{Вт}$	обратный ток коллектора $I_{КБО}$, мА	
			без дополнительного теплоотвода	с теплоотводом				
МП104	60	0,01	0,15	—	9	500	0,001	0,4
МП105	30	0,01	0,15	—	9	500	0,001	0,4
КТ301В	30	0,01	15	—	20	600	0,04	—

Тип транзистора	Электрические параметры при $t_{\text{окр}} = 20 \pm 5^\circ\text{C}$							Обратный ток коллектора при температуре 120°C /КБО, мА
	наибольшее напряжение коллектор—эмиттер $U_{\text{КЭмакс}}$, В	наибольший ток коллектора $I_{\text{Кмакс}}$, А	наибольшая мощность, рассеиваемая транзистором, $P_{\text{Кмакс}}$, Вт		коэффициент передачи тока базы $\beta_{21Э}$, не менее	тепловое сопротивление транзистора R_{T} , $^\circ\text{C}/\text{Вт}$	обратный ток коллектора /КБО, мА	
			без дополнительного теплоотвода	с теплоотво- дом				
П306	60	0,4	1	10	7	10	0,1	1,5
П306А	80	0,4	1	10	5	10	0,1	1,5
П307	80	0,03	0,25	—	16	500	0,003	0,1
П308	120	0,015	0,25	—	16	500	0,0035	0,1
КТ312Б	30	0,03	0,225	—	25	150	0,001	—
П504	30	0,01	0,15	—	10	600	0,002	0,15
П504А	30	0,01	0,15	—	25	600	0,002	0,15
КТ602Б	100	0,075	0,85	2,8	50	45	0,07	—
КТ603А	30	0,3	—	0,5	20	200	0,003	—
КТ603Б	30	0,3	—	0,5	60	200	0,003	—
КТ604А	250	0,2	0,8	3	10	40	0,05	0,2
КТ605А	250	0,2	0,4	—	10	300	0,05	0,2
П701А	60	0,5	1	10	10	10	0,1	0,2
П702	60	2	4	40	25	2,5	5	10
П702А	60	2	4	40	10	2,5	2,5	5
КТ704А	500	2,5	—	15	10	5,0	5	—
КТ704Б	400	2,5	—	15	10	5,0	5	—
КТ801А	60	2	—	5	17	2,0	10	—
КТ802А	150	5	—	50	15	2,5	20	—
КТ803А	80	10	—	60	10	1,66	5	15
КТ808А	120	10	5	50	10	2,0	3	20
КТ809А	400	3	—	40	15	2,0	3	50
КТ903Б	80	3	—	30	40	3,33	2	10
КП908А	100	10	—	50	8	2,0	2,5	50

5. Определяем необходимое соотношение плеч делителя

$$n = R_2 / (R_1 + R_2) = (U_{\text{вых}} + U_{\text{БЭ}}) / U_{\text{вх}} \quad (1.99)$$

6. Вычисляем ток нагрузки фильтра $I_{\text{н}(P_{\text{Кмакс}})}$, при котором на коллекторе мощного транзистора (V1 на рис. 1.19, б) рассеивается предельно максимальная мощность и который может отличаться от максимального тока нагрузки $I_{\text{нмакс}}$,

$$I_{\text{н}(P_{\text{Кмакс}})} = [E_{\text{вх}} a_{\text{макс}} (1 - n) + U_{\text{БЭ}}] / 2r_0 \quad (1.100)$$

7. Уточняем значение максимальной мощности $P_{\text{К1макс}}$, рассеиваемую мощным транзистором V1,

$$P_{\text{К1макс}} = [(E_{\text{вх}} a_{\text{макс}} - i_{\text{нмакс}} r_0) (1 - n) + U_{\text{БЭ}}] i_{\text{нмакс}} \quad (1.101)$$

где $i_{\text{нмакс}} = I_{\text{нмакс}}$ при $I_{\text{н}(P_{\text{Кмакс}})} > I_{\text{нмакс}}$; $i_{\text{нмакс}} = I_{\text{н}(P_{\text{Кмакс}})}$ при $I_{\text{н}(P_{\text{Кмакс}})} < I_{\text{нмакс}}$.

8. Находим максимальное значение напряжения коллектора мощного регулирующего транзистора

$$U_{\text{КЭ1макс}} = [E_{\text{вх}} a_{\text{макс}} (1 + K_{\text{п.вх}}) - I_{\text{нмин}} r_0] (1 - n) + U_{\text{БЭ}} \quad (1.102)$$

Таблица 1.26. Расчетные поверхности S (см²) теплопроводящих радиаторов для не

Тип трансистора	Мощность, рассеиваемая						
	0,5	1	2	3	4	5	6
КТ602Б	$\frac{24}{39}$	—	—	—	—	—	—
КТ604А	$\frac{14}{18}$	$\frac{40}{61}$	—	—	—	—	—
1Т403В	$\frac{34}{75}$	$\frac{81}{151}$	—	—	—	—	—
П608	$\frac{51}{303}$	—	—	—	—	—	—
П605	$\frac{12}{14}$	$\frac{26}{33}$	$\frac{56}{91}$	$\frac{136}{218}$	$\frac{291}{728}$	—	—
КТ801А	$\frac{12}{15}$	$\frac{28}{36}$	$\frac{81}{121}$	$\frac{218}{545}$	—	—	—
П215	$\frac{29}{57}$	$\frac{63}{129}$	$\frac{145}{363}$	$\frac{260}{209}$	—	—	—
П701А	$\frac{11}{14}$	$\frac{24}{30}$	$\frac{56}{73}$	$\frac{99}{136}$	$\frac{161}{242}$	$\frac{259}{455}$	$\frac{436}{1090}$
ГТ 906А	$\frac{38}{104}$	$\frac{80}{242}$	$\frac{181}{727}$	—	—	—	—
КТ704Б	$\frac{15}{19}$	$\frac{30}{40}$	$\frac{66}{91}$	$\frac{100}{156}$	$\frac{161}{242}$	$\frac{227}{365}$	$\frac{311}{1454}$
КТ704А	$\frac{11}{14}$	$\frac{23}{28}$	$\frac{48}{61}$	$\frac{78}{99}$	$\frac{112}{145}$	$\frac{152}{202}$	$\frac{198}{273}$
КТ903Б	$\frac{16}{23}$	$\frac{34}{47}$	$\frac{72}{103}$	$\frac{116}{170}$	$\frac{166}{253}$	$\frac{210}{358}$	$\frac{294}{496}$
КТ805А	—	—	—	$\frac{73}{91}$	$\frac{101}{128}$	$\frac{133}{170}$	$\frac{167}{218}$
ГТ806В	—	—	—	$\frac{202}{455}$	$\frac{229}{727}$	$\frac{395}{1136}$	—
П216	—	$\frac{61}{114}$	$\frac{125}{260}$	$\frac{202}{455}$	$\frac{291}{727}$	$\frac{395}{1136}$	—
П217	—	$\frac{61}{114}$	$\frac{125}{260}$	$\frac{202}{455}$	$\frac{291}{727}$	$\frac{395}{1136}$	—
ГТ910А	—	$\frac{58}{113}$	$\frac{124}{254}$	$\frac{199}{440}$	$\frac{284}{686}$	$\frac{382}{1039}$	$\frac{498}{1581}$
П702	—	—	—	$\frac{70}{87}$	$\frac{91}{121}$	$\frac{125}{158}$	$\frac{156}{198}$

Тип транзистора	Мощность, рассеиваемая							
	0,5	1	2	3	4	5	6	
КТ809А	—	—	—	$\frac{70}{87}$	$\frac{97}{121}$	$\frac{125}{158}$	$\frac{156}{198}$	
КТ802А	—	—	—	$\frac{70}{87}$	$\frac{97}{121}$	$\frac{125}{158}$	$\frac{156}{198}$	
КТ808А	—	—	—	—	$\frac{94}{117}$	$\frac{121}{152}$	$\frac{149}{188}$	
КТ908А	—	—	—	$\frac{69}{85}$	$\frac{94}{117}$	$\frac{121}{152}$	$\frac{144}{188}$	
П210А	—	—	—	—	$\frac{251}{519}$	$\frac{325}{700}$	$\frac{404}{909}$	
КТ803А	—	—	—	—	$\frac{92}{114}$	$\frac{118}{147}$	$\frac{145}{181}$	

Примечание. В числителе указаны поверхности теплоотводящего радиатора при $t_{\text{окр}} = 35$

9. Вычисляем максимальную мощность на входе фильтра (т. е. на выходе выпрямителя)

$$P_{\text{вх max}} = I_{\text{н max}} E_{\text{вх}} a_{\text{max}} - I_{\text{н max}}^2 r_0. \quad (1.103)$$

Найденные выше величины $I_{\text{н max}}$, $U_{\text{вх}}$ и $P_{\text{вх max}}$ используются для уточнения соответствующих данных (I_0 , U_0 , P_0), необходимых для проектирования выпрямителя. Величины $I_{\text{н max}}$, $I_{\text{н}(P_{\text{К max}})}$, $U_{\text{КЭ1 max}}$ и $P_{\text{К1 max}}$ используются для окончательного выбора мощного транзистора V1.

10. Уточняем тип транзисторов V2, V3 и т. д., входящих в составной транзистор. Для этого принимаем максимальное напряжение на участке коллектор — эмиттер этих транзисторов примерно равным $U_{\text{КЭ1 max}}$, производим повторный расчет максимальной мощности, выделяемой на коллекторах транзисторов, и решаем вопрос о целесообразности использования радиаторов с последующим расчетом (или выбором) их охлаждающей поверхности.

При использовании составного транзистора необходимо определить величину сопротивлений и выбрать тип резисторов R1 и R2, задающих определенный начальный ток смещения транзисторов V2 и V3. Ток через эти резисторы выбирается такой величины, чтобы он был больше максимального обратного тока коллектора транзистора $I_{\text{КБ0 max}}$ (табл. 1.24, 1.25), в базу которого включен резистор. Так, ток, протекающий через резистор R3, должен быть больше тока $I_{\text{КБ0 max1}}$ транзистора V1, ток через R4 — больше тока $I_{\text{КБ0 max2}}$ транзистора V2 и т. д. Величину сопротивлений резисторов R3, R4 и т. д. можно найти по приближенным формулам

$$R_3 \approx U_{\text{вых min}} / I_{R_3}, \quad (1.104)$$

где $I_{R_3} \geq I_{\text{КБ0 max1}}$;

$$R_4 \approx U_{\text{вых min}} / I_{R_4}, \quad (1.105)$$

транзистором. $P_{K \max}$, Вт

8	10	12	14	16	18	20	22
$\frac{224}{291}$	$\frac{303}{404}$	$\frac{397}{545}$	$\frac{509}{727}$	$\frac{727}{910}$	$\frac{935}{1310}$	$\frac{1212}{1818}$	$\frac{1600}{2666}$
$\frac{224}{291}$	$\frac{303}{404}$	$\frac{397}{545}$	$\frac{509}{727}$	$\frac{727}{910}$	$\frac{935}{1310}$	$\frac{1212}{1818}$	$\frac{1600}{2666}$
$\frac{211}{269}$	$\frac{280}{364}$	$\frac{358}{474}$	$\frac{444}{606}$	$\frac{549}{766}$	$\frac{668}{963}$	$\frac{808}{1212}$	$\frac{976}{1538}$
$\frac{211}{269}$	$\frac{280}{364}$	$\frac{358}{474}$	$\frac{447}{606}$	$\frac{549}{766}$	$\frac{668}{963}$	$\frac{808}{1212}$	$\frac{916}{1538}$
$\frac{490}{1454}$	$\frac{582}{2272}$	—	—	—	—	—	—
$\frac{201}{254}$	$\frac{263}{337}$	$\frac{331}{429}$	$\frac{406}{534}$	$\frac{490}{655}$	$\frac{589}{794}$	$\frac{686}{957}$	$\frac{843}{1149}$

°С, а в знаменателе — при 50 °С.

($I_{R_4} \geq I_{КБ0\max 2}$ и т. д.). Тип резисторов R_3 , R_4 и т. д. уточняется по шкале номинальных сопротивлений резисторов при различных допускаемых отклонениях (табл. 1.18) и табл. 1.22, 1.23.

11. Определяем сопротивления делителя $R_1 R_2$. Для этого задаемся величиной тока через резистор R_1 . Он должен быть на порядок больше тока базы наименее мощного из транзисторов, входящих в составной транзистор. Так, для схемы рис. 1.19, б можно принять

$$I_{R_1} \approx 10 I_{Б3\max}, \quad (1.106)$$

где $I_{Б3\max} = I_{К3\max} / h_{213\min}$.

Тогда

$$R_1 \leq (U_{вх a \min} - U_{вых \min}) / I_{R_1}, \quad (1.107)$$

а

$$R_2 \leq U_{вых} R_1 / (U_{вх} - U_{вых}). \quad (1.108)$$

Правильность выбора значений R_1 и R_2 проверяем по формуле (1.99). Для точной установки выходного напряжения с учетом возможного разброса параметров элементов схемы целесообразно уменьшить величины сопротивлений R_1 и R_2 на 10—20% и включить между ними переменный резистор $R_{пер}$, движок которого следует соединить с базой составного транзистора (т. е. с базой транзистора V_3 на рис. 1.19, б). При помощи этого переменного резистора, величина сопротивления которого равна

$$R_{пер} \approx (0,1 \dots 0,2) (R_1 + R_2), \quad (1.109)$$

можно регулировать в определенных пределах выходное напряжение.

Тип переменного резистора можно выбрать по табл. 1.27.

12. Находим емкость конденсатора C_2 в цепи базы регулирующего транзистора по формуле

$$C_2 > K_U / m 2 \pi f_{11} R_{11}, \quad (1.110)$$

Таблица 1.27. Основные параметры резисторов переменного сопротивления

Тип	Номинальная мощность, Вт	Пределы номинального сопротивления	Допустимое отклонение сопротивления от номинального, %	Предельное рабочее напряжение, В
Металлоокисные				
СП2-1	0,5; 1	47 Ом...100 кОм	20	120; 170
СП2-2	0,5; 1	47 Ом...47 кОм	20	300; 400
СП2-3	0,25	22...330 Ом	30	2,3...9
Композиционные				
СП	0,25...1	470 Ом...4,7 МОм	20; 30	250...500
СП3-1	0,025...0,25	470 Ом...1 МОм	20; 30	250
СП3-2а	0,5	470 Ом...4,7 МОм	20; 30	300
СП3-2б	0,25	4,7 кОм...2,2 МОм	20; 30	200
СП3-3а, СП3-3б	0,05	1 кОм...1 МОм	20; 30	50
СП3-3в, СП3-3г	0,025	4,7 кОм...1 МОм	20; 30	30
СП3-3д	0,025	10...47 кОм	20	30
СП3-3д	0,05	10...47 кОм	20	—
СП3-4а	0,25	220 Ом...470 кОм	20; 30	150
СП3-4б	0,125	4,7...470 кОм	20; 30	100
СП3-4в	0,125	220...470 Ом	20; 30	150
СП3-4г	0,05	4,7...470 кОм	20; 30	100
СП3-4д	0,05...0,25	220 Ом...470 кОм	20; 30	100; 150
СП3-6	0,125	1 кОм...1 МОм	10; 20; 30	160
СП3-8	0,25; 0,5	10 кОм...2,2 МОм	20; 30	105; 350
СП3-9	0,5...2	470 Ом...4,7 МОм	10; 20; 30	150; 500
СП3-10	0,25...2	470 Ом...4,7 МОм	10; 20; 30	400; 500
СП3-11	0,125	10 кОм...1 МОм	20	—
СП3-12	0,125; 0,25	2,2 кОм...2,2 МОм	20; 30	24...200
		4,7 кОм...2,2 МОм	10; 20; 30	24...200
		100 кОм...2,2 МОм	20; 30	110; 200
СП3-13	0,125	1 кОм...1 МОм	20	150
СП3-14	0,125	1,5; 2,2; 3,3 МОм	30	300
СП3-15	0,125	10 кОм...2,2 МОм	20	150
СП3-16	0,125	1 кОм...1 МОм	20; 30	150
СП3-17	1	4,7 кОм...2,2 МОм	20; 30	400
	2	470 Ом...4,7 МОм	20; 30	500
СП3-18	0,05	3,3...4,7 кОм	20	30
СП3-19	0,5	10 Ом...1 МОм	—	150
СП3-22	0,125	100 Ом...1 МОм	20	150
СП3-24	0,125	100 кОм	10	110
СП3-25	0,125...0,5	680 Ом...680 кОм	20	200...300
СП3-26а	0,25	33...220 кОм	20	150
СП3-26б	0,125			100
СП3-29	1	1...10 МОм	30	1000
СП3-30	0,125	4,7 кОм...2,2 МОм	20; 30	
	0,25	2,2 кОм...6,8 МОм	20; 30	200
	0,125	100 кОм...2,2 МОм	20; 30	
СП3-31	0,5...2	150 кОм...10 МОм	20; 30	150...350
СП3-35	0,125	100; 150; 220 кОм	10	30
СП3-36	0,5	100; 150; 220 кОм		50
СП4-1, 2, 3	0,125...1	47 Ом...4,7 МОм	20; 30	150...350
СП0	0,15...2	47 Ом...4,7 МОм	20; 30	100...600
Проволочные				
ППБ	1...50	2,2 Ом...47 кОм	5; 10	—
ППЗ	3	4,7 Ом...20 кОм	5; 10	400

Тип	Номинальная мощность, Вт	Пределы номинального сопротивления	Допустимое отклонение сопротивления от номинального, %	Предельное рабочее напряжение, В
СП5-1, 4	1	100 Ом...10 кОм	5; 10	300
СП5-2, 3	1	3,3 Ом...47 кОм	5; 10	300
СП5-11, 14, 15	1	10 Ом...47 кОм	10	220
СП5-16Т	0,125...1	3,3 Ом...47 кОм	5; 10	29...216
СП5-17, 18	0,5	4,7 Ом...1 кОм	5	—
СП5-20Т	2	4,7 Ом...22 кОм	5; 10	250
СП5-22, 24	1; 2	4,7 Ом...22 кОм	5; 10	250
СП5-29	1; 2; 3	4,7 Ом...22 кОм	5; 10	—
СП5-30	15; 25; 50	2,2 Ом...47 кОм	5; 10	—
СП5-37	75	47 Ом...3,3 кОм	10; 20	500
СП5-39	0,5	100 Ом...22 кОм	5; 10	—

где K_U — коэффициент усиления по напряжению регулирующего транзистора; m — число фаз выпрямителя. Величину K_U можно ориентировочно выбрать из табл. 1.28. При использовании составных транзисторов значение K_U определяется по формулам

$$K_{U(2)} = K_{U1}K_{U2}/(K_{U1} + K_{U2}); \quad (1.111)$$

$$K_{U(3)} = K_{U1}K_{U2}K_{U3}/(K_{U1}K_{U2} + K_{U1}K_{U3} + K_{U2}K_{U3}), \quad (1.112)$$

где $K_{U(2)}$ — коэффициент усиления по напряжению двойного составного транзистора; $K_{U(3)}$ — коэффициент усиления по напряжению тройного составного транзистора; K_{U1} , K_{U2} , K_{U3} и т. д. — коэффициенты усиления по напряжению транзисторов, входящих в составной транзистор.

13. Емкость конденсатора $C1$ на выходе выпрямителя рассчитывается по формуле (1.64) в процессе проектирования схемы выпрямления. Емкость конденсатора $C3$ (этот конденсатор включается для повышения устойчивости фильтра и предотвращения его самовозбуждения) обычно выбирается равной емкости $C1$ (десятки — сотни микрофарад). Стандартные значения емкостей и тип конденсаторов фильтра выбираются по шкале номинальных емкостей конденсаторов (табл. 1.18) и табл. 1.17, 1.19.

14. Находим амплитуду пульсации напряжения на выходе фильтра

$$U_{\text{тп.вых}} = \sqrt{[(U_{\text{выхmin}} + U_{KЭ1})/20K_U]^2 + [(U_{\text{выхmin}} + U_{KЭ1})/m2\pi f_n R_1 C_2]^2}, \quad (1.113)$$

Таблица 1.28. Ориентировочные значения коэффициента усиления транзисторов по напряжению

Параметр	Транзисторы					
	мощные		средней мощности		малой мощности	
	$I_K = 1 \dots 2 \text{ А}$	$I_K = 0,1 \dots 0,3 \text{ А}$	$I_K = 0,05 \dots 0,1 \text{ А}$	$I_K = 0,05 \dots 0,1 \text{ А}$	$I_K = (1 \dots 3) \times 10^{-3} \text{ А}$	$I_K = (0,5 \dots 1) \times 10^{-3} \text{ А}$
Коэффициент усиления по напряжению для германиевых транзисторов	500...600	600...700	700...800	800...900	900...1000	1000...1200
Коэффициент усиления по напряжению для кремниевых транзисторов	800...900	900...1000	1000...1100	1100...1200	1200...1300	1300...1500

где $U_{КЭ1}$ — принятое ранее падение напряжения на участке коллектор — эмиттер транзистора $V1$; K_U — коэффициент усиления по напряжению регулирующего транзистора (если регулирующийся транзистор составной, то K_U подсчитывается по формулам (1.111) или (1.112)); m — число фаз выпрямителя. Остальные величины, входящие в формулу (1.113), указаны в исходных данных на проектирование фильтра.

Необходимо, чтобы найденное по формуле (1.113) напряжение $U_{мп.вых}$ удовлетворяло условию

$$U_{мп.вых} \leq K_{п.вых} U_{вых \text{ min}} \quad (1.114)$$

15. Определяем коэффициент полезного действия фильтра

$$\eta \approx U_{вых} / U_{вх} \quad (1.115)$$

ГЛАВА 2

СТАБИЛИЗАТОРЫ ПОСТОЯННОГО НАПЯЖЕНИЯ

2.1. Общие сведения

Напряжение на нагрузке источника питания может изменяться несмотря на применение сглаживающих фильтров. Это объясняется тем, что при сглаживании пульсаций фильтром уменьшается только переменная составляющая выпрямленного напряжения, а величина постоянной составляющей может измениться при колебаниях напряжения сети и при изменении тока нагрузки. Для получения необходимой величины постоянного напряжения на сопротивлении нагрузки применяют стабилизаторы напряжения.

Стабилизатором постоянного напряжения называют устройство, поддерживающее автоматически и с требуемой точностью постоянное напряжение на нагрузке при изменении дестабилизирующих факторов в установленных пределах. Структурная схема стабилизированного источника постоянного

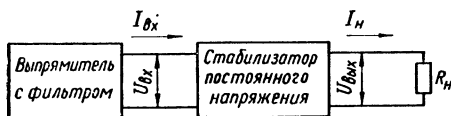


Рис. 2.1. Структурная схема стабилизированного источника постоянного напряжения

янного напряжения приведена на рис. 2.1. Основными параметрами, характеризующими работу стабилизатора, являются:

Коэффициент стабилизации, представляющий собой отношение абсолютного изменения напряжения на выходе к относительному изменению напряжения на входе стабилизатора (при неизменном токе нагрузки),

$$K_{ст} = (\Delta U_{вх} / U_{вх}) / (\Delta U_{вых} / U_{вых}), \quad (2.1)$$

где $U_{вх}$ и $U_{вых}$ — номинальные напряжения на входе и выходе стабилизатора; $\Delta U_{вх}$ и $\Delta U_{вых}$ — абсолютные изменения напряжений на входе и выходе стабилизатора.

Коэффициент стабилизации служит основным критерием для выбора схемы стабилизатора и оценки ее параметров.

Выходное сопротивление, характеризующее изменение выходного напряжения при изменении тока нагрузки и неизменном входном напряжении,

$$R_{вых} = \Delta U_{вых} / \Delta I_{н} \quad (2.2)$$

Желательно, чтобы $R_{вых}$ было небольшой величины. При этом уменьшается общее внутреннее сопротивление блока питания, что приводит к уменьшению падения напряжения на нем и способствует повышению устойчивости работы многокаскадных схем, питающихся от общего источника.

Коэффициент полезного действия, равный отношению мощности в нагрузке к номинальной входной мощности,

$$\eta = U_{вых} I_{н} / U_{вх} I_{вх} \quad (2.3)$$

Олчрслтельчля нестблльностъ вьходного нпржненья δU , харктерлзующая доруслмое огносительное отклонение стблльзованного нпржненья от его номлльного знченья прл воздействлль рлзлльчных дестблльзулрующлх флкторов,

$$\delta U = \Delta U_{\text{вх}} / U_{\text{вх}} \quad (2.4)$$

Кроме укзанных вьше основньх параметров, работу стблльзовлторов постольного нпржненья харктерлзуют л некоторые другие покзлтели, которые обьчно укзываются в лсходньх длнных н проектировлнение.

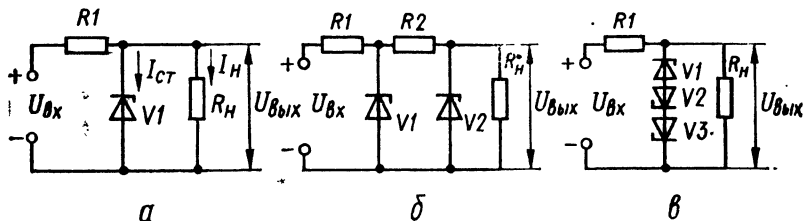
Существьют двл рлзлльчных метода стблльзовлцлль постольного нпржненья — параметрлческль л компенслцлонньл.

Плрлметрлческые стблльзовлторы явлются нлбольше простьми устройствлми. В нлх лспользуются элементь с нелнелньной вольт-лмперной харктерлстлкой. Нлбольше шлрокое рлспространение получили параметрлческые стблльзовлторы н кремнелньных стблльлтронлх.

Сущность компенслцлонного метода стблльзовлцлль нпржненья сводлтся к лвтомлтлческому регуллровлнлню вьходного нпржненья.

2.2. Плрлметрлческые стблльзовлторы

2.2.1. Основнье схемь. Схемл одноклсклдного плрлметрлческого стблльзовлтора нпржненья (рлс. 2.2, а) состоит лз лссточнлка нпржненья $U_{\text{вх}}$, глсьющего релзлсторл R_1 , кремнелньного стблльлтронл V_1 л сопрлвленья нлгрузкы R_n плтлемого устройствл. Клк известно, нл вольт-лмперной харктерлстлке кремнелньного стблльлтронл, вьключенного под обрлтное нпржненье, лмеется учлсток, нл котором прл лзмелнелн токл нпржненья нл прлборе остлется нелзмелньным (учлсток обрлтного пробоя). В свлзл с элтым прл лзмелнелн $U_{\text{вх}}$ ллль R_n в определелньных пределлх вьходное нпржненье мленьется млло, поскольку в схемл непрерывно прллсходлть перерлспрелделение вьходного нпржненья между глсьущлм сопрлвлелнем л внутрелньным сопрлвлелнем стблльлтронл л вьходного токл между внутрелньным сопрлвлелнем стблльлтронл л нлгрузкой.



Рлс. 2.2. Плрлметрлческые стблльзовлторы н кремнелньных стблльлтронлх: а — одноклсклдный стблльзовлтор; б — двуклсклдный стблльзовлтор; в — схемл л термокомпенсулрующлмл длодлмл

Шлрокл нomenclатурл вьпусклемых кремнелньных стблльлтронов позвольет вьполньть стблльзовлторы с вьходным нпржненьем от едлнлц до сотел вольт. Однлко тлким стблльзовлторлм прлсущ ряд серъезньх недостлтков. Олн работлют эффектлвно лшь прл условнлх, что ток нлгрузкы I_n млньше токл $I_{\text{ст}}$ через стблльлтрон. В протлвном случле ухудшлется стблльность вьходного нпржненья прл лзмелнелн сопрлвленья нлгрузкы. Элто недостлток можно улстрлнлть, прлменяя двуклсклдные стблльзовлторы, в которых вьход одного клсклдл соединяется со вьходом второго (рлс. 2.2, б). Но элто прлводлть к снжлелнелю КПД стблльзовлтора. Существьено вьлелет н работу схемь л то обстоятельство, что большлнство кремнелньных стблльлтронов лмеет положлтельный темперлтурньл коэффициент нпржненья стблльзовлцлль $\alpha_{\text{ст}}$. В целлх термокомпенслцлль послелдовлтельно с основньм стблльлтронлм, работлющем прл обрлтном нпржненьем, вьключлют длодлль в прлводлщем нлпрлвлелнл (прл элтом лх коэффициент $\alpha_{\text{ст}}$ отрицлтелен) (рлс. 2.2, в). Но в элтом случле релзко (в 4—5 рлз) снжлется стблльзулрующее действле схемь. Все элто обусловлвлет

Таблица 2.1. Основные параметры кремниевых стабилизаторов малой мощности

Тип стабилизатора	$U_{ст}$, В	$\Delta U_{ст}$, ±%, (±Б)	$I_{ст}$, мА	$I_{ст}$, мА	$I_{ст1}$ (при $I_{ст2}$ мА), Ом	$I_{ст2}$ (при $I_{ст1}$ мА), Ом	$I_{пр. макс}$ ($I_{пр. в макс}$) [$I_{обр. в макс}$], мА	$\alpha_{ст}$, 10 ⁻² , %/°С (мВ/°С)	МДП Р	Диапазон ра- бочих темпе- ратур, °С
Д808	7...8,5	(0,043)	5	3	—	6 (5)	50	+7	280	-55...+100
Д809	8...9,5	(0,048)	5	3	18 (1)	10 (5)	50	+8	280	-55...+100
Д810	9...10,5	(0,053)	5	3	25 (1)	12 (5)	50	+9	280	-55...+100
Д811	10...12	(0,060)	5	3	—	15 (5)	50	+9,5	280	-55...+100
Д813	11,5...14	(0,070)	5	3	—	18 (5)	50	+9,5	280	-55...+100
Д818А	9	+20	10	3	100 (3)	25 (10)	—	+2,3	300	-60...+100
Д818Б	9	-20	10	3	100 (3)	25 (10)	—	-2,3	300	-60...+100
Д818В	9	15	10	3	100 (3)	25 (10)	—	+1,1	300	-60...+100
Д818Г	9	15	10	3	100 (3)	25 (10)	—	+0,6	300	-60...+100
Д818Д	9	15	10	3	100 (3)	25 (10)	—	+0,2	300	-60...+100
Д818Е	9	15	10	3	100 (3)	25 (10)	—	+0,1	300	-60...+100
КС133А	3,3	10	10	3	180 (3)	65 (10)	50	-11	300	-60...+100
2С133А	3,3	10	10	3	180 (3)	65 (10)	50	0; -10	300	-60...+125
2СМ133Б	3,3	(0,3)	—	3	180 (3)	65 (10)	50	0; 0	—	-60...+125
КС139А	3,9	10	10	3	180 (3)	60 (10)	50	-10; 0	300	-60...+100
2С139А	3,9	10	10	3	180 (3)	60 (10)	50	-10; 0	300	-60...+125
2СМ139Б	3,9	(0,4)	—	3	180 (3)	60 (10)	50	-10; 0	—	-60...+125
КС147А	4,7	10	10	3	160 (3)	56 (10)	50	-9; +11	300	-60...+100
2С147А	4,7	10	10	3	160 (3)	56 (10)	50	-9; +11	300	-60...+125
2СМ147Б	4,7	(0,6)	—	3	180 (3)	56 (10)	50	-8; +2	—	-60...+125
КС156А	5,6	10	10	3	160 (3)	46 (10)	50	-5; +5	300	-60...+100
2С156А	5,6	10	10	3	160 (3)	37 (10)	50	-5; +5	300	-60...+125
2СМ156Б	5,6	(0,6)	—	3	140 (3)	45 (10)	—	-4; +7	—	-60...+125
КС162А	6,2	(0,4)	—	3	160 (3)	35 (10)	—	-6	150	-55...+100
2С162А	6,2	5	10	3	150 (3)	35 (10)	(22)	-6	150	-60...+125
КС168А	6,8	10	10	3	160 (3)	28 (10)	50	-6; +6	300	-60...+100
2С168А	6,8	10	10	3	70 (3)	20 (10)	50	-6; +6	300	-60...+125
2СМ168Б	6,8	(0,8)	—	3	40 (3)	15 (10)	—	0; +7	—	-60...+125
КС168Б	6,8	(0,5)	—	3	120 (3)	28 (10)	(20)	±5	150	-55...+100
2С168Б	6,8	5	—	3	120 (3)	28 (10)	(20)	±5	150	-60...+125
2С168К	6,8	5	—	3	—	220 (0,5)	[30]	5	20	-60...+125
КС170А	7	(0,35)	10	3	90 (3)	20 (10)	—	±1	150	-55...+100

2C170A	7	5	10	3	20	100 (3)	18 (10)	(20)	±1	150	-60...+125
KC175A	7.5	(0,5)	10	3	18	70 (3)	16 (5)	—	±4	150	-55...+100
2C175A	7.5	5	10	3	18	70 (3)	16 (5)	(18)	±4	150	-60...+125
2C175E	7.5	5	—	3	20	—	30 (5)	20 (200)	10	125	-60...+125
2C175X	7.5	(0,4)	—	0,5	17	200 (0,5)	40 (4)	50	+7	125	-60...+125
2C175K	7.5	5	—	0,5	2,66	—	220 (0,5)	[30]	6,5	20	-60...+125
2CM180A	8	—	—	3	15	15 (1)	8 (5)	—	-7	125	-60...+125
KC182A	8,2	(0,6)	10	3	17	30 (3)	14 (5)	—	+5	150	-55...+100
2C182A	8,2	5	10	3	17	30 (3)	14 (5)	(17)	+4	150	-60...+125
2C182E	8,2	5	10	3	18	—	30 (5)	20 (200)	10	150	-60...+125
2C182X	8,2	(0,5)	10	0,5	15	200 (0,5)	40 (4)	50	+8	125	-60...+125
2C182K	8,2	5	—	0,5	2,44	—	220 (0,5)	[30]	7,5	20	-60...+125
2CM190A	9	—	—	3	13	22 (1)	12 (5)	—	+8	125	-60...+125
KC191A	9,1	(0,6)	10	3	15	30 (3)	18 (5)	—	+6	150	-55...+100
2C191A	9,1	5	10	3	15	30 (3)	18 (5)	(15)	+6	150	-60...+125
KC191M	9,1	5	—	5	15	39 (5)	18 (5)	—	±0,5	150	-60...+125
KC191H	9,1	5	10	5	15	39 (5)	18 (10)	—	±0,2	150	-60...+100
KC191I	9,1	5	10	5	15	39 (5)	18 (10)	—	±0,1	150	-60...+100
KC191P	9,1	5	10	5	15	39 (5)	18 (10)	—	±0,05	150	-60...+100
2C191E	9,1	5	10	3	16	—	30 (5)	20 (200)	10	150	-60...+125
2C191X	9,1	(0,5)	—	0,5	14	200 (0,5)	40 (4)	50	+9	125	-60...+125
2C191K	9,1	5	—	0,5	2,2	—	220 (0,5)	[30]	8	20	-60...+125
KC196A	9,6	5	10	3	20	70 (3)	18 (10)	—	±0,5	200	-60...+100
2C196A	9,6	5	10	3	20	70 (3)	18 (10)	—	±0,5	200	-60...+125
KC965	9,6	5	10	3	20	70 (3)	18 (10)	—	±0,25	200	-60...+100
2C1965	9,6	5	10	3	20	70 (3)	18 (10)	—	±0,25	200	-60...+125
KC196B	9,6	5	10	3	20	70 (3)	18 (10)	—	±0,1	200	-60...+100
2C196B	9,6	5	10	3	20	70 (3)	18 (10)	—	±0,1	200	-60...+125
KC196T	9,6	5	10	3	20	70 (3)	18 (10)	—	±0,05	200	-60...+100
2C196T	9,6	5	10	3	20	70 (3)	18 (10)	—	±0,05	200	-60...+125
2C196T	9,6	5	10	3	20	70 (3)	18 (10)	—	+9	125	-60...+125
2CM210A	10,5	—	—	3	11	32 (1)	15 (5)	—	+7	150	-55...+100
KC2105	10	(0,7)	5	3	14	35 (3)	22 (5)	(14)	+6	150	-60...+125
2C2105	10	5	—	3	14	35 (3)	22 (5)	—	+6	150	-60...+125
2C210E	10	5	—	3	15	—	30 (5)	20 (200)	10	150	-60...+125
2C210X	10	(0,5)	—	0,5	13	200 (0,5)	40 (4)	50	+9	125	-60...+125
2CM211A	11	—	—	3	10	36 (1)	19 (5)	—	+9,5	125	-60...+125
KC2115	11	+15	10	5	33	30 (5)	15 (10)	—	+2	280	-60...+125
KC211B	11	-15	10	5	33	30 (5)	15 (10)	—	-2	280	-60...+120

Продолжение табл. 2.1

Тип стабилизатора	$U_{ст}$, В	$\Delta U_{ст}$, ±%, (±В)	$I_{ст}$, мА	$I_{нп}$, мА	$I_{нп\max}$, мА	$I_{ст1}$ (при $I_{ст1}$ мА), Ом	$I_{ст2}$ (при $I_{ст2}$ мА), Ом	$I_{пр\max}$ ($I_{пр}$ и \max) ($I_{обр.и\max}$), мА	$\alpha_{ст}$, 10 ⁻² , %/°С (мВ/°С)	$P_{нп}$, Вт	Диапазон ра- бочих темпе- ратур, °С
КС211Г	11	±10	10	5	33	30 (5)	15 (10)	—	±1	280	-60...+120
КС211Д	11	±10	10	5	33	30 (5)	15 (10)	—	±0,5	280	-60...+120
2С211И	11	5	—	3	13	40 (3)	23 (5)	(13)	+7	150	-60...+125
2С211Е	11	5	—	3	14	—	30 (5)	20 (200)	10	150	-60...+125
2С211Ж	11	(0,6)	—	0,5	12	200 (0,5)	40 (4)	50	+9,2	125	-60...+125
2С211К	11	5	—	0,5	1,8	—	220 (0,5)	[30]	9,5	20	-60...+125
2С212К	12	5	—	0,5	1,7	—	220 (0,5)	[30]	9,5	20	-60...+125
2С212Е	12	5	—	3	12	45 (3)	24 (5)	(12)	+7,5	150	-60...+125
2С212Е	12	5	—	3	13	—	30 (5)	20 (200)	10	150	-60...+125
2С212Ж	12	(0,6)	—	0,5	11	200 (0,5)	40 (4)	50	+9,5	125	-60...+125
2СМ213А	13	—	—	3	9	44 (1)	22 (5)	—	+9,5	125	-60...+125
КС213Б	13	(0,9)	5	3	10	45 (3)	25 (5)	—	+8	150	-55...+100
2С213Б	13	5	5	3	10	45 (3)	25 (5)	(10)	+7,5	150	-60...+125
2С213Е	13	5	—	3	12	—	30 (5)	20 (200)	10	150	-60...+125
2С213Ж	13	(0,7)	—	0,5	10	200 (0,5)	40 (4)	50	+9,5	125	-60...+125
2С215Ж	15	(0,8)	—	0,5	8,3	300 (0,5)	70 (2)	50	10	125	-60...+125
2С216Ж	16	(0,9)	—	0,5	7,8	300 (0,5)	70 (2)	50	10	125	-60...+125
2С218Ж	18	(1)	—	0,5	6,9	300 (0,5)	70 (2)	50	10	125	-60...+125
2С220Ж	20	(1)	—	0,5	6,2	300 (0,5)	70 (2)	50	10	125	-60...+125
2С222Ж	22	(1,1)	—	0,5	5,7	300 (0,5)	70 (2)	50	10	125	-60...+125
2С224Ж	24	(1,2)	—	0,5	5,2	300 (0,5)	70 (2)	50	10	125	-60...+125
2С291А	91	(5)	—	0,5	2,7	1600 (0,5)	700 (1)	50	11	250	-60...+125
2С107А	0,7	10	—	1	100	50 (1)	7 (10)	500	(2)	—	-60...+125
2С113А	1,3	10	—	1	100	90 (1)	12 (10)	200	(3)	—	-60...+125
2С119А	1,9	10	—	1	100	130 (1)	15 (10)	200	(-3)	—	-60...+125
2С120К	10	5	—	0,5	2	—	220 (0,5)	[30]	(-4)	20	-60...+125

Примечание. В табл. 2.1—2.2 приняты следующие обозначения параметров стабилизаторов: $U_{ст}$ — напряжение стабилизации; $\Delta U_{ст}$ — допустимые отклонения напряжения стабилизации от номинального значения; $I_{ст}$ — номинальный и максимальный ток стабилизации; $I_{ст\max}$ — допустимый ток стабилизатора; $I_{ст\min}$ — минимальный ток стабилизатора; $I_{пр}$ и \max — допустимый прямой ток стабилизатора; $I_{обр}$ и \max — допустимый обратный ток стабилизатора; $P_{нп}$ — максимальная рассеиваемая мощность стабилизатора; $\alpha_{ст}$ — температурный коэффициент напряжения стабилизации.

использование параметрических стабилизаторов на кремниевых стабилитронах только при небольших токах нагрузки (единицы — десятки миллиампер).

2.2.2. Порядок расчета. При расчете схемы однокаскадного параметрического стабилизатора (рис. 2.2, а) исходят из заданных технических требований. Обычно известны следующие параметры: номинальное значение выходного напряжения $U_{\text{вых}}$; номинальный ток нагрузки $I_{\text{н}}$; допустимые относительные отклонения напряжения на входе стабилизатора от номинального в сторону увеличения $a_{\text{вх}}$ и уменьшения $b_{\text{вх}}$, %; допустимые относительные отклонения напряжения на выходе стабилизатора от номинального в сторону увеличения $a_{\text{вых}}$ и уменьшения $b_{\text{вых}}$, %; допустимые относительные отклонения тока нагрузки от номинального в сторону увеличения c и уменьшения d , %.

В результате расчета необходимо определить тип кремниевого стабилитрона, напряжение на входе стабилизатора $U_{\text{вх}}$, величину гасящего сопротивления R_1 , а также максимальную величину тока, проходящего через стабилитрон, $I_{\text{ст max}}$.

Расчет производим в следующем порядке:

1. Выбираем тип кремниевого стабилитрона. Основанием для выбора служит заданное значение $U_{\text{вых}}$ с учетом его допустимых относительных изменений $a_{\text{вых}}$ и $b_{\text{вых}}$. Основные параметры кремниевых стабилитронов малой и средней мощности приведены в табл. 2.1—2.2. Выписываем из таблицы параметры выбранного стабилитрона $U_{\text{ст}}$, $I_{\text{ст}}$, $I_{\text{ст min}}$, $I_{\text{ст max}}$, $r_{\text{ст}}$, $\alpha_{\text{ст}}$.

2. Определяем требуемое значение коэффициента стабилизации по формуле

$$K_{\text{ст}} = (a_{\text{вх}} + b_{\text{вх}}) / (a_{\text{вых}} + b_{\text{вых}}). \quad (2.5)$$

3. Находим максимальное значение коэффициента стабилизации

$$K_{\text{ст max}} = [U_{\text{вых}} (1 - b_{\text{вх}}/100)] / [I_{\text{н}} (1 + c/100) + I_{\text{ст}}] r_{\text{ст}}. \quad (2.6)$$

Величина $K_{\text{ст max}}$ должна быть больше требуемого значения коэффициента стабилизации $K_{\text{ст}}$ в 1,3...1,5 раза

$$K_{\text{ст max}} \geq (1,3 \dots 1,5) K_{\text{ст}}. \quad (2.7)$$

Если условие (2.7) не выполняется, следует использовать более сложную (двухкаскадную) схему стабилизатора (рис. 2.2, б).

4. Определяем необходимое значение напряжения на входе стабилизатора

$$U_{\text{вх}} = U_{\text{вых}} / (1 - b_{\text{вх}}/100) (1 - K_{\text{ст}}/K_{\text{ст max}}). \quad (2.8)$$

5. Находим величину сопротивления гасящего резистора

$$R_1 = [U_{\text{вх}} (1 - b_{\text{вх}}/100) - U_{\text{вых}}] / [I_{\text{н}} (1 + c/100) + I_{\text{ст}}]. \quad (2.9)$$

Мощность, рассеиваемая на резисторе R_1 , составляет

$$P_{R_1} = (I_{\text{н}} + I_{\text{ст max}})^2 R_1. \quad (2.10)$$

По шкале номинальных сопротивлений резисторов (табл. 1.18) и табл. 1.21, 1.22 выбираем стандартный тип резистора.

6. Рассчитываем максимальное (расчетное) значение тока стабилитрона $I_{\text{ст max расч}}$

$$I_{\text{ст max расч}} = I_{\text{ст}} + I_{\text{н}} (1 + c/100) - I_{\text{н}} (1 - d/100) + \frac{[I_{\text{н}} (1 + c/100) + I_{\text{ст}}] [(a_{\text{вх}} + b_{\text{вх}})/100] K_{\text{ст max}}}{(1 - b_{\text{вх}}/100) K_{\text{ст}}}. \quad (2.11)$$

Необходимо, чтобы найденное по формуле (2.11) значение тока $I_{\text{ст max расч}}$ не превышало величину $I_{\text{ст max}}$ для выбранного типа стабилитрона

$$I_{\text{ст max расч}} \leq I_{\text{ст max}}. \quad (2.12)$$

7. Находим номинальную величину тока на входе стабилизатора

$$I_{\text{вх}} = I_{\text{ст}} + I_{\text{н}}. \quad (2.13)$$

Таблица 2.2. Основные параметры стабилизаторов средней мощности

Тип стабили- трона	$U_{ст}$, В	$\Delta U_{ст}$ ±%, (±В)	$I_{ст}$ мА	$I_{ст1}$ (при $I_{ст1}$, мА), Ом	$I_{ст2}$ (при $I_{ст2}$, мА), Ом	P_{max} , Вт	$\sigma_{\Delta U_{ст}}$, %	n	$I_{пр\ max}$ ($I_{пр}$, и max), А	Диапазон ра- бочих темпе- ратур, °С
Д814А	7—8,5	(0,043)	3	—	6 (5)	0,34	+7	1	0,05	—60...+100
Д814Б	8—9,5	(0,048)	3	—	10 (5)	0,34	+8	1	0,05	—60...+100
Д814В	9—10,5	(0,053)	3	—	12 (5)	0,34	+9	1	0,05	—60...+100
Д814Г	10—12	(0,06)	3	—	15 (5)	0,34	+9,5	1	0,05	—60...+100
Д814Д	11,5—14	(0,07)	3	—	18 (5)	0,34	9,5	1	0,05	—60...+100
Д816А	22	15	10	240 (10)	10 (150)	5	+15	1,5	1	—60...+100
Д816Б	27	15	10	300 (10)	12 (150)	5	15	1,5	1	—60...+100
Д816В	33	15	10	300 (10)	15 (150)	5	15	1,5	1	—60...+100
Д816Г	39	15	10	300 (10)	18 (150)	5	15	1,5	1	—60...+100
Д816Д	40	15	10	300 (10)	22 (150)	5	15	1,5	1	—60...+100
Д817А	56	15	5	400 (5)	47 (50)	5	+18	1,5	1	—60...+100
Д817Б	68	15	5	75 400 (5)	56 (50)	5	+18	1,5	1	—60...+100
Д817В	82	15	5	600 (5)	82 (50)	5	+18	1,5	1	—60...+100
Д817Г	100	15	5	800 (5)	82 (50)	5	+18	1,5	1	—60...+100
КС433А	3,3	10	3	180 (3)	25 (30)	1	—10	—	—	—60...+100
2С433А	3,3	10	3	180 (3)	14 (60)	1	—10	—	—	—60...+125
КС439А	3,9	10	3	176 180 (3)	25 (30)	1	—10	—	—	—60...+100
2С439А	3,9	10	3	176 180 (3)	12 (51)	1	—10	—	—	—60...+125
КС447А	4,7	10	3	159 180 (3)	18 (30)	1	—8; +3	—	—	—60...+100
2С447А	4,7	10	3	159 180 (3)	10 (43)	1	—8; +3	—	—	—60...+125
КС456А	5,6	10	3	139 145 (3)	12 (30)	1	0; +5	—	—	—60...+100
2С456А	5,6	10	3	139 145 (3)	7 (36)	1	+5	—	—	—60...+125
КС468А	6,8	10	3	119 70 (3)	5 (30)	1	0; +6,5	—	—	—60...+100
2С468А	6,8	10	3	119 70 (3)	5 (29)	1	+6,5	—	—	—60...+125
КС482А	8,2	10	1	96 200 (1)	25 (5)	1	8	—	0,05	—60...+100
2С482А	8,2	10	1	96 200 (1)	25 (5)	1	8	—	0,05	—60...+125
КС510А	10	10	1	79 200 (1)	25 (5)	1	10	—	0,05	—60...+100
2С510А	10	10	1	79 200 (1)	25 (5)	1	10	—	0,05	—60...+125
КС512А	12	10	1	67 200 (1)	25 (5)	1	10	—	0,05	—60...+100
2С512А	12	10	1	67 200 (1)	25 (5)	1	10	—	0,05	—60...+125
КС515А	15	10	1	53 200 (1)	25 (5)	1	10	—	0,05	—60...+100
2С515А	15	10	1	53 200 (1)	25 (5)	1	10	—	0,05	—60...+125

КС18А	18	10	1	45	200 (1)	25 (5)	1	10	—	0,05	—60...+100
2С518А	18	10	1	45	200 (1)	25 (5)	1	10	—	0,05	—60...+125
КС520В	20	5	3	22	210 (3)	120 (5)	0,5	±1	—	—	—55...+100
КС522А	22	10	1	37	200 (1)	25 (5)	1	10	—	0,05	—60...+125
2С522А	22	10	1	37	200 (1)	25 (5)	1	10	—	0,05	—60...+125
2С524А	24	10	1	33	200 (1)	30 (5)	1	10	—	0,05	—60...+125
КС527А	27	10	1	30	200 (1)	40 (5)	1	10	—	0,05	—60...+100
2С527А	27	10	1	30	200 (1)	40 (5)	1	10	—	0,05	—60...+125
2С530А	30	5	1	27	200 (1)	45 (5)	1	10	—	0,05	—60...+125
КС531В	31	5	3	15	350 (3)	50 (10)	0,5	±0,5	—	—	—55...+100
КС533А	33	10	3	17	100 (3)	40 (10)	0,64	10	1	—	—40...+85
2С536А	36	5	1	23	240 (1)	50 (5)	1	10	—	0,05	—60...+125
КС547В	47	5	3	10	490 (3)	280 (5)	0,5	±1	—	—	—55...+100
2С551А	51	(3)	1	14,6	300 (1)	200 (1,5)	1	12	—	0,05	—60...+125
КС568В	68	5	3	10	700 (3)	400 (5)	0,5	±1	—	—	—55...+100
2С591А	91	5	1	8,8	600 (1)	400 (1,5)	1	12	—	0,05	—60...+125
КС596В	96	5	3	7	980 (3)	560 (5)	0,72	±1	—	—	—55...+100
2С600А	100	(5)	1	8,1	700 (1)	450 (1,5)	1	12	—	0,05	—60...+125
КС620А	120	15	5	42	1000 (5)	150 (50)	5	+20	1,5	1	—60...+100
КС620АП 1											
2С920А	120	10	5	42	500 (5)	100 (50)	5	16	1,5	1	—60...+130
КС630А,											
КС630АП	130	15	5	38	1000 (5)	180 (50)	5	+20	1,5	1	—60...+100
2С930А	130	10	5	38	800 (5)	120 (50)	5	16	1,5	1	—60...+130
КС650А	150	15	2,5	33	2400 (2,5)	270 (30)	5	+20	1,5	1	—60...+100
КС650АП											
2С950А	150	10	2,5	33	1200 (2,5)	170 (25)	5	16	1,5	1	—60...+130
КС680А	180	15	2,5	28	3000 (2,5)	330 (30)	5	+20	1,5	1	—60...+100
КС680АП											
2С980А	180	10	2,5	28	1500 (2,5)	220 (25)	5	16	1,5	1	—60...+130

1 Стабилитроны средней мощности, имеющие в обозначении букву П, предназначены для применения в устройствах, где с монтажными металлизационными шпалами соединяется отрицательный полюс стабилизированного напряжения (такие стабилитроны отличаются обратной полярностью выводов).

Максимальный ток на входе стабилизатора равен

$$I_{\text{вх max}} = I_{\text{ст max расч}} + I_{\text{н}} (1 + c/100). \quad (2.14)$$

8. Коэффициент полезного действия стабилизатора определяется по формуле

$$\eta = I_{\text{н}} U_{\text{вых}} / U_{\text{вх}} I_{\text{вх}}. \quad (2.15)$$

При использовании термокомпенсирующих диодов (рис. 2.2, в) все расчетные соотношения, приведенные выше, остаются в силе, однако вместо $r_{\text{ст}}$ следует подставлять значение $r_{\text{ст}} + r_{\text{д.пр}}$, где $r_{\text{д.пр}}$ — сумма дифференциальных сопротивлений термокомпенсирующих диодов, а вместо $U_{\text{ст}}$ использовать суммарное напряжение $U_{\text{ст}} + U_{\text{пр}}$ ($U_{\text{пр}}$ — сумма прямых напряжений диодов, включенных в прямом направлении).

Расчет двухкаскадного стабилизатора (рис. 2.2, б) производится по формулам для одноконтурной схемы с учетом того, что выходное напряжение первого каскада является входным напряжением второго каскада, а общий коэффициент стабилизации равен произведению коэффициентов стабилизации каждого каскада $K_{\text{ст общ}} = K_{\text{ст1}} K_{\text{ст2}}$. Порядок расчета двухкаскадных параметрических стабилизаторов приведен в работе [2, с. 97, 98].

2.3. Стабилизаторы компенсационного типа

2.3.1. Основные схемы. Схемы стабилизаторов постоянного напряжения компенсационного типа весьма разнообразны. Они могут быть собраны как на дискретных полупроводниковых приборах [5, 6, 12, 14, 19], так и в микроисполнении [1, 23, 31, 32]. Общим для всех этих схем является то, что в них производится сравнение фактической величины выходного напряжения с его заданной величиной и в зависимости от величины и знака рассогласования между ними автоматически осуществляется корректирующее воздействие на элементы стабилизатора, направленное на уменьшение этого рассогласования.

На рис. 2.3 показаны структурные схемы стабилизаторов постоянного напряжения компенсационного типа. Основными элементами таких стабилизаторов являются

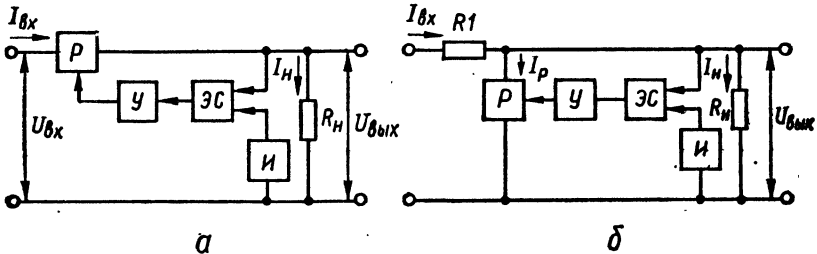


Рис. 2.3. Структурные схемы компенсационных стабилизаторов постоянного напряжения — последовательного (а) и параллельного (б) типа

ся: регулирующий элемент P ; источник опорного (эталонного) напряжения I ; элемент сравнения ZC ; усилитель постоянного тока U .

В стабилизаторах последовательного типа (рис. 2.3, а) регулирующий элемент включен последовательно с источником входного напряжения $U_{\text{вх}}$ и нагрузкой $R_{\text{н}}$. Если по тем или иным причинам (например, из-за нестабильности $U_{\text{вх}}$ или при изменении $R_{\text{н}}$) напряжение на выходе $U_{\text{вых}}$ отклонилось от своего номинального значения, то разность опорного и выходного напряжений изменяется. Это напряжение усиливается и воздействует на регулирующий элемент. При этом сопротивление регулирующего элемента автоматически меняется и напряжение $U_{\text{вх}}$ распределяется между P и $R_{\text{н}}$ таким образом, чтобы компенсировать произошедшие изменения напряжения на нагрузке,

В схеме параллельного типа (рис. 2.3, б) при отклонении напряжения на выходе от номинального выделяется сигнал рассогласования, равный разности опорного и выходного напряжений. Далее он усиливается и воздействует на регулирующий элемент, включенный параллельно нагрузке. Ток регулирующего элемента I_p изменится, на сопротивлении резистора R_1 изменится падение напряжения, а напряжение на выходе $U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} - I_{\text{вх}} R_1$ остается стабильным.

Стабилизаторы параллельного типа имеют невысокий КПД и применяются сравнительно редко. Для стабилизации повышенных напряжений и токов, а также при переменных нагрузках обычно применяют стабилизаторы последовательного типа. Их недостатком является то, что при возможном резком увеличении тока нагрузки (например, при коротком замыкании на выходе) к регулиющему элементу будет прикладываться повышенное напряжение, величина которого может превысить допустимое значение. Это обстоятельство необходимо учитывать при эксплуатации стабилизатора.

Упрощенная принципиальная схема стабилизатора постоянного напряжения последовательного типа приведена на рис. 2.4. В этой схеме транзистор V_1 выполняет функции регулирующего элемента, транзистор V_2 является односторонне сравнивающим и усилительным элементом, а кремниевый стабилитрон V_3 используется в качестве источника опорного (эталонного) напряжения.

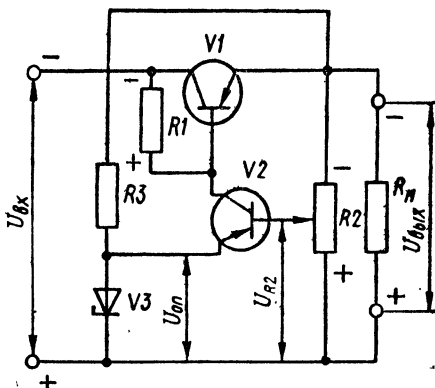


Рис. 2.4. Упрощенная принципиальная схема компенсационного стабилизатора постоянного напряжения последовательного типа

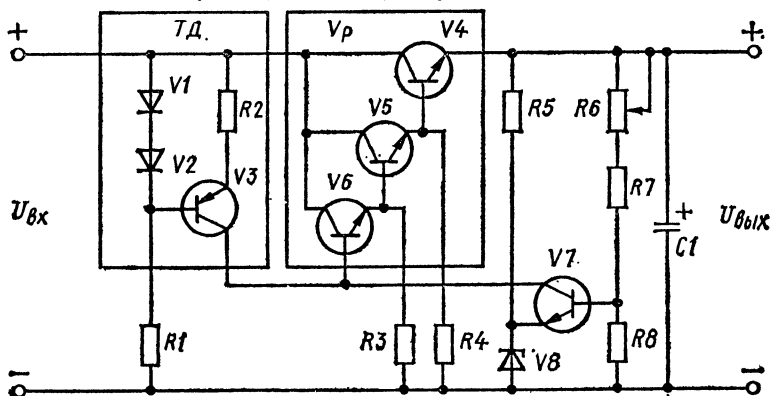


Рис. 2.5. Схема стабилизатора постоянного напряжения с использованием составного регулирующего транзистора и токостабилизирующего двухполюсника (ТД)

Напряжение между базой и эмиттером транзистора V_2 равно разности напряжений $U_{\text{оп}}$ и U_{R_2} . Если по какой-либо причине напряжение на нагрузке возрастает, то увеличится напряжение U_{R_2} , которое приложено в прямом направлении к эмиттерному переходу транзистора V_2 . Вследствие этого возрастут эмиттерный и коллекторный токи данного транзистора. Проходя по сопротивлению R_1 , коллекторный ток транзистора V_2 создаст на нем падение напряжения, которое по своей полярности является обратным для эмиттерного перехода транзистора V_1 . Эмиттерный и коллекторный токи этого транзистора уменьшатся, что приведет к восстановлению номинального напряжения на нагрузке. Точно так же можно проследить изменения токов при уменьшении напряжения на нагрузке.

Более сложная принципиальная схема стабилизатора постоянного напряжения компенсационного типа приведена на рис. 2.5. Здесь в качестве регулирующего элемента используется составной транзистор V_p , состоящий из трех транзисторов V_4 , V_5 и V_6 . Питание транзистора V_7 , выполняющего функции элемента сравнения и усилителя постоянного тока, осуществляется через стабилизатор тока (токо-стабилизирующий двухполосник) обозначенный на схеме ТД. Такой способ питания позволяет существенно повысить стабильность работы усилителя постоянного тока. Источником опорного напряжения служит стабилитрон V_8 . Выходной делитель напряжения собран на резисторах R_6 , R_7 , R_8 . Для повышения устойчивости схемы (предотвращения самовозбуждения) включен выходной конденсатор C_1 .

В приведенной схеме использованы транзисторы типа $n - p - n$. Это объясняется тем, что такую структуру имеет большинство кремниевых транзисторов, которые целесообразно применять в схемах стабилизаторов из-за их более высокой (по сравнению с германиевыми транзисторами) температурной стабильности.

2.3.2. Порядок расчета. Исходные данные: номинальное выходное напряжение стабилизатора $U_{\text{вых}}$; допустимая амплитуда пульсаций выходного напряжения $U_{\text{мп.вых}}$; пределы регулировки выходного напряжения $U_{\text{вых max}}$ и $U_{\text{вых min}}$; номинальный, максимальный и минимальный токи нагрузки I_n , $I_n \text{ max}$, $I_n \text{ min}$; коэффициент стабилизации $K_{\text{ст}}$; выходное сопротивление стабилизатора $R_{\text{вых}}$; допустимые относительные отклонения входного напряжения стабилизатора от номинального в сторону увеличения $a_{\text{вх}}$ и уменьшения $b_{\text{вх}}$; пределы изменения температуры окружающей среды $t_{\text{окр max}}$ и $t_{\text{окр min}}$.

В результате расчета необходимо определить параметры элементов схемы стабилизатора, а также величины входного напряжения и входного тока, необходимые для расчета выпрямителя.

Расчет производим в следующем порядке.

1. Находим напряжение на входе стабилизатора. Вначале определяем минимальное напряжение $U_{\text{вх min}}$, которое обеспечивает получение максимального напряжения на выходе стабилизатора $U_{\text{вых max}}$ при максимальном токе через регулирующий транзистор

$$U_{\text{вх min}} \geq U_{\text{вых max}} + U_{\text{КЭр min}} + U_{\text{мп.вх}}, \quad (2.16)$$

где $U_{\text{КЭр min}}$ — минимальное напряжение на участке коллектор — эмиттер регулирующего транзистора; $U_{\text{мп.вх}}$ — амплитуда пульсаций входного напряжения. Обычно напряжение $U_{\text{КЭр min}}$ выбирают порядка (2...3) В для германиевых транзисторов и (3...5) В — для кремниевых. Напряжение $U_{\text{мп.вх}}$ находят по формуле

$$U_{\text{мп.вх}} = (0,05 \dots 0,1) (U_{\text{вых max}} + U_{\text{КЭр min}}). \quad (2.17)$$

Если коллекторной нагрузкой усилителя является токостабилизирующий двухполосник ТД (рис. 2.5), являющийся, по существу, эмиттерным повторителем, то, выбрав ориентировочно тип диодов V_1 , V_2 и их количество, можно определить напряжение $U_{\text{КЭр min}}$ для регулирующего транзистора (для транзистора V_4 на рис. 2.5) из выражения

$$U_{\text{КЭр min}} = nU_{\text{д.пр max}} + (2 \dots 3) B, \quad (2.18)$$

где n — число диодов V_1 , V_2 и т. д., включенных последовательно в схеме ТД; $U_{\text{д.пр max}}$ — максимальное прямое падение напряжения на одном диоде (обычно не превышает 1 В).

Номинальное и максимальное напряжения на входе стабилизатора определяем из выражений

$$U_{\text{вх}} = U_{\text{вх min}} / (1 - b_{\text{вх}}); \quad (2.19)$$

$$U_{\text{вх max}} = U_{\text{вх}} (1 + a_{\text{вх}}). \quad (2.20)$$

Далее необходимо найти максимальное напряжение на входе стабилизатора $U'_{\text{вх max}}$ при минимальном токе нагрузки

$$U'_{\text{вх max}} = U_{\text{вх max}} + (I_n \text{ max} - I_n \text{ min}) r_{01} \quad (2.21)$$

где r_0 — величина внутреннего сопротивления выпрямителя (ориентировочно принимают $r_0 = (0,05 \dots 0,1) U_{\text{вх}} / I_{\text{нmax}}$).

2. Определяем максимальное напряжение на участке коллектор—эмиттер регулирующего транзистора

$$U_{\text{КЭр max}} = U'_{\text{вх max}} - U_{\text{вых min}} \quad (2.22)$$

Величина максимальной мощности, рассеиваемой на регулирующем транзисторе, равна

$$P_{\text{Кр}} = (U_{\text{вх max}} - U_{\text{вых min}}) I_{\text{Кр max}} \quad (2.23)$$

где $I_{\text{Кр max}}$ — максимальный ток коллектора регулирующего транзистора, равный $I_{\text{Кр max}} = I_{\text{н max}} + I_{\text{пот}}$. Ориентировочным значением значения тока $I_{\text{пот}}$, потребляемого схемой стабилизатора (в цепях стабилизатора, делителя и т. д.), задаются в пределах (20...30) мА. Ток $I_{\text{Кр max}}$ можно принять равным входному току стабилизатора ($I_{\text{вх}} \approx I_{\text{Кр max}}$).

3. По вычисленным значениям $U_{\text{КЭр max}}$, $I_{\text{Кр max}}$ и $P_{\text{Кр}}$ из справочника [9, 17, 30] или табл. 1.23 — 1.24 выбираем тип регулирующего транзистора. При этом необходимо, чтобы расчетные значения $U_{\text{КЭр max}}$, $I_{\text{Кр max}}$ и $P_{\text{Кр}}$ были меньше соответствующих значений, указанных в справочных таблицах. При решении вопроса о целесообразности применения теплоотвода для рассеивания мощности, выделяемой на коллекторе регулирующего транзистора, следует учитывать приведенные выше (при расчете транзисторного сглаживающего фильтра) соображения (см. соотношение (1.93) и табл. 1.26).

Для регулирующего транзистора с $P_{\text{Кр max}} > 10 \dots 15$ Вт целесообразно применять параллельное соединение однотипных транзисторов с симметрированной нагрузки между ними с помощью резисторов в цепях эмиттеров (рис. 2.6, а). Сопротивление симметрирующих резисторов R_c можно определить по формуле

$$R_1 = R_2 = R_c \approx 0,5n / I_{\text{вх}}, \quad (2.24)$$

где n — число параллельно соединенных транзисторов.

Если регулирующий транзистор не подходит по максимальному напряжению на участке коллектор—эмиттер, необходимо использовать последовательное включение двух или нескольких транзисторов (рис. 2.6, б). Для симметрии коллекторных напряжений транзисторы шунтируются делителем, состоящим из резисторов R_1 , R_2 . Величину сопротивления резисторов R_1 , R_2 можно определить из неравенства

$$R_1 = R_2 < U_{\text{КЭр max}} / 2I_{\text{Бр}}, \quad (2.25)$$

где $I_{\text{Бр}}$ — ток базы составного регулирующего транзистора ($I_{\text{Бр}} \approx (0,2 \dots 0,5)$ мА).

4. При определении числа транзисторов, входящих в составной регулирующей транзистор V_p (рис. 2.5), и выборе конкретных типов транзисторов V_5 , V_6 и т. д. используем соотношения (1.86), (1.87), (1.91), (1.92) и данные табл. 1.24 и 1.25. Для нахождения величины сопротивлений резисторов R_3 , R_4 и т. д. в цепях баз составного регулирующего транзистора могут быть использованы соотношения (1.104) и (1.105).

5. Для выбора типа стабилизатора, используемого в качестве источника опорного напряжения, находим величину требуемого опорного напряжения по формуле

$$U_{\text{оп}} \approx (0,6 \dots 0,7) U_{\text{вых min}} \quad (2.26)$$

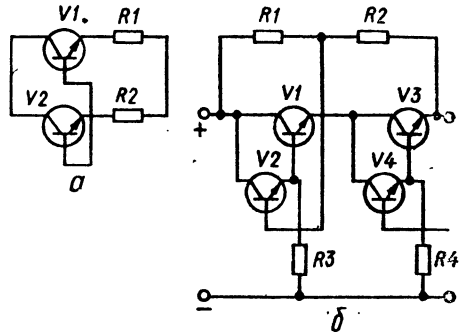


Рис. 2.6. Схемы включения регулирующих транзисторов:

а — параллельная; б — последовательная

Тип кремниевого стабилитрона подбираем по табл. 2.1 или 2.2, имея в виду, что напряжение стабилизации выбранного прибора должно соответствовать значению опорного напряжения ($U_{ст} \approx U_{оп}$). Выписываем основные параметры стабилитрона: $r_{ст}$, $I_{ст\ min}$, $I_{ст\ max}$, $\alpha_{ст}$. В случае необходимости возможно последовательное включение двух или нескольких стабилитронов. При этом их дифференциальное сопротивление $r_{ст}$ увеличивается в n раз, где n — число стабилитронов, включенных последовательно.

6. Выбираем тип усилительного транзистора. Для этого задаемся максимальным током коллектора этого транзистора

$$I_{Ку\ max} \approx 2 \dots 5 \text{ мА.} \quad (2.27)$$

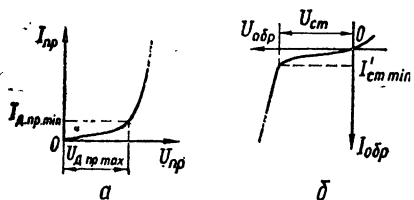


Рис. 2.7. Вольт-амперные характеристики:

a — обычного диода; *б* — кремниевого стабилитрона

но в качестве усилительных используются маломощные транзисторы с максимальной мощностью рассеивания порядка 150...200 мВт.

При питании усилителя постоянного тока через ТД (рис. 2.5) необходимо рассчитать эмиттерный повторитель, состоящий из транзистора $V3$, резисторов $R1$ и $R2$ и диодов $V1$, $V2$. Вместо диодов $V1$, $V2$ могут быть использованы один или несколько кремниевых стабилитронов, включенных в обратном направлении. В любом случае суммарное напряжение на этих диодах должно быть меньше $U_{КЭр\ min}$ на (2...3) В.

Сопротивление резистора $R1$ в цепи диодов ТД рассчитывается по формуле

$$R_1 = (U_{вх\ min} - nU_{д.пр\ max}) / I_{д.пр\ min}, \quad (2.30)$$

где $U_{д.пр\ max}$ — максимальное прямое напряжение на одном диоде (порядка 1 В); n — количество диодов, включенных последовательно; $I_{д.пр\ min}$ — минимальное значение прямого тока диода.

При использовании кремниевых стабилитронов

$$R_1 = (U_{вх\ min} - nU'_{ст}) / I'_{ст\ min} \quad (2.31)$$

(n — число последовательно включенных стабилитронов с напряжением стабилизации $U'_{ст}$; $I'_{ст\ min}$ — минимальный ток стабилизации для выбранного типа стабилитрона).

Значения $I_{д.пр\ min}$ и $I'_{ст\ min}$ могут быть определены по вольт-амперным характеристикам выбранных приборов (рис. 2.7).

Найденное значение $R1$ уточняется по шкале номинальных значений резисторов (табл. 1.18). Максимальный ток, проходящий через резистор $R1$, равен

$$I_{R_1\ max} = (U_{вх\ max} - nU_{д.пр\ max}) / R_1. \quad (2.32)$$

Максимальная мощность, рассеиваемая на резисторе $R1$,

$$P_{R_1\ max} = I_{R_1\ max}^2 R_1. \quad (2.33)$$

С учетом значения $P_{R_1\ max}$ по табл. 1.21 и 1.22 выбирается конкретный тип резистора $R1$.

Определяем максимальное напряжение на участке коллектор—эмиттер усилительного транзистора. Для схем на рис. 2.4 и 2.5

$$U_{КЭу\ max} \approx U_{вх\ max} - U_{ст}. \quad (2.28)$$

Находим максимальную мощность, рассеиваемую на коллекторе усилительного транзистора,

$$P_{Ку} = U_{КЭу\ max} I_{Ку\ max} \quad (2.29)$$

По величинам $I_{Ку\ max}$, $U_{КЭу\ max}$, $P_{Ку}$ из справочника или по табл. 1.24, 1.25 находим тип усилительного транзистора. Обыч-

Сопrotивление резистора R_2 (рис. 2.5) находим по формуле

$$R_2 = [nU_{д.пр \max} - (0,2 \dots 0,5)] / (I_{Ку \max} + I_{Бр}), \quad (2.34)$$

где $I_{Бр}$ — ток базы регулирующего составного транзистора (принимается порядка $(0,2 \dots 0,5)$ мА). Уточняем значение R_2 по шкале номинальных значений резисторов (табл. 1.18).

Транзистор V_3 в схеме ТД выбираем, исходя из соотношений

$$I_{К3 \max} = I_{Ку \max} + I_{Бр}; \quad (2.35)$$

$$P_{К3 \max} = U_{КЭ3 \max} I_{К3 \max}; \quad (2.36)$$

$$U_{КЭ3 \max} = U_{КЭр \max} - nU_{д.пр \max}. \quad (2.37)$$

Если в качестве диодов V_1 и V_2 используются кремниевые стабилитроны, то в формулы (2.32), (2.34) и (2.37) вместо $U_{д.пр \max}$ подставляется значение $U_{ст}'$ — напряжение стабилизации для выбранного стабилитрона.

Максимальная мощность, рассеиваемая на резисторе R_2 , равна

$$P_{R_2 \max} \approx I_{К3 \max}^2 R_2. \quad (2.38)$$

По табл. 1.21 и 1.22 выбираем тип резистора R_2 .

7. Сопrotивление резистора R_5 в цепи стабилитрона V_8 (рис. 2.5) находим из выражения

$$R_5 = (U_{вых \min} - U_{ст}) / I_{ст \min}. \quad (2.39)$$

Определив величину R_5 по шкале номинальных значений резисторов (табл. 1.18), необходимо найти максимальный ток через стабилитрон V_8 и убедиться в том, что его величина не превышает предельно допустимого для данного прибора значения,

$$I_{R_5 \max} = (U_{вых \max} - U_{ст \min}) / R_5. \quad (2.40)$$

Максимальная мощность, рассеиваемая на резисторе R_5 ,

$$P_{R_5 \max} = I_{R_5 \max}^2 R_5. \quad (2.41)$$

По табл. 1.21 и 1.22 выбираем тип резистора R_5 .

8. Для расчета сопротивлений резисторов делителя R_6 , R_7 и R_8 (рис. 2.5) задаемся током делителя (обычно $I_d = (5 \dots 10)$ мА). Далее находим общее сопротивление выходного делителя

$$R_d = R_6 + R_7 + R_8 = U_{вых \max} / I_d. \quad (2.42)$$

Вычисляем минимальный и максимальный коэффициенты передачи делителя

$$\alpha_{\min} = U_{ст \min} / U_{вых \max}; \quad (2.43)$$

$$\alpha_{\max} = U_{ст \max} / U_{вых \min}, \quad (2.44)$$

где $U_{ст \min}$ и $U_{ст \max}$ — минимальное и максимальное напряжения стабилизации выбранного типа стабилитрона V_8 (рис. 2.5). Сопrotивление резистора R_8 равно

$$R_8 = \alpha_{\min} R_d. \quad (2.45)$$

Выбираем по шкале номинальных значений резисторов (табл. 1.18) стандартное значение сопротивления R_8 . Затем находим сопротивление резистора R_7

$$R_7 = R_d (1 - \alpha_{\max}) / \alpha_{\min}. \quad (2.46)$$

Уточняем значение R_7 по шкале номинальных значений резисторов. Сопrotивление переменного резистора R_6 равно

$$R_6 = R_d - R_7 - R_8. \quad (2.47)$$

Выбираем номинальное значение R_6 по шкале номинальных значений резисторов. После выбора стандартных значений сопротивлений резисторов, входящих в выходной

делитель напряжения, уточняем ток делителя

$$I_d = U_{\text{вых max}} / (R_6 + R_7 + R_8). \quad (2.48)$$

Мощности, рассеиваемые на резисторах делителя, равны

$$P_{R_6 \text{ max}} = I_d^2 R_6; \quad (2.49)$$

$$P_{R_7 \text{ max}} = I_d^2 R_7; \quad (2.50)$$

$$P_{R_8 \text{ max}} = I_d^2 R_8. \quad (2.51)$$

По табл. 1.22 и 1.23 уточняем тип постоянных резисторов R_7 и R_8 , а по табл. 1.27 — тип переменного резистора R_6 .

9. Емкость конденсатора C_1 на выходе стабилизатора определяем по формуле

$$C_1 \geq 0,23 h_{21\text{ЭР}} / R_{\text{вых}} 2\pi f_{h216\text{Р}}, \quad (2.52)$$

где $h_{21\text{ЭР}}$ — коэффициент передачи тока наиболее мощного транзистора, входящего в составной (транзистор V_4 на рис 2.5), в схеме с общим эмиттером; $R_{\text{вых}}$ — выходное сопротивление стабилизатора, Ом; $f_{h216\text{Р}}$ — предельная частота коэффициента передачи тока наиболее мощного регулирующего транзистора в схеме с общей базой (определяется из справочника), Гц.

Полученное значение C_1 переводится в микрофаряды (для этого производится умножение найденного значения C_1 на 10^6) и уточняется по шкале номинальных емкостей конденсаторов (табл. 1.18). Конкретный тип конденсатора C_1 выбирается по табл. 1.19 и 1.19а. При этом необходимо, чтобы рабочее напряжение конденсатора C_1 соответствовало условию

$$U_p \geq (1,3 \dots 1,5) U_{\text{вых max}}. \quad (2.53)$$

10. Номинальный и минимальный КПД стабилизатора находим из выражений

$$\eta = P_{\text{вых}} / P_{\text{вх}} = U_{\text{вых}} I_{\text{н}} / U_{\text{вх}} I_{\text{вх}}; \quad (2.54)$$

$$\eta_{\text{min}} = P_{\text{вых min}} / P_{\text{вх max}} = U_{\text{вых min}} I_{\text{н min}} / U_{\text{вх max}} I_{\text{вх}}, \quad (2.55)$$

где $P_{\text{вх}}$, $P_{\text{вх max}}$, $P_{\text{вых}}$, $P_{\text{вых min}}$ — мощности на входе и выходе стабилизатора.

11. Рассчитываем коэффициент стабилизации и выходное сопротивление стабилизатора по формулам

$$K_{\text{ст.расч}} = [K_{U_p} K_{U_y} \alpha \alpha' n_{\text{посл}} (r_{K_y} + R_{y.\text{эвб}}) U_{\text{вых}}] / [(r_{K_y} + R_{y.\text{эвб}} + r_{K_y} K_{U_p} n_{\text{посл}}) U_{\text{вх}}], \quad (2.56)$$

$$R_{\text{вых.расч}} = |1 / S_p K_{U_y} \alpha \alpha' n_{\text{пар}}|, \quad (2.57)$$

где K_{U_p} — коэффициент усиления составного регулирующего транзистора по напряжению; K_{U_y} — коэффициент усиления усилителя постоянного тока; α — коэффициент передачи делителя $\alpha = (\alpha_{\text{min}} + \alpha_{\text{max}}) / 2$; α' — коэффициент, учитывающий влияние входного сопротивления усилителя на коэффициент передачи делителя; $n_{\text{посл}}$ — число регулирующих транзисторов, включенных последовательно (рис. 2.6, б); r_{K_y} — сопротивление коллектора усилительного транзистора в схеме с общим эмиттером; $R_{y.\text{эвб}}$ — эквивалентное сопротивление нагрузки усилительного транзистора; S_p — крутизна регулирующего транзистора; $n_{\text{пар}}$ — число регулирующих транзисторов, включенных параллельно.

Значение K_{U_p} может быть найдено по табл. 1.28 с учетом соотношений (1.111) и (1.112) в случае использования составного регулирующего транзистора.

Коэффициент усиления K_{U_y} определяется по формуле

$$K_{U_y} = h_{21\text{Эу}} \text{ min } r_{K_y} \times \\ \times [(R_{y.\text{эвб}} R_{n.y} / (R_{y.\text{эвб}} + R_{n.y})) / (r_{K_y} + R_{y.\text{эвб}} R_{n.y} / (R_{y.\text{эвб}} + R_{n.y}))] R_{n.x} \quad (2.58)$$

$(h_{21Эу \min}$ — минимальный статический коэффициент передачи тока усилительного транзистора в схеме с общим эмиттером (транзистора $V7$ на рис. 2.5));

$$R_{у.эвк} = h_{21Э3 \min} r_{К3} R_1 R_2 / (R_1 R_2 + n r_{д.пр} r_{К3} h_{21Э3 \min}), \quad (2.59)$$

где $h_{21Э3 \min}$ — минимальный статический коэффициент передачи тока транзистора $V3$ (рис. 2.5) в схеме с общим эмиттером; $r_{К3}$ — сопротивление коллектора транзистора $V3$; $r_{д.пр}$ (или $r_{ст}$ в случае использования стабилитронов) — прямое сопротивление диода в схеме токостабилизирующего двухполосника ТД; n — количество диодов в схеме ТД.

Таблица 2.3. Ориентировочные значения r_K и $h_{11э}$ транзисторов

Параметр	Транзисторы					
	мощные		средней мощности		малой мощности	
	$I_K =$ $= 1...2 \text{ A}$	$I_K =$ $= 0,1...0,3 \text{ A}$	$I_K =$ $= 0,5...1 \text{ A}$	$I_K =$ $= 0,05...0,1 \text{ A}$	$I_K = (1...3) 10^{-3} \text{ A}$	$I_K = (0,5...1) 10^{-3} \text{ A}$
Входное сопротивление $h_{11э}$, Ом	10...15	20...30	30...50	60...100	500...600	800...1000
Сопротивление коллектора r_K для германиевых транзисторов, Ом	50...100	—	800...1500	—	$(20...30) \times 10^3$	—
Сопротивление коллектора r_K для кремниевых транзисторов, Ом	300...1000	—	2000...3000	—	$(40...50) \times 10^3$	—

Величина сопротивления $R_{н.у}$, шунтирующего выход усилителя постоянного тока, определяется по формуле

$$R_{н.у} = h_{11эр} + [R_{н \min} r_{Кр} / (R_{н \min} + r_{Кр})] h_{21Эр \min}, \quad (2.60)$$

где $h_{11эр}$ — входное сопротивление регулирующего транзистора в схеме с общим эмиттером; $R_{н \min}$ — минимальное сопротивление нагрузки стабилизатора ($R_{н \min} = U_{\text{вых} \min} / I_{н \max}$); $r_{Кр}$ — сопротивление коллектора регулирующего транзистора; $h_{21Эр \min}$ — минимальный статический коэффициент передачи тока регулирующего транзистора в схеме с общим эмиттером.

При использовании составного регулирующего транзистора в формулу (2.60) вместо $h_{11эр}$, $r_{Кр}$ и $h_{21Эр \min}$ подставляются соответствующие значения для наименее мощного из транзисторов, входящих в составной, а вместо $R_{н \min}$ — величина сопротивления резистора $R4$ (в случае двойного составного транзистора) и $R3$ (в случае тройного составного транзистора) (рис. 2.5).

Значение сопротивления $R_{вх.у}$ в формуле (2.58) определяется из выражения

$$R_{вх.у} \approx 2h_{11эу} + r_{ст}, \quad (2.61)$$

где $h_{11эу}$ — входное сопротивление усилительного транзистора ($V7$ на рис. 2.5) в схеме с общим эмиттером; $r_{ст}$ — дифференциальное сопротивление стабилитрона, используемого в качестве источника опорного напряжения ($V8$ на рис. 2.5).

Для нахождения значений сопротивлений коллектора транзисторов ($r_{Ку}$, $r_{К3}$, $r_{Кр}$) и входных сопротивлений ($h_{11эр}$, $h_{11эу}$) можно воспользоваться табл. 2.3.

Коэффициент α' на рис. 2.5 вычисляется по формуле

$$\alpha' = R_{вх.у} / [R_{вх.у} + (R_6 + R_7) R_8 / (R_6 + R_7 + R_8)]. \quad (2.62)$$

Крутизна регулирующего транзистора S_p рассчитывается по формуле

$$S_p = \Delta I_{Kp} / \Delta U_{БЭp}, \quad (2.63)$$

где ΔI_{Kp} и $\Delta U_{БЭp}$ — приращения коллекторного тока и напряжения на участке база—эмиттер регулирующего транзистора определяются в семействах входных и выходных характеристик выбранного транзистора для схемы с общим эмиттером (рис. 2.8).

При использовании составного регулирующего транзистора значение S_p определяется по характеристикам и по формуле (2.63) для наиболее мощного из транзисторов, входящих в составной, а затем уменьшается в $(1 + S_p R_B)$ раз,

где $R_B = R_4$ для двойного и $R_B = R_3$ для тройного составного транзистора (рис. 2.5).

Полученные в результате расчета по формулам (2.58) — (2.63) данные подставляются в формулы (2.56) и (2.57). Найденные значения $K_{ст.расч}$ и $R_{вых.расч}$ должны удовлетворять условиям

$$K_{ст.расч} \geq K_{ст}; \quad (2.64)$$

$$R_{вых.расч} \leq R_{вых}, \quad (2.65)$$

где $K_{ст}$ и $R_{вых}$ — заданные значения коэффициента стабилизации и выходного сопротивления стабилизатора.

12. Находим расчетное значение амплитуды пульсации выходного напряжения

$$U_{мп.вых.расч} = U_{мп.вых} / K_{ст.расч} U_{вх}. \quad (2.66)$$

Необходимо, чтобы выполнялось условие

$$U_{мп.вых.расч} \leq U_{мп.вых}. \quad (2.67)$$

Выполнение условий (2.64) — (2.67) свидетельствует о том, что рассчитанная схема стабилизатора удовлетворяет указанным в исходных данных требованиям.

2.4. Интегральные стабилизаторы напряжения

Микроминиатюризация современной электронной аппаратуры все шире распространяется и на источники электропитания, в частности на схемы стабилизаторов постоянного напряжения. В настоящее время отечественной промышленностью выпускаются аналоговые интегральные микросхемы серий К142, К181, К224, выполняющие функции стабилизаторов компенсационного типа [1, 23, 31, 32]. Основные параметры указанных микросхем приведены в табл. 2.4.

В принципе схема интегрального стабилизатора может иметь только три вывода: для связи с источником нестабилизированного напряжения, выход стабилизированного напряжения и заземление. Однако в реальных схемах стабилизаторов обычно используются дополнительные выводы для изменения характеристик стабилизатора с помощью внешних дискретных элементов. Поэтому функциональная схема стабилизатора усложняется, а используемые внешние элементы подлежат расчету.

Принципиальная электрическая схема интегрального стабилизатора напряжения на микросхеме К142ЕН (1, 2) приведена на рис. 2.9. Схема относительно проста. Сравнительно малое количество элементов в цепи усиления и обратной связи (V7, V8, V9), малое выходное сопротивление составного транзистора, развязка дифференциального усилителя от источника опорного напряжения через делитель $R_1 R_2$ и эмиттерный повторитель (на транзисторе V3) обеспечивают достаточно высокие стабилизирующие и динамические свойства данного стабилизатора. Схема содержит дополнительные элементы защиты от электрических перегрузок: по току и короткому

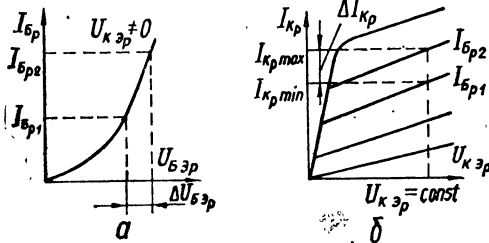


Рис. 2.8. Определение крутизны регулирующего транзистора по характеристикам:

а — определение значения токов $I_{Бp1}$ и $I_{Бp2}$ по заданному приращению напряжения $\Delta U_{БЭp}$; б — определение ΔI_{Kp} , соответствующего изменению тока от $I_{Бp1}$ до $I_{Бp2}$ (при $U_{КЭp} = \text{const} = U_{вх} - U_{вых}$)

Таблица 2.4. Основные параметры некоторых интегральных стабилизаторов постоянного напряжения

Наименование параметров	Тип микросхемы									
	K142EH1A	K142EH1B	K142EH1B	K142EH1Г	K142EH2A	K142EH2B	K142EH2B	K142EH2Г	K181EH1	K2П241
Минимальное входное напряжение $U_{вх \min}$, В	9	9	9	9	—	—	—	—	9	5,4
Максимальное входное напряжение $U_{вх \max}$, В	20	20	20	20	40	40	40	40	20	12
Минимальное выходное напряжение $U_{вых \min}$, В	3	3	3	3	12	12	12	12	3	3,3
Максимальное выходное напряжение $U_{вых \max}$, В	12	12	12	12	30	30	30	30	15	3,9
Максимальный ток нагрузки $I_n \max$, мА	150	150	150	150	—	—	—	—	150	4
Коэффициент стабилизации $K_{ст}$ не менее	—	—	—	—	—	—	—	—	200	5
Коэффициент нестабильности по напряжению δU не более, %/В	0,3	0,1	0,5	0,5	0,3	0,1	0,5	0,5	—	—

замыканию (V10) выключения внешним сигналом (V12, R4, V11). Наличие дополнительных выводов позволяет улучшать характеристики схемы за счет имеющейся возможности подключения внешнего источника питания (выводы 4, 8), усиливающего транзистора (выводы 13, 14, 16), фильтра шумов (выводы 2, 8, 12).

Для нормального функционирования интегрального стабилизатора напряжения и получения заданных выходных напряжений необходимо подключить к микросхеме дополнительные внешние элементы (резисторы и конденсаторы). Основная схема включения стабилизатора K142EH (1, 2) приведена на рис. 2.10. Схема работает следующим образом. При изменении по какой-либо причине выходного напряжения часть его через резистивный делитель R_1R_2 подается на вывод 12 микросхемы, где сравнивается с внутренним стабильным (опорным) напряжением ($U_{оп} = 2,4 \text{ В} \pm 15\%$). Выделенный разностный сигнал усиливается дифференциальным усилителем (V5, V7 на рис. 2.9) и подается на базу регулирующего составного транзистора (V8, V9 на рис. 2.9). Изменение базового тока регулирующего транзистора вызывает соответствующее компенсирующее изменение $U_{вых}$ на выводе 13 микросхемы и напряжение на нагрузке поддерживается постоянным.

Укажем назначение внешних элементов и некоторые расчетные соотношения для их выбора.

1. Регулировка величины стабилизируемого выходного напряжения положительной полярности осуществляется с

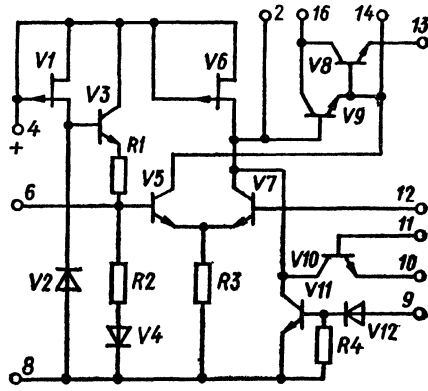


Рис. 2.9. Схема однокаскадного интегрального стабилизатора напряжения K142EH (1, 2):

Выводы: 2 — фильтр шума; 4 — вход питания; 6 — опорное напряжение; 8 — общий; 9 — выключатель; 10, 11 — защита по току; 12 — регулировка выхода; 13 — выход; 14 — выход; 16 — вход стабилизируемого напряжения

помощью резистора R_1 ($R_1 \leq 20$ кОм) внешнего резистивного делителя. Сопротивление R_2 этого делителя выбирается из условий равенства или превышения минимально допустимого тока делителя ($I_{\text{дел}} \geq 1,5$ мА) и обычно составляет $R_2 \approx 1,2$ кОм.

2. С помощью конденсаторов C_1 , C_2 обеспечивается устойчивая работа микросхемы. При $U_{\text{вых}} < 5$ В величины C_1 и C_2 выбираются следующими: $C_1 > 0,1$ мкФ; $C_2 \approx 5 \dots 10$ мкФ. При $U_{\text{вых}} > 5$ В емкости конденсаторов C_1 , C_2 могут составлять: $C_1 \geq 100$ пФ; $C_2 \geq 1$ мкФ.

3. Резисторы R_3 , R_4 , R_5 работают в цепях защиты. С помощью делителя R_4 , R_5 задается напряжение на базу транзистора защиты. Резистор R_3 следит датчиком тока в схеме защиты от перегрузок по току. Сопротивления этих резисторов выбираются из соотношений

$$R_3 = U_{\text{ЭБ}(V10)} / I_{\text{н max}}; \quad (2.68)$$

$$R_4 = (U_{\text{вых}} + U_{\text{ЭБ}(V8)}) / I_{(R_4, R_5)}, \quad (2.69)$$

где $U_{\text{ЭБ}(V10)} = U_{\text{ЭБ}(V8)} \approx 0,7$ В; $I_{(R_4, R_5)} \approx 0,3$ мА; $I_{\text{н max}}$ — максимальное значение тока нагрузки. При этом $R_4 = 2$ кОм = const.

Защита от перегрузки по току срабатывает при таком увеличении тока нагрузки, когда приращение напряжения на

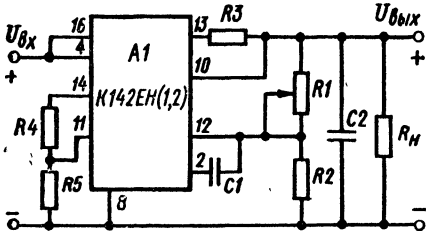


Рис. 2.10. Основная схема включения интегральных стабилизаторов напряжения K142EH (1, 2)

внешнем резисторе R_3 не менее 0,7 В. В этом случае транзистор защиты микросхемы ($V10$) открывается и шунтирует регулирующий транзистор.

Кроме основной схемы включения интегрального стабилизатора напряжения, могут быть использованы различные дополнительные варианты схем включения, позволяющие существенно улучшить технические показатели стабилизатора [23, с. 150—156]. На рис. 2.11, а приведена схема с дополнительным внешним (достаточно мощным) транзистором, обеспечивающая повышение выходного тока. В этой схеме сопротивление резистора R_1 и емкости C_1 и C_2 выбираются так же, как и в случае включения, показанного на рис. 2.10. Резистор R_2 выбирается из условия

$$R_2 = U_{\text{оп min}} / h_{21\text{э}}(V1) I_{\text{д min}}, \quad (2.70)$$

где $U_{\text{оп min}}$ — минимальное значение опорного напряжения ($U_{\text{оп min}} \approx 2$ В); $h_{21\text{э}}(V1)$ — коэффициент передачи тока внешнего транзистора $V1$; $I_{\text{д min}}$ — минимальный ток выходного делителя напряжения (порядка 1...1,5 мА).

Резистор R_3 служит для замыкания токов утечки регулирующего транзистора и выбирается в пределах 50...150 Ом.

При использовании мощных дополнительных транзисторов $V1$ (типа ГТ906 и т. п.) схема позволяет получить выходные токи $I_{\text{н}} \geq 1$ А без ухудшения основных параметров микросхемы.

Выходной резистивный делитель может быть заменен стабилитроном и резистором (рис. 2.11, б). При таком включении изменение выходного напряжения поступает на выход 12 микросхемы через стабилитрон $V1$ и составляет

$$\Delta U_{\text{вых}} \approx \Delta U_{\text{о.с}} + r_{\text{ст}} \Delta U_{\text{о.с}} / R_i, \quad (2.71)$$

где $\Delta U_{\text{о.с}}$ — напряжение на выводе 12 цепи обратной связи микросхемы; $r_{\text{ст}}$ — дифференциальное сопротивление стабилитрона $V1$. Обычно для получения заданного напряжения $U_{\text{вых}}$ последовательно со стабилитроном включают подстроечный резистор $R_2 \ll R_i$. При этом сопротивление резистора R_1 следует выбирать из условия

$$R_1 \leq U_{\text{оп min}} / I_{\text{ст min}} \quad (2.72)$$

($U_{\text{оп min}} \approx 2$ В; $I_{\text{ст min}}$ — минимально допустимый ток стабилитрона).

При стабилизации низких напряжений, когда разница между напряжениями $U_{\text{вх}}$ и $U_{\text{вых}}$ невелика, стабилизирующие свойства микросхемы заметно ухудшаются. Для устранения этого недостатка, обусловленного, главным образом, разбросом значений остаточных напряжений стабилизаторов тока в цепях источника опорного на-

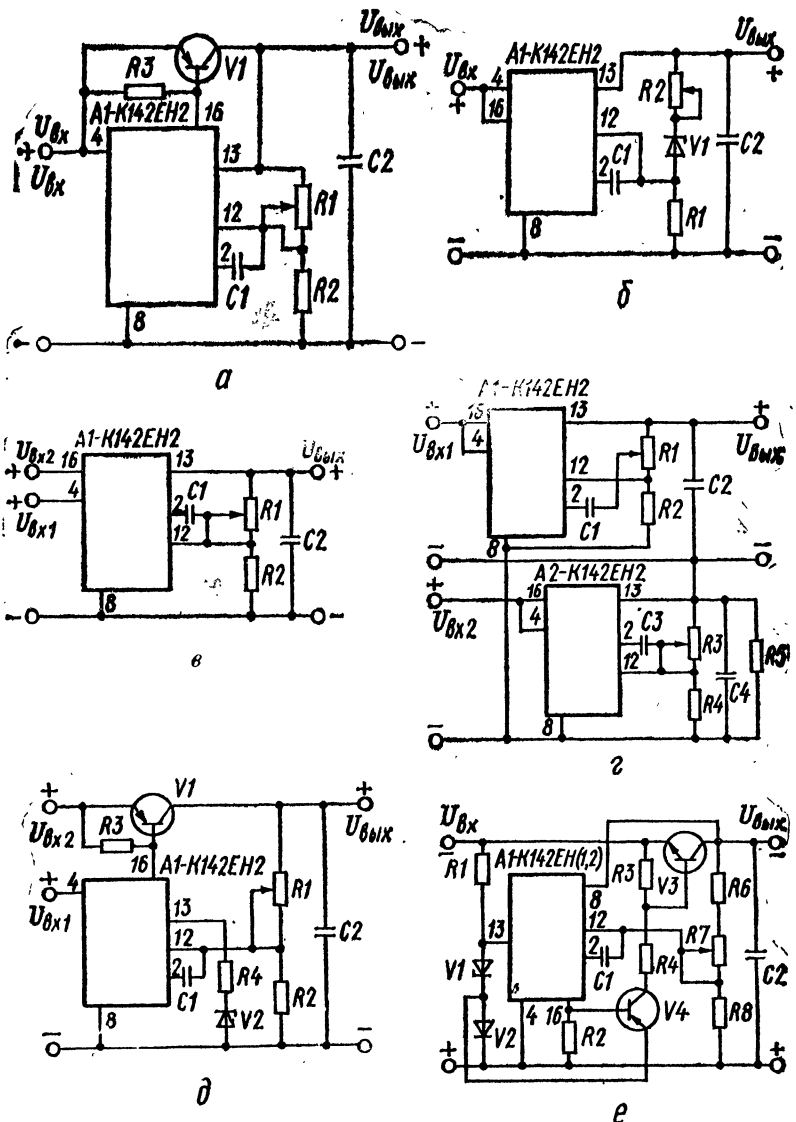


Рис. 2.11. Варианты схем включения интегрального стабилизатора напряжения на микросхеме K142EH (1, 2):

a — повышения выходного тока; *б* — включения внешнего стабилизатора; *в* — схема с отдельным питанием источника опорного напряжения; *г* — включения интегральных микросхем со взаимной компенсацией выходного напряжения; *д* — включения с повышенным КПД; *е* — схема стабилизатора напряжения отрицательной полярности

пряжения и дифференциального усилителя микросхемы, используют отдельное питание источника опорного напряжения (рис. 2.11, *в*).

Напряжение питания опорного источника $U_{вх1}$ (которое, как правило, стабилизировано, например, с помощью стабилизатора) должно быть равным или превышать входное стабилизируемое напряжение $U_{вх2}$. Внешние элементы данной схемы рассчитываются по формулам, приведенным выше.

В случаях, когда требуется регулировка выходного напряжения от нуля, можно использовать включение микросхем с компенсацией выходного напряжения. Такую компенсацию можно получить, выполнив стабилизатор из двух узлов, причем напряжение на выходе такого стабилизатора будет равно разности выходных напряжений отдельных узлов. На рис. 2.11, з показан возможный вариант данной схемы на базе двух микросхем К142ЕН2, работающих от раздельных источников питания $U_{\text{вх1}}$ и $U_{\text{вх2}}$. Микросхема А1 служит для стабилизации напряжения на нагрузке, а А2 — для получения напряжения смещения, подаваемого на общий вывод микросхемы А1. Напряжение смещения выбирается равным или немного большим, чем внутреннее опорное напряжение микросхемы А1. Поэтому на выходе А2 всегда получается напряжение $U_{\text{вых2}} < 3$ В. Источник, питающий узел А2, может быть маломощным, а напряжение $U_{\text{вх2}}$ может быть минимально допустимым для данной микросхемы.

Если изменение питающих напряжений $U_{\text{вх1}}$ и $U_{\text{вх2}}$ имеет один и тот же знак, то

$$U_{\text{н}} = U'_{\text{н}} + \Delta U_{\text{н1}} - \Delta U_{\text{н2}}, \quad (2.73)$$

где $U_{\text{н}}$ — напряжение на нагрузке после изменения $U_{\text{вх1}}$ и $U_{\text{вх2}}$; $U'_{\text{н}}$ — то же до изменения $U_{\text{вх1}}$ и $U_{\text{вх2}}$; $\Delta U_{\text{н1}}$ и $\Delta U_{\text{н2}}$ — изменения напряжения на нагрузке, создаваемые микросхемами А1 и А2 соответственно.

Изменениями напряжений $\Delta U_{\text{н1}}$ и $\Delta U_{\text{н2}}$ определяется значение нестабильности выходного напряжения соответствующих микросхем. При определенных условиях можно получить полную компенсацию изменения $\Delta U_{\text{вых}}$.

В приведенной схеме сопротвления резисторов R_1, R_2, R_3, R_4 выбираются с таким расчетом, чтобы токи образуемых ими делителей были не менее минимально допустимого значения ($I_{\text{д}} \geq 1,5$ мА); при этом $R_2 = R_4 = 2$ кОм. Конденсаторы $C_1 - C_4$ выбираются, как и в предыдущих случаях. Напряжение на нагрузке устанавливается резисторами R_1, R_3 .

Для повышения КПД интегрального стабилизатора компенсационного типа необходимо стремиться к уменьшению падения напряжения на регулирующем элементе до минимально возможного. С этой целью может быть использована схема, приведенная на рис. 2.11, д. В данной схеме регулирующим элементом является транзистор V1, базовый ток которого задается микросхемой. Выходной вывод 13 микросхемы подключен к общему выводу через цепочку R_4, V_2 . Резистор R_4 служит для ограничения тока через микросхему в момент переходного процесса и выбирается из условия

$$R_4 \leq h_{21э(V1)} (U_{\text{вх2}} - U_{\text{ЭБ}(V1)} - U_{\text{р}} - U_{V_2}) / I_{\text{н max}}. \quad (2.74)$$

При этом напряжение $U_{\text{р}}$ на регулирующем элементе равно или превышает минимально допустимое значение для транзистора V1. Сопротивление резистора R_4 должно быть достаточно большим, чтобы при наибольшем базовом токе транзистора V1 максимальная рассеиваемая микросхемой мощность не превышала допустимую. Поэтому необходимо, чтобы

$$R_4 \geq (U_{\text{вх2}} - U_{\text{ЭБ}(V1)} - U_{V_2})^2 / 4P_{\text{рас. доп}}, \quad (2.75)$$

где $P_{\text{рас. доп}}$ — допустимая мощность, рассеиваемая микросхемой.

Рассмотренная схема включения стабилизатора представляет собой, по существу, сочетание стабилизатора с повышенным выходным током и с раздельным питанием, сохраняя преимущества каждой из них.

На рис. 2.11, е показана схема стабилизатора для получения напряжения отрицательной полярности. В схеме используются два внешних дополнительных транзистора V3 и V4. При изменении тока нагрузки выходное напряжение меняется на некоторое значение, которое через делитель R_6, R_7, R_8 передается на вывод 12 микросхемы, усиливается и выделяется на резисторе R_2 . Далее это напряжение усиливается транзистором V4, который управляет регулирующим транзистором V3. Ток транзистора V3 изменяется таким образом, что происходит компенсация изменения напряжения на нагрузке. Диод V_2 создает напряжение смещения на транзисторе V4. Резистор R_1 служит для обеспечения необходимого рабочего тока через диоды V1 и V2. Сопротивление R_1 находят из соотношения

$$R_1 \leq [U_{\text{вх min}} - (U_{V1} + U_{V_2})] / (I_{V1 \text{ min}} - I_{\text{р max}}), \quad (2.76)$$

где $I_{p \max}$ — максимальный ток регулирующего элемента микросхемы при максимальном токе нагрузки $I_{н \max}$. Напряжение на диодах $V1, V2$ выбирается из условия

$$U_{вх \min(A1)} - U_{оп(A1)} \leq (U_{V1} + U_{V2}) \leq U_{(A1) \max} - U_{оп \max}, \quad (2.77)$$

где $U_{(A1) \max}$ — максимально допустимое напряжение на микросхеме $A1$.

Минимальное выходное напряжение данного стабилизатора

$$U_{вых \min} = U_{V1} + U_{V2} + U_{оп}. \quad (2.78)$$

Функциональные схемы рассмотренных выше стабилизаторов в интегральном исполнении с указанием номинальных значений навесных дискретных элементов приведены в работе [1, с. 144—159].

ГЛАВА 3

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО НАПЯЖЕНИЯ

3.1. Общие сведения

В электронной аппаратуре широкое применение находят устройства, позволяющие преобразовывать постоянный ток одного напряжения в постоянный ток другого, более высокого напряжения. Такие устройства получили название *преобразователи постоянного напряжения*.

В настоящее время преобразователи постоянного напряжения наиболее часто выполняются на транзисторах и широко используются как экономичные и компактные источники высокого напряжения для питания переносной и передвижной аппаратуры — радиопередатчиков, радиоприемников, осциллографов, портативных телевизоров, импульсных ламп фотовспышек, счетчиков заряженных частиц и т. д.



Рис. 3.1. Структурная схема преобразователя постоянного напряжения

Микроминиатюризация электронной аппаратуры способствует тому, что преобразователи постоянного напряжения применяют не только в системах электропитания автономных устройств, но и во вторичных источниках питания стационарной аппаратуры.

Существуют различные схемы преобразователей, но все они строятся по структурной схеме, приведенной на рис. 3.1. Основным элементом схемы транзисторного преобразователя является автогенератор, который, получая энергию от низковольтного источника постоянного напряжения, вырабатывает переменное напряжение с требуемой амплитудой. Полученное переменное напряжение выпрямляется и после соответствующей фильтрации (а при необходимости и стабилизации) поступает к нагрузке в виде выпрямленного напряжения необходимой величины.

В тех случаях, когда требуется получить на выходе преобразователя значительную мощность (более 100 Вт), между автогенератором и выпрямителем включается дополнительный усилитель мощности.

3.2. Принцип работы транзисторного преобразователя

В настоящее время известно большое количество схем транзисторных преобразователей, которые в зависимости от конкретных требований (выходная мощность, выходное напряжение, необходимость стабилизации выходного напряжения и т. п.) имеют те или иные особенности [4, 6, 14]. Наиболее широкое распространение получили схемы двухтактных преобразователей напряжения с самовозбуждением и выводом средней точки коллекторной обмотки. Типичная схема такого преобразователя приведена на рис. 3.2.

Автогенератор состоит из двух транзисторов, включенных по схеме с общим эмиттером, и трансформатора, имеющего коллекторную W_K , базовую W_B и выходную $W_{\text{в}}$ обмотки. Делитель напряжения $R1, R2$ служит для запуска преобразователя при включении питающего напряжения $U_{\text{вх}}$. В этом случае на резисторе $R1$, шунтированном конденсатором $C1$, появляется небольшое отрицательное напряжение (порядка

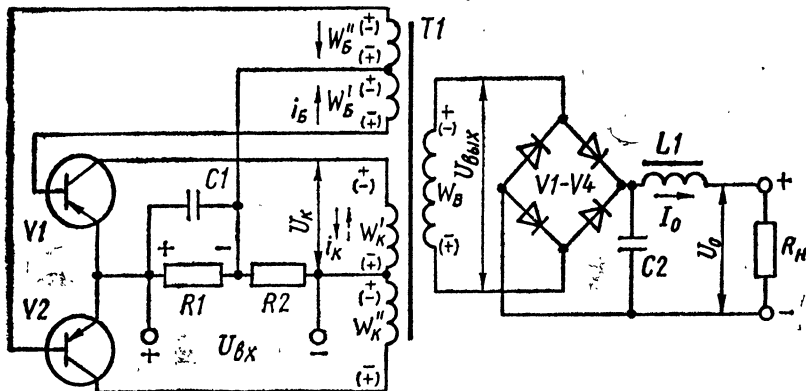


Рис. 3.2. Двухтактная схема транзисторного преобразователя напряжения

(0,3...0,6) В), которое прикладывается к базам транзисторов, вызывая отпирание какого-либо из них.

Допустим, что в некоторый момент времени открыт транзистор $V1$. Тогда напряжение $U_{\text{вх}}$ (за вычетом небольшого падения напряжения на участке эмиттер—коллектор открытого транзистора) окажется приложенным к половине коллекторной обмотки W_K , создавая на ней и на других обмотках ЭДС с полярностью, указанной на схеме рис. 3.2 (знаки даны без скобок). При этом ЭДС базовой обмотки W_B создает на базе транзистора $V1$ отрицательное напряжение по отношению к эмиттеру, а ЭДС обмотки W_B в этот момент создает на базе транзистора $V2$ положительное напряжение

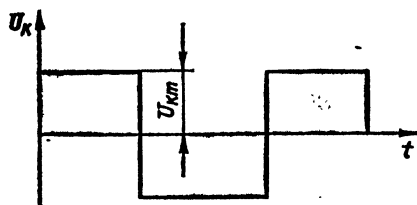


Рис. 3.3. Форма напряжения в коллекторной обмотке трансформатора

по отношению к эмиттеру. Следовательно, в то время, когда транзистор $V1$ открыт, транзистор $V2$ заперт. Транзистор $V1$ будет открыт до тех пор, пока магнитный поток в сердечнике трансформатора не достигнет величины насыщения. Так как в этот момент скорость изменения магнитного потока становится равной нулю (или очень малой), ЭДС во всех обмотках трансформатора также станет близкой к нулю. Происходящее при этом резкое уменьшение токов в обмотках вызывает появление в обмотках ЭДС с противоположной полярностью (знаки в скобках на рис. 3.2). Теперь базовая

обмотка W_B создает на базе транзистора $V2$ отрицательное напряжение по отношению к эмиттеру, что приводит к отпиранию этого транзистора и возникновению тока в коллекторной обмотке W_K в направлении, указанном пунктирной стрелкой. При этом возрастает ЭДС базовой обмотки, что приводит к дальнейшему увеличению коллекторного тока, и т. д. Процесс протекает лавинообразно и очень быстро приводит транзистор $V2$ в режим насыщения. В результате этого процесса почти все напряжение $U_{\text{вх}}$ окажется приложенным к половине коллекторной обмотки W_K . Таким образом, с помощью двух транзисторов осуществляется коммутация тока в коллекторной обмотке трансформатора, а напряжение на каждой половине обмотки имеет прямоугольную форму (рис. 3.3).

Возникшие на первичной обмотке трансформатора колебания напряжения трансформируются во вторичную (повышающую) обмотку и после выпрямления создают на нагрузке выходное постоянное напряжение заданной величины.

3.3. Разновидности схем автогенераторов двухтактных преобразователей с самовозбуждением

Разновидности основной схемы автогенератора показаны на рис. 3.4. Трансформатор во всех этих схемах имеет отвод от середины первичной обмотки, куда подключается один из полюсов источника питания. Транзисторы в таких преобразователях напряжения могут включаться по схеме с общим эмиттером (рис. 3.4, а, б) или общим коллектором (рис. 3.4, в). В последнем случае можно разместить транзисторы на общем теплоотводящем радиаторе без их электрической изоляции.

Во всех схемах, где выходной трансформатор преобразователя выполнен с отводом от середины коллекторной обмотки, напряжение на коллекторе запятого транзистора оказывается равным удвоенному напряжению питания. Поэтому такие схемы используются при сравнительно малых напряжениях источника питания ($U_{вх} \leq (25...30) В$).

Схемы более мощных мостовых автогенераторов, которые могут работать от источников питания с более высоким напряжением, приведены на рис. 3.5. Это объясняется тем, что напряжение между эмиттером и коллектором запятого транзистора в таких схемах не превышает напряжения источника питания. На рис. 3.5, а и 3.5, б транзисторы V1—V4 образуют мост, в одну диагональ которого включен источник питания с напряжением $U_{вх}$, а в другую — первичная обмотка W_1 трансформатора. Обмотки обратной связи подключаются к базовым выводам транзисторов через дополнительные сопротивления

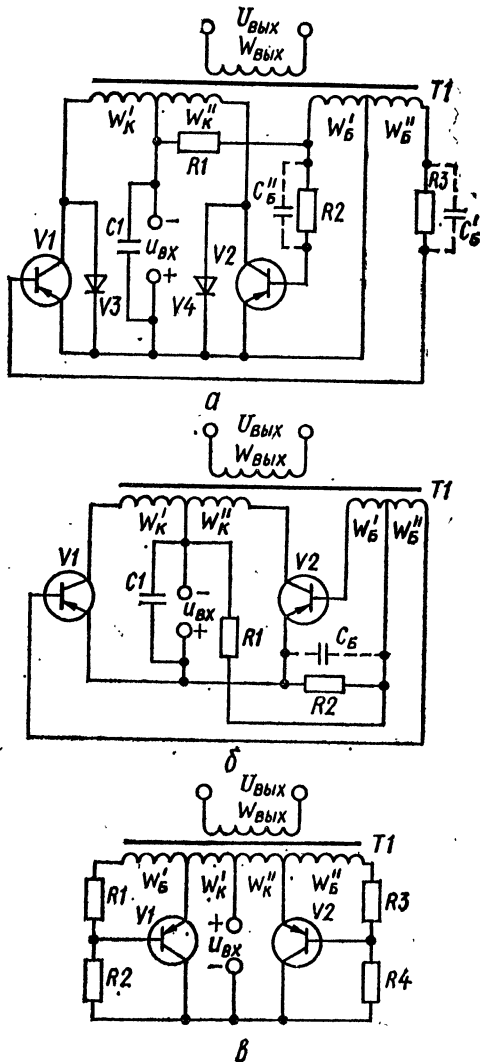


Рис. 3.4. Разновидности схем двухтактных преобразователей напряжения с самовозбуждением и выводом средней точки коллекторной обмотки:

а — схема с включением транзисторов с общим эмиттером и дополнительным сопротивлением в цепи баз каждого транзистора; б — схема с включением транзисторов с общим эмиттером и с общим дополнительным сопротивлением в цепи баз обоих транзисторов; в — схема с включением транзисторов с общим коллектором

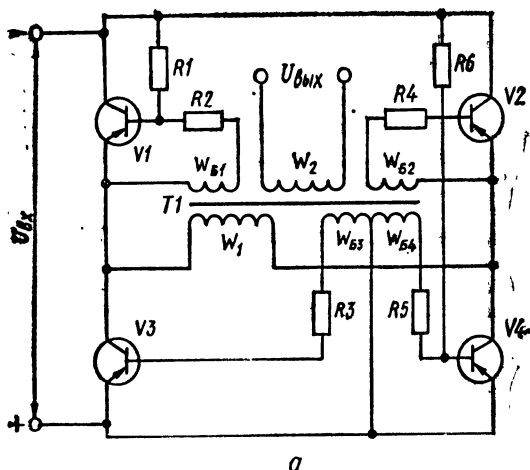


Рис. 3.5. Схемы мостовых преобразователей напряжения с самовозбуждением:

a — с резисторами в цепях баз каждого транзистора; *б* — с делителем напряжения и раздельным включением и объединением базовых обмоток

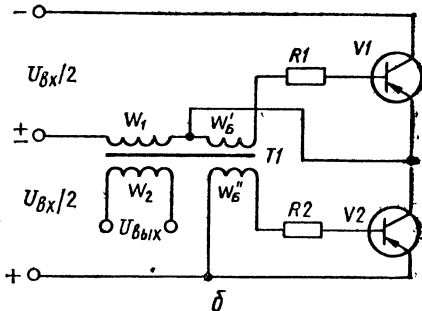
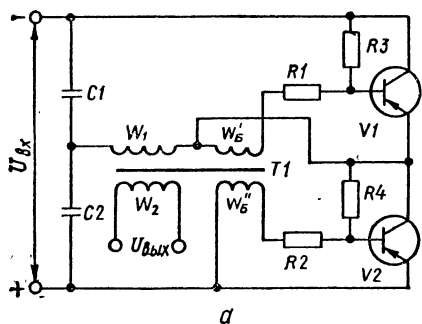
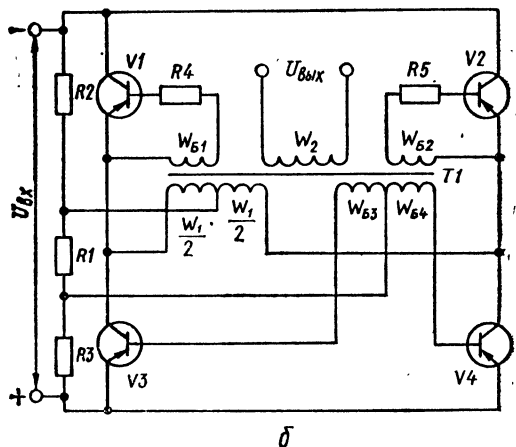


Рис. 3.6. Схемы полумостовых преобразователей напряжения с самовозбуждением: *a* — с емкостным делителем; *б* — с источником питания, имеющим отвод от средней точки.

R_2, R_3, R_4, R_5 . Резисторы R_1 и R_6 в схеме на рис. 3.5, *а* служат для обеспечения надежного запуска автогенератора в момент подачи напряжения питания. В схеме на рис. 3.5, *б* для этой цели введен делитель напряжения R_1, R_2, R_3 . Базовые обмотки транзистора V_3 и V_4 объединены и имеют отвод от средней точки.

В полумостовых преобразователях напряжения (рис. 3.6) вместо двух транзисторов смежных плеч мостовой схемы используется емкостной делитель. Каждый из конденсаторов в схеме на рис. 3.6, *а* заряжается до напряжения $0,5 U_{вх}$. При очередном открытии транзисторов конденсаторы разряжаются на первичную обмотку трансформатора. Величина емкости конденсаторов делителя выбирается достаточно большой из соображений допустимого спада напряжения за время разряда конденсатора.

Полумостовая схема может быть выполнена и без емкостного делителя, если источник питания имеет отвод от средней точки (рис. 3.6, *б*).

3.4. Усилители мощности

Наибольшее применение в транзисторных преобразователях напряжения получили схемы усилителей мощности с отводом от середины первичной обмотки выходного трансформатора (рис. 3.7, *а*) и мостовые схемы (рис. 3.7, *б*). Базовые обмотки управления обычно располагаются на магнитопроводе трансформатора маломощного автогенератора. Выходной трансформатор в усилителе мощности должен работать в ненасыщенном режиме. Поэтому существенное значение имеет симметрирование плеч усилителя и подбор

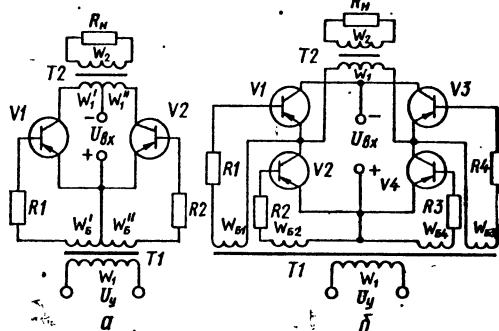


Рис. 3.7. Схемы усилителей мощности транзисторных преобразователей напряжения:

а — с выводом средней точки; *б* — мостовая

идентичных транзисторов. Магнитопроводы выходных трансформаторов усилителей мощности рекомендуется выполнять из материалов с прямоугольной петлей гистерезиса [14, с. 237].

3.5. Порядок расчета транзисторного преобразователя напряжения

Расчет преобразователя постоянного напряжения состоит из двух частей. Вначале в обычном порядке (см. гл. 1) рассчитывается схема выпрямителя, в результате чего уточняются выходные параметры автогенератора преобразователя. Далее ведется расчет собственно преобразовательной схемы, включающий выбор наиболее рациональной схемы автогенератора в соответствии с заданными условиями работы, определение типа транзисторов, проектирование трансформатора, являющегося одним из основных элементов преобразователя.

Исходными данными для расчета автогенератора преобразователя служат: величина постоянного напряжения питания $U_{вх}$; величины выходного тока $I_{вых}$ и выходного напряжения $U_{вых}$; максимальная температура окружающей среды $t_{окр макс}$.

В результате расчета необходимо определить: рабочую частоту автогенератора f_n ; тип транзисторов; электрические и конструктивные параметры трансформатора. Расчет автогенератора преобразователя производится в следующем порядке [14, с. 237—263].

1. Выбираем рабочую частоту автогенератора. При этом необходимо учитывать, что с ее увеличением легче осуществить сглаживание пульсаций в фильтре, но потери

Таблица 3.1. Параметры некоторых магнитных материалов при питании напряже

$f_{п}$, кГц	B_m , Тл.	Марка материала				
		Э350	33НҚМС	34НҚМП	34НҚМП	40НҚМП
		0,1	0,05	0,1	0,05	0,1
1,0	0,5	7/30	1,8/9,5	2,3/12	2,7/15	5,8/24
	0,65	11/34	2,9/12	3,6/13	3,9/16	8/25
	1,0	24,6/47	7,2	7,2/17	7/17	15,3/29
	1,2	35/57	10	10/19	9,1/19	19/33
	1,4	50/80	—	13/25	11,5/24	23/58
1,6	0,5	14/35	—	4,5	4,8	11,3
	0,65	23/41	—	7	7	16
	1,0	48/55	—	14	13,3	31
	1,2	68/65	—	19	17,3	39
	1,4	98/90	—	25	22	47
2,4	0,5	25,5/40	5	7,4/16	8,5/20	20,5/34
	0,65	40/47	8/14	11,5/19	12,5/21	29/36
	1,0	86/64	19	26/25	23/23	54/44
	1,2	118/77	26	35/30	30/24	69/56
	1,4	165/99	—	45/42	37/30	83/105
3,5	0,5	43/48	9	14/21	15/23,5	38/42
	0,65	70/56	15/15	21/23	22/24	54/45
	1,0	150/75	35	43/32	42/26	93/56
	1,2	200/89	50	60/40	54/28	117/67
	1,4	280/110	—	75/56	68/48	143/120
5,0	0,5	75/56	15	25/24	23/26	67/47
	0,65	120/68	24/18	38/28	33/27,5	93/52
	1,0	260/96	57	79/40	66/29	160/68
	1,2	355/113	80	105/50	86/33	202/89
	1,4	480/135	—	135/85	107/53	243/165
7,5	0,5	133/70	26	46/28	40/30	100/56
	0,65	215/85	43/21	65/34	58/33	140/62
	1,0	460	103	133/48	118/36	255/84
	1,2	620	143	180/60	152/41	320/103
	1,4	820	—	230/100	190/64	390/190
10	0,5	205/83	42	68/34	61/33	145/63
	0,65	430/98	68/23	103/39	90/36	200/71
	1,0	650	160	220/54	173/44	400/94
	1,2	880	225	295/66,5	225/54	500/125
	1,4	—	—	380/103	280/74	600/250
15	0,0	390/100	74	132/42	113/39	260/78
	0,65	610/117	120/25	205/48	165/42	360/88
	1,0	—	280	400/66	220/50	690/124
	1,2	—	400	550/76	420/59	860/155
	1,4	—	—	700/110	540/86	—
20	0,5	600/117	147/33	212/48	155/43	490/85
	0,65	135	240	330/55	230/48	540/98

нем прямоугольной формы $P_{уд}$ [Вт/кг] и H [А/м]

и толщина ленты, мм

40НҚМП	50НП	50НП	68НМП	79НМ	79НМ	79НМ
0,05	0,05	0,02	0,05	0,1	0,05	0,02
8,1/13 4,5/15 8,5/20 11/26 14	6/28 8,4/29 15/30 19/32 23/37	3,4/14 4,4/15 — — —	2,5/12 3,6/12 7,1/15 — —	1,2/5,8 2,1/8 — — —	0,9/4 1,4/9 — — —	1/7 1,4 — — —
6,1/15 9 16/22 20,5/28 25,5	— — — — —	— — — — —	5/14 7,5/15 14,7/22 — —	2,5/8 4,5/11 — — —	1,6/5 2,7/9 — — —	1,6/8 2,6 — — —
10/17 14,5/20 28/25 36,5/30 45	17/32 24/33 43/34 54/37 65/45	9,6/17 13,5/18 — — —	9,5/16 14/18 28/25 — —	5,2/10 9,4/13 — — —	2,9/6 4,8/10,5 — — —	2,7/8 4,3 — — —
16/20,5 24/23 45/28 58/35 72	27/35 37/36 70/37 89/41 107/52	— — — — —	16/17 23,5/20 47/29 — —	11/14 20/18 — — —	5,2/7 8,6/11 — — —	4,4/9 7 — — —
29/23,5 42/26 79/31 100/39 125	42/36,5 59/38 120/41 150/44 180/58	21,5/21 30/22 — — —	29/23 42/25 84/38 — —	20/18 36/27 — — —	10,5/8 16/14 — — —	6,6/9 11 — — —
50/27 72/29 134/35 173/44 213	67/40 94/41 205/43 260/48 310/60	41/25 58/27 — — —	50/28 73/32 147/55 — —	41/27 74/40 — — —	20/10 33/18 — — —	12/10 20 — — —
84/30 120/32 225/37 290/46 142	100/42,5 140/44 287/50 360/56 440/90	56/29 78/32 — — —	86/35 130/40 260/69 — —	90/34 160/53 — — —	32/13 51/20 — — —	18/12 38 — — —
200/37 375/41 485/54 600/85 240	142/45 195/46 470/54 600/62 720/100	— — — — —	152/39 235/47 470/84 — —	175/50 320/75 — — —	63/17 100/25 — — —	35/16 60 — — —
350/48 630/54	190/48 260/52	— —	235/50 363/63	305/68 400/100	100/20 150/30	53/22 80

$f_{\text{п}}, \text{кГц}$	$B_m, \text{Тл}$	Марка материала				
		Э350	ЗЗНКМС	З4НКМП	З4НКМП	40НКМП
		0,1	0,05	0,1	0,05	0,1
20	1,0	—	580	650/75	460/58	1000/137
	1,2	—	800	900/86	600/66	—

Примечания. 1. Для каждого материала при данной частоте $f_{\text{п}}$ и индукции B_m в таблице
2. Экспериментальные данные таблицы 3.1 получены С. А. Кузнецовым [14, с. 246—249].

в сердечнике трансформатора возрастают. Исходя из этого наиболее целесообразно выбирать рабочую частоту в пределах (0,5...20) кГц, при использовании мощных транзисторов в пределах (0,5...2,5) кГц.

2. Находим мощность на выходе автогенератора

$$P_{\text{вых}} = U_{\text{вых}} I_{\text{вых}}. \quad (3.1)$$

3. Определяем максимальное (расчетное) значение коллекторного тока каждого транзистора

$$I_{K_{\text{max расч}}} = P_{\text{вых}} / \eta U_{\text{вх}}, \quad (3.2)$$

где η — КПД преобразователя (выбирается в пределах —0,75...0,85).

4. Находим максимальное (расчетное) напряжение между коллектором и эмиттером каждого транзистора:

для двухтактных преобразователей с выводом средней точки коллекторной обмотки трансформатора

$$U_{K_{\text{Этаx расч}}} \approx 1,2 \cdot 2U_{\text{вх}}; \quad (3.3)$$

для мостовой или полумостовой схемы

$$U_{K_{\text{Э таx расч}}} \approx 1,2U_{\text{вх}}, \quad (3.4)$$

где коэффициент 1,2 учитывает возможные перенапряжения в схеме.

5. По полученным значениям $I_{K_{\text{max расч}}}$ и $U_{K_{\text{Этаx расч}}}$ выбираем тип транзисторов. При этом необходимо, чтобы значения $I_{K_{\text{max расч}}}$ и $U_{K_{\text{Этаx расч}}}$, найденные по формулам (3.3) и (3.4), не превышали максимально допустимых значений соответствующих параметров $I_{K_{\text{max}}}$ и $U_{K_{\text{Этаx}}}$, указанных в справочниках. Кроме того, необходимо убедиться в том, что граничная частота выбранного транзистора $f_{\text{гр}}$ превышает рабочую частоту автогенератора.

Основные данные мощных транзисторов, используемых в преобразователях напряжения (ГТ806В, ГТ906А, ГТ910А, КТ704 и др.), приведены в табл. 1.24 и 1.25.

В случаях, когда амплитуда тока коллектора превышает предельно допустимое значение, можно использовать параллельное включение транзисторов, количество которых определяется из выражения

$$n = I_{K_{\text{max расч}}} k_3 / I_{K_{\text{max}}}, \quad (3.5)$$

где $k_3 = 1,5...2$ — коэффициент запаса.

Если расчетное значение $U_{K_{\text{Этаx расч}}}$ превышает предельно допустимое, можно использовать последовательное включение транзисторов.

6. После выбора транзисторов переходим к расчету трансформатора преобразователя. Трансформатор является одним из основных конструктивных элементов, определяющих качество преобразователя: КПД, массу, габаритные размеры. Трансформаторы транзисторных преобразователей напряжения должны иметь малые потери в магнитопроводах и обмотках, небольшую величину тока холостого хода и очень малую индуктивность рассеяния. Это достигается выбором соответствующего типа сердечника, рациональной конструкцией трансформатора и правильным размещением

к толщина ленты, мм						
40НҚМП	50НП	50НП	68НМП	79НМ	79НМ	79НМ
0,05	0,05	0,02	0,05	0,1	0,05	0,02
800/69	720/63	—	720/115	—	—	—
—	930/78	—	—	—	—	—

приведены над чертой значения удельных потерь, а под чертой — напряженность магнитного поля.

обмоток. Величина потерь в сердечнике трансформатора определяется площадью петли гистерезиса магнитного материала. Поэтому для трансформатора следует выбирать сердечник с узкой и по возможности прямоугольной петлей гистерезиса.

При мощности преобразователя до 1 кВт наиболее эффективными являются трансформаторы, выполненные на тороидальных магнитопроводах. Малые габаритные размеры и незначительные потери в них достигаются за счет выбора тонких ленточных магнитных материалов, увеличения плотности тока в обмотках и хорошего охлаждения обмоток. Наряду с тороидальными сердечниками возможно также применение витых разрезных сердечников, особенно при достаточно больших мощностях преобразователя.

В качестве материала сердечника обычно используют электротехническую сталь или пермаллой с высокой индукцией насыщения. Ферритовые сердечники целесообразно применять лишь на высоких частотах преобразования (свыше 100 кГц).

При выборе материала сердечника трансформатора можно руководствоваться данными табл. 3.1, в которой приведены значения удельных потерь $P_{уд}$ [Вт/кг] и напряженности магнитного поля H [А/м] в сердечнике в зависимости от рабочей частоты $f_{п}$ и величины индукции насыщения B_m .

Для каждого магнитного материала существует оптимальная толщина ленты, при которой удельные потери оказываются минимальными. Рекомендуемые значения толщины магнитного материала для трансформаторов преобразователей приведены в табл. 3.2.

7. Определяем размеры магнитопровода трансформатора по формуле

$$Q_c Q_o \approx P_{габ} 10^2 / 2f_{п} B_m j_{к} m_{к} \eta_{тр}, \quad (3.6)$$

где Q_c , Q_o — площадь поперечного сечения магнитопровода и площадь окна, см²; $P_{габ}$ — габаритная мощность трансформатора, определяемая по формуле

$$P_{габ} \approx 1,3U_{вых} I_{вых} \text{ [Вт]}; \quad (3.7)$$

Таблица 3.2. Рекомендуемые значения толщины (мм) магнитных материалов для трансформаторов преобразователей

Материал	Частота $f_{п}$, кГц			
	1...2	2...6	6...10	10...20
34НҚМП	0,1	0,05	0,05...0,02	0,02
40НҚМП	0,1...0,05	0,05	0,05...0,02	—
50НП	0,1	0,05...0,02	0,02	—
68НМП	0,1...0,05	0,05	0,02	—
79НМ	0,1	0,1...0,05	0,05	0,02
33НҚМС	0,1	0,05	0,05...0,02	0,02
Э350	0,1...0,05	—	—	—

f_n — рабочая частота преобразователя, Гц; B_m — амплитуда магнитной индукции, Тл; j — плотность тока в обмотках трансформатора, А/мм²; k_m, k_c — коэффициенты заполнения соответственно окна сердечника проводом и сердечника магнитопровода сталью; $\eta_{тр}$ — КПД трансформатора (выбирается в пределах $\eta_{тр} = 0,8 \dots 0,9$).

Зависимость коэффициента k_c сердечника от толщины ленты магнитопровода:

Толщина ленты магнитопровода, мм	0,02	0,05	0,08	0,1
Коэффициент заполнения k_c	0,8	0,83	0,86	0,88

Рекомендуемые значения k_m и j для трансформаторов преобразователей напряжения приведены в табл. 3.3. Величина индукции B_m выбирается по табл. 3.1.

8. После определения основного расчетного параметра $Q_c Q_o$ выбираем сердечник трансформатора (рис. 3.8) в соответствии с унифицированным рядом (табл. 3.4). Обычно выбирается ближайший больший типоразмер. Возможен также подбор готового унифицированного трансформатора (табл. 3.5).

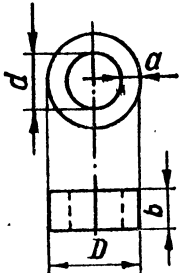


Рис. 3.8. Витой тороидальный сердечник трансформатора

9. Находим число витков первичной (коллекторной) обмотки трансформатора

$$W_1 = U_1 \cdot 10^4 / 4f_n B_m Q_c k_c, \quad (3.8)$$

где W_1 — число витков половины первичной обмотки для трансформатора с выводом средней точки коллекторной обмотки или полное число витков первичной обмотки в случае мостовых и полумостовых преобразователей; U_1 — величина напряжения на первичной обмотке, зависящая от схемы преобразователя.

Для преобразователей с выводом средней точки первичной обмотки

$$U_1 = U_{вх} - |U_{КЭнас}|; \quad (3.9)$$

для мостовых преобразователей

$$U_1 = U_{вх} - 2|U_{КЭнас}|; \quad (3.10)$$

для полумостовых преобразователей

$$U_1 = 0,5(U_{вх} - |U_{КЭнас}|), \quad (3.11)$$

где $|U_{КЭнас}|$ — абсолютное значение напряжения насыщения на участке коллектор — эмиттер открытого транзистора (обычно принимают $|U_{КЭнас}| = 0,5$ В).

10. Число витков базовой обмотки определяем по формуле

$$W_B \approx 3,5 W_1 / (U_{вх} - |\Delta U_{КЭнас}|). \quad (3.12)$$

11. Находим число витков выходной обмотки

$$W_B = W_1 U_{вых} / (U_{вх} - |\Delta U_{КЭнас}|). \quad (3.13)$$

12. Выбор сечения проводов обмоток трансформатора производим по действующему значению токов соответствующих обмоток:

коллекторной

$$I_K = I_{Kmax} расч / \sqrt{2} \quad (3.14)$$

(для мостовых и полумостовых схем $I_K = I_{Kmax}$);

базовой

$$I_B = I_K / h_{21Эmin}, \quad (3.15)$$

где $h_{21Эmin}$ — минимальное значение статического коэффициента передачи тока для выбранного типа транзисторов преобразователя.

Действующее значение тока выходной (вторичной) обмотки зависит от характера нагрузки. При активной нагрузке преобразователя или при работе на выпрямитель, выполненный по мостовой схеме, принимают

$$I_2 = I_{вых max}; \quad (3.16)$$

Таблица 3.3. Зависимость коэффициента k_M и величины J от мощности преобразователя

Параметр	Габаритная мощность трансформатора, Вт			
	до 15	15...50	50...150	Свыше 150
Коэффициент заполнения k_M	0,1...0,12	0,14...0,16	0,16...0,18	0,2
Плотность тока в обмотках трансформатора j , А/мм ²	5,0...4,5	4,5*...3,0	3,0...2,5	2,5...2,0

Таблица 3.4. Унифицированный ряд магнитопроводов ОЛП для трансформаторов транзисторных преобразователей напряжений¹

Типоразмер магнитопровода	$Q_c Q_o$, см ⁴	Магнитопроводы, рекомендуемые к применению для частот, кГц, в трансформаторах	
		задающих	выходных
6,5/8-2	0,005	10; 50	—
8/9-2	0,005	25	—
8/10-2	0,010	10; 50	—
8/11-2,5	0,022	5; 50	25; 50
8/11-4	0,035	—	50
10/11-2	0,008	25	—
10/12-2,5	0,020	5; 10; 25	—
10/14-3	0,050	25	5; 25; 50
10/14-4	0,064	5; 25	25; 50
10/16-4	0,095	3	5; 25; 50
10/16-5	0,120	3	5; 25; 50
12/13-2	0,011	25	—
12/14-2,5	0,028	10; 25; 50	25; 50
12/17-3	0,085	5; 25	5; 25; 50
12/19-4	0,16	1; 3	5; 25; 50
12/19-5	0,20	1; 3	5; 25; 50
14/15-2	0,015	25	—
14/16-2,5	0,053	10; 50	25
14/20-3	0,14	5; 25	5; 25; 50
14/22-4	0,24	1; 3; 10	5; 25; 50
14/22-5	0,30	1; 3; 10	1; 5; 25; 50
14/22-6,5	0,40	1; 10	1; 5; 25; 50
17/19-3	0,07	10; 50	—
17/21-4	0,18	5; 25	50
17/24-5	0,40	3	5; 25; 50
17/26-5	0,50	1; 3; 10	1; 5; 25; 50
17/26-6,5	0,66	1	1; 5; 25; 50
18/30-5	0,76	1	1; 5; 25; 50
18/30-6,5	0,99	1	1; 5; 25
20/22-4	0,125	5; 10; 25; 50	—
20/24-4	2,25	5; 25	—
20/28-5	0,62	3	5; 25; 50
20/32-6,5	1,20	1	1; 5; 25; 50
20/32-8	1,50	1	1; 5; 25; 50
24/26-4	0,18	10	—
24/28-4	0,36	5	—
24/28-5	0,45	5	—

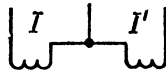
¹ В обозначении типоразмера магнитопровода указаны следующие геометрические размеры сердечника, мм: в числителе — внутренний диаметр тороидального сердечника d ; в знаменателе первая цифра — наружный диаметр D , вторая цифра — ширина ленты b . Эскиз тороидального сердечника приведен на рис. 3.8. Толщина сердечника $a = (D - d)/2$.

Типоразмер магнитопровода	$Q_c Q_0, \text{ см}^4$	Магнитопроводы, рекомендуемые к применению для частот, кГц, в трансформаторах	
		задающих	выходных
24/30-6,5	0,88	3	—
24/38-6,5	2,0	1	1; 5; 25; 50
24/38-8	2,5	1	1; 5; 25; 50
24/38-10	3,16	1	1; 5; 25; 50
24/45-8	3,8	—	1; 5; 25; 50
24/45-10	4,7	—	1; 5; 25; 50
24/45-12,5	5,9	—	1; 5
28/32-5	0,61	5	—
30/36-5	1,05	3	—
30/36-6,5	1,38	3	—
30/53-10	8,1	—	1; 5; 25
30/53-12,5	10,2	—	1
30/53-16	13	—	1
36/63-12,5	17,2	—	1
36/63-16	22,0	—	1
45/75-12,5	29,8	—	1
45/75-16	38,1	—	1

Таблица 3.5. Ряд унифицированных трансформаторов задающих генераторов транзисторных преобразователей напряжения (магнитопроводы ОЛП)

Мощность, Вт	Напряжение обмоток, В										Частота генерации, кГц
	I	I'	II	II'	III	III'	IV	IV'	V	V'	
2,5	8; 12,6	20, 27	2,5/3,5	2,5/3,5	3,5	3,5	—	—	—	—	1, 10, 20
3,2	8; 12,6	20, 27	2,5/3,5	2,5/3,5	3,5	3,5	—	—	—	—	1
4,0	8; 12,6	20, 27	2,5/3,5	2,5/3,5	3,5	3,5	—	—	—	—	1, 5, 10
6,5	20; 27	—	2,5/3,5	2,5/3,5	3,5	3,5	—	—	—	—	10, 20
8,0	20; 27	—	2,5/3,5	2,5/3,5	3,5	3,5	—	—	—	—	3
10	20; 27	—	2,5/3,5	2,5/3,5	3,5	3,5	—	—	—	—	1, 5, 10
12,5	20; 27	—	2,5/3,5	2,5/3,5	3,5	3,5	—	—	—	—	3
16	20; 27	—	2,5/3,5	2,5/3,5	3,5	3,5	—	—	—	—	20
20	20; 27	—	2,5/3,5	2,5/3,5	3,5	3,5	—	—	—	—	1, 3, 5, 10, 20

Мощность, Вт	Напряжение обмоток, В										Частота генерации, кГц
	I	I'	II	II'	III	III'	IV	IV'	V	V'	
6; 5	20; 27	—	3,5	3,5	5	5	5/6,3	5/6,3	—	—	10
8,0	20; 27	—	3,5	3,5	5	5	5/6,3	5/6,3	—	—	3
10	20; 27	—	3,5	3,5	5	5	5/6,3	5/6,3	—	—	1, 5, 10
12,5	20; 27	—	3,5	3,5	5	5	5/6,3	5/6,3	—	—	3
16	20; 27	—	3,5	3,5	5	5	5/6,3	5/6,3	—	—	20
20	20; 27	—	3,5	3,5	5	5	5/6,3	5/6,3	—	—	1, 3, 5, 10, 20



4,0	8; 12,6	20, 27	2,5/4	2,5/4	4	4	4	4	4/6,3	4/6,3	1
10	20; 27	—	2,5/4	2,5/4	4	4	4	4	4/6,3	4/6,3	1
12,5	20; 27	—	2,5/4	2,5/4	4	4	4	4	4/6,3	4/6,3	3
20	20; 27	—	2,5/4	2,5/4	4	4	4	4	4/6,3	4/6,3	1, 3, 5, 10, 20

Примечания: 1. Первичные обмотки I, I' выполнены с равным числом витков на одно из напряжений, указанных в таблице.
2. Отводы во вторичных обмотках соответствуют меньшей величине напряжения, указанной в таблице.

при использовании двухполупериодного выпрямителя со средней точкой

$$I_2 = I_{\text{вых}} \max / \sqrt{2},$$

где $I_{\text{вых}} \max$ — наибольшее значение тока на выходе преобразователя.

13. Диаметры проводов обмоток (без изоляции) находим по формуле

$$d_i = 1,13 \sqrt{I_i / j}, \quad (3.17)$$

где d_i — диаметр провода соответствующей обмотки, мм; I_i — действующее значение тока в соответствующей обмотке; j — допустимая плотность тока в обмотках (табл. 3.3).

Далее необходимо найти диаметры проводов обмоток с изоляцией и уточнить марку используемых проводов (табл. 1.4).

14. Для определения величины сопротивления резисторов в базовых цепях транзисторов (рис. 3.4, а) преобразователя используем формулу

$$R_B = R_2 = R_3 \approx (3 \dots 4) h_{21 \text{Этп}} / I_{\text{Кмак}} \text{ расч} k_{\text{нас}}, \quad (3.18)$$

где $k_{\text{нас}}$ — коэффициент насыщения (выбирается в пределах 1,5...3).

15. Величина сопротивления R_1 делителя (рис. 3.4, а) определяется по формуле

$$R_1 = R_B (U_{\text{вх}} - |U_{\text{БЭнас}}|) / U_{R_B}, \quad (3.19)$$

где $|U_{\text{БЭнас}}|$ — абсолютное значение напряжения насыщения на участке база — эмиттер транзистора (выбирается порядка (0,3...0,4) В); U_{R_B} — падение напряжения на резисторе R_B (выбирается порядка (0,3...1) В).

Для мостовых и полумостовых схем автогенераторов расчет сопротивлений резисторов делителя напряжения производится аналогично.

16. Для обеспечения надежного запуска преобразователя в схему включаем блокировочные конденсаторы (рис. 3.4, а и б). Емкость таких конденсаторов выбирается в пределах (0,5...1) мкФ.

17. Находим потери мощности в транзисторах преобразователя. Мощность, рассеиваемая транзистором в преобразователе напряжения, состоит из мощностей потерь в режимах отсечки $P_{\text{отс}}$, насыщения $P_{\text{нас}}$ и в активной области работы транзи-

стора $P_{\text{акт}}$

$$P_K = P_{\text{отс}} + P_{\text{нас}} + P_{\text{акт}}. \quad (3.20)$$

Потери мощности в режиме отсечки (транзистор заперт) определяются незначительной величиной обратного тока коллектора и ими без большой погрешности можно пренебречь. Потери мощности в режиме насыщения определяются выражением

$$P_{\text{нас}} = I_{\text{Кmax расч}} |U_{\text{КЭнас}}|/2. \quad (3.21)$$

Потери мощности в активной области находят по формуле

$$P_{\text{акт}} \approx 1,2U_{\text{вх}}^2 f_{\text{п}} \tau_{\text{h21Э}} / R_{\text{н}}', \quad (3.22)$$

где $\tau_{\text{h21Э}}$ — время жизни неосновных носителей в базовой области транзистора; $R_{\text{н}}'$ — сопротивление нагрузки преобразователя, приведенное к первичной обмотке трансформатора. Значения $\tau_{\text{h21Э}}$ и $R_{\text{н}}'$ определяют из выражений

$$\tau_{\text{h21Э}} = 1/2\pi f_{\text{гр}}; \quad (3.23)$$

$$R_{\text{н}}' = (U_{\text{вых}}/I_{\text{вых}}) (W_{\text{К}}/W_{\text{в}})^2, \quad (3.24)$$

где $W_{\text{К}}$ и $W_{\text{в}}$ — число витков коллекторной и выходной обмоток трансформатора соответственно.

18. По вычисленной рассеиваемой мощности $P_{\text{К}}$ с учетом заданных значений максимальной температуры окружающей среды $t_{\text{окр max}}$ и теплового сопротивления транзистора рассчитываем (в случае необходимости) поверхность теплоотводящего радиатора [20, 25].

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННОЙ ЛИТЕРАТУРЫ К РАЗДЕЛУ I

1. Аналоговые интегральные микросхемы : Справочник / Кудряшов Б. П., Назаров Ю. В., Тарабрин Б. В. и др. — М. : Радио и связь, 1981. — 160 с.
2. Артамонов Б. И., Божуньев А. А. Источники электропитания радиоустройств. — М. : Энергоиздат, 1982. — 296 с.
3. Артамонов В. В. Маломощные выпрямители. Основы теории и расчет. — М. : Связь, 1970. — 240 с.
4. Басовский В. Ф. Транзисторные преобразователи напряжения. — Киев : Техніка, 1974. — 140 с.
5. Белопольский И. И., Репин А. М., Христианов А. С. Стабилизаторы низких и милливольтовых напряжений. — М. : Энергия, 1974. — 160 с.
6. Бочаров Л. Н., Жебряков С. К., Колесников И. Ф. Расчет электронных устройств на транзисторах. — М. : Энергия, 1978. — 208 с.
7. Векслер Г. С. Расчет электропитающих устройств. — Киев : Техніка, 1978. — 208 с.
8. Векслер Г. С., Штильман В. И. Транзисторные сглаживающие фильтры. — Киев : Техніка, 1972. — 208 с.
9. Гурлев Д. С. Справочник по электронным приборам. — Киев : Техніка, 1979. — 464 с.
10. Гутников В. С. Интегральная электроника в измерительных устройствах. — Л. : Энергия, 1980. — 248 с.
11. Диоды и тиристоры / Чернышев А. А., Иванов В. И., Галахов В. Д. и др. Под общ. ред. А. А. Чернышева. — М. : Энергия, 1980. — 176 с.
12. Додик С. Д. Полупроводниковые стабилизаторы напряжения и тока (с непрерывным регулированием). — М. : Сов. радио, 1980. — 344 с.
13. Ермолин Н. П. Расчет трансформаторов малой мощности. — Л. : Энергия, 1969. — 192 с.
14. Источники электропитания на полупроводниковых приборах : Проектирование и расчет / Под ред. С. Д. Додика, Е. И. Гальперина. — М. : Сов. радио, 1969. — 448 с.

15. *Каретникова Е. И., Рычина Т. А., Ермаков А. И.* Трансформаторы питания и дроссели фильтров для радиоэлектронной аппаратуры.— М.: Сов. радио, 1973.— 180 с.
16. *Китаев В. Е., Божуняев А. А.* Расчет источников электропитания устройств связи.— М.: Связь, 1979.— 216 с.
17. *Лавриненко В. Ю.* Справочник по полупроводниковым приборам.— Киев: Техніка, 1980.— 464 с.
18. *Мазель К. Б.* Трансформаторы электропитания.— М.: Энергоиздат, 1982.— 80 с.
19. *Назаров С. В.* Транзисторные стабилизаторы напряжения.— М.: Энергия, 1980.— 96 с.
20. Обеспечение тепловых режимов изделий электронной техники / Чернышев А. А., Иванов В. И., Аксенов А. И. и др. М.: Энергия, 1980.— 216 с.
21. *Петин Г. П.* Транзисторные усилители, генераторы и стабилизаторы.— М.: Энергия, 1978.— 18 с.
22. Полупроводниковые выпрямители / Беркович Е. И., Ковалев В. Н., Ковалев Ф. И. и др. Под ред. Ф. И. Ковалева, Г. П. Мостковой.— М.: Энергия, 1978.— 448 с.
23. *Полянин К. П.* Интегральные стабилизаторы напряжения.— М.: Энергия, 1979.— 192 с.
24. Проектирование стабилизированных источников электропитания радиоэлектронной аппаратуры / Краус Л. А., Гейман Г. В., Лапиров-Скобло М. М. и др.— М.: Энергия, 1980.— 288 с.
25. *Скрипников Ю. Ф.* Радиаторы для полупроводниковых приборов.— М.: Энергия, 1973.— 48 с.
26. Справочник по интегральным микросхемам / Под общ. ред. Б. В. Тарабрина.— М.: Энергия, 1977.— 584 с.
27. Справочник по полупроводниковым диодам / Бородин Б. А., Дроневиц В. М., Егорова Р. В. и др. Под ред. И. Ф. Николаевского.— М.: Связь, 1979.— 432 с.
28. *Стальбовский В. В., Четвертков И. И.* Резисторы.— М.: Сов. радио, 1973.— 64 с.
29. *Терецук Р. М., Терецук К. М., Седов С. А.* Полупроводниковые приемно-усилительные устройства: Справочник радиолюбителя.— Киев: Наукова думка, 1981.— 671 с.
30. Транзисторы / Чернышев А. А., Иванов В. И., Галахов В. Д. и др. Под общ. ред. А. А. Чернышева.— М.: Энергия, 1980.— 144 с.
31. *Шило В. А.* Линейные интегральные схемы в радиоэлектронной аппаратуре.— М.: Сов. радио, 1979.— 368 с.
32. *Штильман В. И.* Микроэлектронные стабилизаторы напряжения.— Киев: Техніка, 1976.— 168 с.

РАСЧЕТ УСИЛИТЕЛЕЙ

ГЛАВА 4

УСИЛИТЕЛИ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ

4.1. Общие сведения

Усилители низкой частоты (УНЧ) предназначены для усиления непрерывных периодических сигналов, частотный спектр которых лежит в пределах от десятков герц до десятков килогерц. Современные УНЧ выполняются преимущественно на биполярных и полевых транзисторах в дискретном или интегральном исполнении.

Назначение УНЧ в конечном итоге состоит в получении на заданном сопротивлении оконечного нагрузочного устройства требуемой мощности усиливаемого сигнала.

В качестве источника входного сигнала УНЧ могут использоваться такие устройства, как микрофон, звукосниматель, фотозапись, термопара, детектор и т. д. Типы нагрузок также весьма разнообразны. Ими могут быть громкоговоритель, измерительный прибор, записывающая головка магнитофона, последующий усилитель, осциллограф, реле и т. д.

Большинство из перечисленных выше источников входного сигнала развивают очень низкое напряжение. Подавать его непосредственно на каскад усиления мощности не имеет смысла, так как при таком слабом управляющем напряжении невозможно получить сколько-нибудь значительные изменения выходного тока, а следовательно, и выходной мощности. Поэтому в состав структурной схемы усилителя, кроме выходного каскада, отдающего требуемую мощность полезного сигнала в нагрузку, как правило, входят предварительные каскады усиления. Структурная схема УНЧ показана на рис. 4.1.

Основными техническими показателями УНЧ являются: коэффициенты усиления (по напряжению, току и мощности), входное и выходное сопротивления, выходная мощность, коэффициент полезного действия, номинальное входное напряжение (чувствительность), диапазон усиливаемых частот, динамический диапазон амплитуд и уровень собственных помех, а также показатели, характеризующие нелинейные, частотные и фазовые искажения усиливаемого сигнала.

Коэффициент усиления. Коэффициентом усиления по напряжению называется величина, показывающая, во сколько раз напряжение сигнала на выходе усилителя больше, чем на его входе,

$$K_U = U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}}. \quad (4.1)$$

Для многокаскадных усилителей общий коэффициент усиления равен произведению коэффициентов усиления отдельных каскадов

$$K_U = K_{U1}K_{U2} \dots K_{Un}. \quad (4.2)$$

Коэффициент усиления, вычисленный по формуле (4.1), представляет собой безразмерную величину. В электронике получил распространение способ выражения усилительных свойств в логарифмических единицах — децибелах (дБ). Коэффициент усиления, выраженный в децибелах,

$$K_{U[\text{дБ}]} = 20 \lg (U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}}) = 20 \lg K_U. \quad (4.3)$$

Обратный переход от децибел к безразмерному числу производится с помощью выражения

$$K_U = 10^{K_{U[\text{дБ}]} / 20}. \quad (4.4)$$

Коэффициент усиления многокаскадного усилителя, выраженный в децибелах, представляет собой сумму коэффициентов усиления отдельных каскадов усилителя,

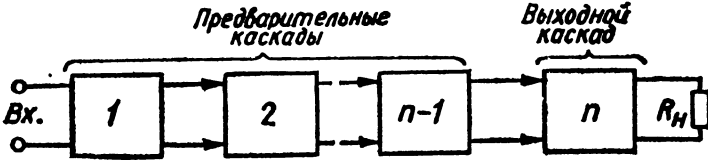


Рис. 4.1. Структурная схема УНЧ

выраженных в тех же единицах, т. е.

$$K_{U[\text{дБ}]} = K_{U1[\text{дБ}]} + K_{U2[\text{дБ}]} + \dots + K_{Un[\text{дБ}]}. \quad (4.5)$$

Кроме коэффициента усиления по напряжению, пользуются коэффициентами усиления по току и по мощности, которые также могут быть выражены в децибелах. Например, если мощность сигнала на входе усилителя имела значение $P_{\text{вх}}$, а затем повысилась до $P_{\text{вых}}$, то коэффициент усиления по мощности в децибелах

$$K_{P[\text{дБ}]} = 10 \lg P_{\text{вых}} / P_{\text{вх}}. \quad (4.6)$$

Входное и выходное сопротивления. Усилитель можно рассматривать как активный четырехполюсник, к входным зажимам которого подключается источник усиливаемого сигнала, а к выходным — сопротивление нагрузки. На рис. 4.2 изображена одна из возможных эквивалентных схем усилительного каскада. Источник входного сигнала показан в виде генератора напряжения с ЭДС $E_{\text{вх}}$, имеющего внутреннее сопротивление $R_{\text{и}}$. Со стороны выхода усилитель представлен в виде генератора напряжения с ЭДС $E_{\text{вых}}$ и внутренним сопротивлением $R_{\text{вых}}$. Усилитель одновременно является нагрузкой для источника сигнала и источником сигнала для внешней нагрузки $R_{\text{н}}$, причем нагрузкой усилителя может быть не только окончательное устройство (потребитель), но и вход следующего каскада усилителя.

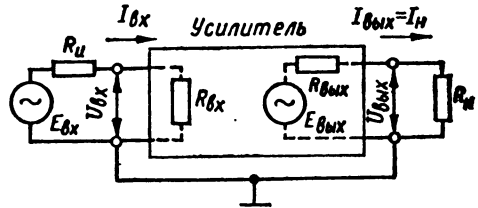


Рис. 4.2. Усилитель как четырехполюсник

Входное сопротивление усилителя в любом случае представляет собой сопротивление между входными зажимами усилителя

$$R_{\text{вх}} = U_{\text{вх}} / I_{\text{вх}}. \quad (4.7)$$

Выходное сопротивление $R_{\text{вых}}$ определяют между выходными зажимами усилителя при отключенном сопротивлении нагрузки $R_{\text{н}}$.

Выходная мощность. При активном характере сопротивления нагрузки выходная мощность усилителя

$$P_{\text{вых}} = U_{\text{вых}}^2 / R_{\text{н}} = U_{\text{т вых}}^2 / 2R_{\text{н}}, \quad (4.8)$$

где $U_{\text{вых}}$ — действующее, а $U_{\text{т вых}}$ — амплитудное значение выходного напряжения.

Выходная мощность — это полезная мощность, развиваемая усилителем в нагрузочном сопротивлении.

Коэффициент полезного действия. Этот показатель особенно важно учитывать для усилителей средней и большой мощности, так как он позволяет оценить их экономич-

ность. Численно КПД равен, %

$$\eta = (P_{\text{вых}}/P_0) 100, \quad (4.9)$$

где P_0 — мощность, потребляемая усилителем от всех источников питания.

Номинальное входное напряжение (чувствительность). Номинальным входным напряжением называется напряжение, которое нужно подвести к входу усилителя, чтобы получить на выходе заданную мощность. Входное напряжение зависит от типа источника усиливаемых колебаний. Чем меньше величина входного напряжения, обеспечивающего требуемую выходную мощность, тем выше чувствительность усилителя.

Диапазон усиливаемых частот. Диапазоном усиливаемых частот, или полосой пропускания усилителя, называется та область частот, в которой коэффициент усиления изменяется не больше, чем это допустимо по техническим условиям. Допустимые изменения коэффициента усиления в пределах полосы пропускания зависят от назначения и условий работы усилителя. В УНЧ, например, эти изменения обычно не превышают 3 дБ.

Уровень собственных помех усилителя. Динамический диапазон амплитуд. Причины возникновения помех на выходе усилителя различны. Их можно разделить на три основные группы: тепловые шумы, шумы усилительных элементов, помехи из-за пульсаций напряжения питания и наводок со стороны внешних электрических и магнитных полей.

На общий уровень помех усилителя большое влияние имеют пульсации напряжений источников питания, а также наводки со стороны внешних электрических и магнитных полей. Уменьшить эти помехи можно, применяя дополнительные сглаживающие фильтры на выходе источников питания и тщательную экранировку наиболее ответственных цепей усилителя (главным образом входных).

Отношение амплитуд наиболее сильного и наиболее слабого сигналов на входе усилителя называют динамическим диапазоном амплитуд. Динамический диапазон обычно выражают в децибелах

$$D_{[\text{дБ}]} = 20 \lg (U_{\text{вх max}}/U_{\text{вх min}}). \quad (4.10)$$

Уровень самого слабого усиливаемого сигнала ограничивается уровнем помех, самого сильного — искажениями сигнала из-за нелинейности вольт-амперных характеристик транзисторов. Для хорошего качества воспроизводимого сигнала динамический диапазон амплитуд должен составлять примерно 60 дБ.

Искажения в усилителях. При усилении электрических сигналов могут возникнуть нелинейные, частотные и фазовые искажения.

Нелинейные искажения представляют собой изменение формы кривой усиливаемых колебаний, вызванное нелинейными свойствами цепи, через которую эти колебания проходят. Основной причиной появления нелинейных искажений в усилителе является нелинейность характеристик усилительных элементов, а также характеристик намагничивания трансформаторов или дросселей с сердечниками. В результате нелинейных искажений форма сигнала на выходе усилителя отличается от формы сигнала на входе; в выходном сигнале появляется ряд дополнительных гармоник, частота которых в два, три, четыре и т. д. раз больше основной частоты. Степень нелинейных искажений характеризуется коэффициентом нелинейных искажений (коэффициентом гармоник).

Коэффициент каждой из гармоник определяется по формулам:

$$\text{для второй гармоники } \gamma_2 = I_2/I_1 = U_2/U_1;$$

$$\text{для третьей гармоники } \gamma_3 = I_3/I_1 = U_3/U_1 \text{ и т. д.}$$

Степень нелинейных искажений усилителя обычно оценивают величиной коэффициента нелинейных искажений (коэффициента гармоник)

$$K_{\Gamma} = \sqrt{\gamma_2^2 + \gamma_3^2 + \dots + \gamma_n^2} = \sqrt{(P_2 + P_3 + \dots + P_n)/P_1}, \quad (4.11)$$

де $P_2 + P_3 + \dots + P_n$ — сумма электрических мощностей, выделяемых на нагрузке гармониками, появившимися в результате нелинейного усиления; P_1 — электрическая мощность первой гармоники.

В случаях, когда сопротивление нагрузки имеет одну и ту же величину для всех гармонических составляющих усиленного сигнала, коэффициент нелинейных искаже-

ний определяется по формуле

$$K_{\Gamma} = \sqrt{(I_2^2 + I_3^2 + \dots + I_n^2)/I_1^2} = \sqrt{(U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2)/U_1^2}, \quad (4.12)$$

где $I_1, I_2, I_3, \dots, I_n$ — действующие (или амплитудные) значения соответствующих гармоник тока на выходе; $U_1, U_2, U_3, \dots, U_n$ — действующие (или амплитудные) значения соответствующих гармоник выходного напряжения.

При определении коэффициента нелинейных искажений обычно достаточно учесть влияние только второй и третьей гармоник, так как амплитуда гармонических составляющих более высоких частот мала.

Коэффициент нелинейных искажений обычно выражают в процентах. Общая величина нелинейных искажений на выходе усилителя, созданных отдельными его каскадами, определяется по формуле

$$K_{\Gamma.общ} = K_{\Gamma 1} + K_{\Gamma 2} + \dots + K_{\Gamma n}, \quad (4.13)$$

где $K_{\Gamma 1}, K_{\Gamma 2}, \dots, K_{\Gamma n}$ — нелинейные искажения, вносимые каждым каскадом усилителя.

Допустимая величина коэффициента нелинейных искажений всецело зависит от назначения усилителя. В усилителях контрольно-измерительной аппаратуры, например, допустимое значение K_{Γ} составляет десятые доли процента.

Частотными называются искажения, обусловленные изменением величины коэффициента усиления на различных частотах. Причиной частотных искажений является наличие в схеме усилителя реактивных элементов — конденсаторов, катушек индуктивности, междуэлектродных емкостей усилительных элементов, емкости монтажа и т. д.

Частотные искажения, вносимые усилителем, оценивают по его амплитудно-частотной характеристике, представляющей собой график зависимости коэффициента усиления от частоты усиливаемого сигнала. Форма частотной характеристики определяется типом и назначением усилителя. Типичная частотная характеристика УНЧ приведена на рис. 4.3 (изменение усиления K_f на разных частотах по отношению к коэффициенту усиления K_{cp} в области средних частот выражается в децибелах, масштаб по оси частот — логарифмический).

Степень искажений на отдельных частотах выражается коэффициентом частотных искажений M , равным отношению коэффициента усиления на средней частоте K_{cp} к коэффициенту усиления на данной частоте K_f

$$M = K_{cp}/K_f. \quad (4.14)$$

Обычно наибольшие частотные искажения возникают на границах диапазона частот f_n и f_b . Коэффициенты частотных искажений в этом случае равны

$$M_n = K_{cp}/K_n; \quad M_b = K_{cp}/K_b, \quad (4.15)$$

где K_n и K_b — соответственно коэффициенты усиления на нижних и верхних частотах диапазона.

Из определения коэффициента частотных искажений следует, что если $M > 1$, то частотная характеристика в области данной частоты имеет завал, а если $M < 1$ — то подъем. Идеальной частотной характеристикой УНЧ является горизонтальная прямая (линия AB).

Коэффициент частотных искажений многокаскадного усилителя равен произведению коэффициентов частотных искажений отдельных каскадов

$$M = M_1 M_2 M_3 \dots M_n. \quad (4.16)$$

Следовательно, частотные искажения, возникающие в одном каскаде усилителя, могут быть скомпенсированы в другом таким образом, чтобы общий коэффициент частотных искажений не превышал заданное значение. Коэффициент частотных иска-

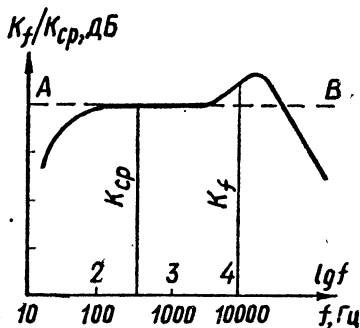


Рис. 4.3. Примерный вид амплитудно-частотной характеристики УНЧ

жени, так же как и коэффициент усиления, удобно выражать в децибелах

$$M_{[\text{дБ}]} = 20 \lg M. \quad (4.17)$$

В случае многокаскадного усилителя

$$M_{[\text{дБ}]} = M_{1[\text{дБ}]} + M_{2[\text{дБ}]} + \dots + M_{n[\text{дБ}]} \quad (4.18)$$

Допустимая величина частотных искажений зависит от назначения усилителя. Следует иметь в виду, что частотные искажения в усилителе всегда сопровождаются появлением сдвига фаз между входным и выходным сигналами, т. е. фазовыми искажениями. При этом под фазовыми искажениями понимают лишь сдвиги, создаваемые реактивными элементами усилителя, поворот фазы самим усилительным элементом во внимание не принимается.

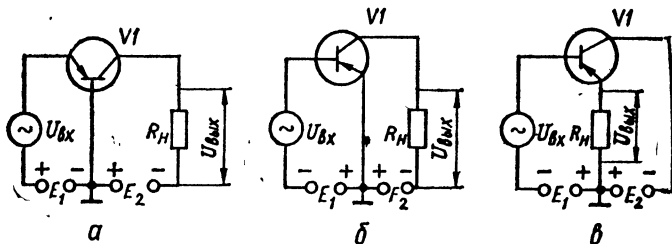


Рис. 4.4. Схемы включения транзистора:

а — с общей базой; б — с общим эмиттером; в — с общим коллектором

4.1.1. Типовые схемы усилительных каскадов на биполярных транзисторах.

Характерной особенностью современных транзисторных УНЧ является исключительное многообразие схем, по которым они могут быть построены. Однако среди этого многообразия можно выделить наиболее типичные схемы, содержащие элементы и цепи, которые чаще всего встречаются в усилительных устройствах. Ниже приводятся некоторые типовые схемы каскадов УНЧ на биполярных транзисторах и указаны основные режимы их работы.

Транзистор можно включить в усилительный каскад тремя способами: по схеме с общей базой, по схеме с общим эмиттером и по схеме с общим коллектором (рис. 4.4).

Усилительный каскад, собранный по схеме с общей базой, обладает малым входным сопротивлением (порядка десятков ом) и большим выходным сопротивлением (сотни килоом). Низкое входное сопротивление каскада с общей базой является его существенным недостатком. Между каскадами, собранными по схеме с общей базой, приходится включать специальные согласующие устройства (например, понижающие трансформаторы), что ограничивает применение данной схемы в усилительных устройствах.

Основной особенностью схемы с общим эмиттером является то, что входным током в ней выступает малый по величине ток базы. Поэтому входное сопротивление каскада с общим эмиттером выше, чем входное сопротивление каскада с общей базой. Выходное сопротивление в схеме с общим эмиттером также достаточно велико (порядка десятков килоом). Это позволяет в многокаскадном усилителе обойтись без специальных согласующих устройств между каскадами. Поэтому схема с общим эмиттером является наиболее распространенной.

Входное сопротивление схемы с общим коллектором очень велико (порядка десятков и сотен килоом), а выходное, наоборот, мало и составляет лишь десятки или сотни ом. Поэтому каскад с общим коллектором не дает усиления сигнала по напряжению и имеет сравнительно небольшой коэффициент усиления по мощности. Данная схема применяется в основном для согласования сопротивлений между отдельными каскадами усилителя или между выходом усилителя и низкоомной нагрузкой. Каскад с общим коллектором целесообразно также использовать на входе усилителя в тех случаях, когда входное сопротивление каскада с общим эмиттером оказывается недостаточным для согласования усилителя с источником входного сигнала.

Приведенные на рис. 4.4 схемы включения транзистора являются упрощенными.

В практических схемах транзисторных усилительных каскадов имеется ряд дополнительных элементов.

Типовая схема одного из наиболее распространенных каскадов предварительного усиления — резистивного каскада с общим эмиттером — приведена на рис. 4.5. В этой схеме резисторы $R1$ и $R2$, подключенные к источнику питания E_k , составляют делитель напряжения. Напряжения, снимаемые с резисторов $R1$ и $R2$, используются для питания эмиттерного и коллекторного $p - n$ -переходов транзистора. Цепочка $R_5 C_2$ представляет собой развязывающий фильтр. Стабилизация режима работы транзистора осуществляется за счет введения в цепь эмиттера резистора $R4$. Падение на-

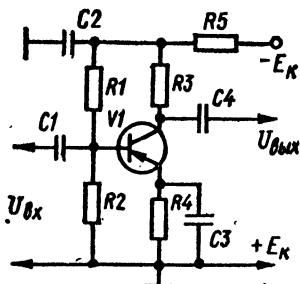


Рис. 4.5. Схема резистивного каскада с общим эмиттером

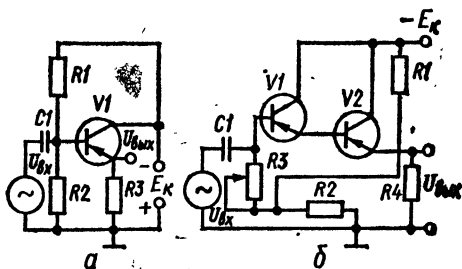


Рис. 4.6. Усилительный каскад на транзисторе с общим коллектором:

а — обычная схема; б — схема с составным транзистором

пряжения на резисторе, пропорциональное току эмиттера, является обратной связью по постоянному току, которая автоматически стабилизирует режим работы каскада при изменении параметров транзистора. Для устранения отрицательной обратной связи по переменному току, снижающей коэффициент усиления каскада по напряжению, резистор $R4$ шунтируется конденсатором $C3$ достаточно большой емкости. Конденсаторы $C1$ и $C4$ разделительные.

В схемах с общим коллектором резистор $R3$, являющийся фактически сопротивлением нагрузки, конденсатором не шунтируется (рис. 4.6, а). Поэтому в схеме существует глубокая отрицательная обратная связь по переменному току. Этим и объясняется высокое входное сопротивление каскада и низкий коэффициент усиления сигнала по напряжению.

Входное сопротивление каскада, приведенного на рис. 4.6, а, обычно составляет десятки килоом. Для увеличения входного сопротивления каскада до сотен килоом и выше целесообразно применять схему, приведенную на рис. 4.6, б. В ней в отличие от рис. 4.6, а используется составной транзистор и исключен низкоомный делитель напряжения в цепи базы. Вместо этого делителя используется цепочка, состоящая из резисторов $R1$, $R2$ и $R3$. Напряжение, снимаемое с резистора $R2$, через высокоомный резистор $R3$ (порядка 2—3 МОм) подается на базу транзистора $V1$.

Применение составного транзистора позволяет получить коэффициент усиления каскада по мощности порядка 20—30 дБ. Обычно каскад, собранный по схеме с общим коллектором, называют *эмиттерным повторителем*.

Выходной каскад усилителя предназначен для отдачи требуемой величины мощности сигнала в заданное сопротивление нагрузки.

Величина максимальной неискаженной мощности и КПД оконечного каскада зависят от типа транзистора, режима работы и схемы каскада. При небольшой выходной мощности (от милливатт до десятых долей ватта) в каскадах мощного усиления применяют те же транзисторы, что и в предварительных каскадах. Для получения средней и большой мощности (единицы — десятки ватт) используют специальные мощные транзисторы. Большое значение для нормальной работы выходного каскада транзисторного усилителя имеет тепловой режим транзистора. Известно, что при превышении максимальной допустимой мощности, рассеиваемой в $p - n$ -переходах, которая существенно зависит от температуры окружающей среды, происходит тепловой пробой транзистора. При наличии дополнительного радиатора тепловой режим транзи-

стора заметно улучшается. Выходные каскады усилителей могут быть построены по однотактной или двухтактной схемам, существенно отличающимся друг от друга (рис. 4.7). Двухтактный каскад отдает вдвое большую мощность, чем однотактный, имеет трансформатор без постоянного подмагничивания и допускает в несколько раз большую пульсацию источника питания. Кроме того, двухтактный каскад характеризуется более высоким КПД.

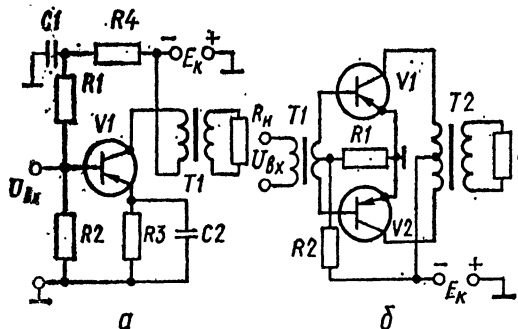


Рис. 4.7. Выходные каскады усилителей на транзисторах:

а — однотактная; б — двухтактная

Однако для его работы необходимы два транзистора, выходной трансформатор с удвоенным числом витков первичной обмотки и средней точкой, а также фазоинверсная схема предыдущего каскада или еще один (входной) трансформатор со средней точкой.

Значительное распространение в современных транзисторных усилителях получили бестрансформаторные схемы выходных каскадов, отличающиеся высокой экономичностью, малыми габаритами и массой [28, 40]. Одна из типичных схем таких каскадов показана на рис. 4.8.

4.1.2. Режимы работы усилительных каскадов. Режим работы усилительного каскада зависит от расположения рабочей точки на проходной динамической характеристике транзистора, представляющей собой график зависимости $I_{\text{вых}} = f(U_{\text{вх}})$ при $R_{\text{н}} = \text{const}$. На рис. 4.9 приведены графики, иллюстрирующие работу усилительного каскада в режимах класса А, В и АВ. При этом предполагается, что выходным током транзистора является ток коллектора, а входное напряжение для схемы с общим эмиттером представляет собой напряжение $U_{\text{БЭ}}$ между базой и эмиттером.

Для работы каскада в режиме А на базу подается такое напряжение смещения, чтобы рабочая точка P , определяющая исходное состояние схемы при отсутствии вход-

ного сигнала, располагалась примерно на середине прямолинейного участка характеристики (рис. 4.9, а). В этом режиме напряжение смещения $U_{\text{БЭр}}$ по абсолютной величине всегда больше амплитуды входного сигнала $|U_{\text{БЭр}}| \geq U_{\text{мвх}}$, а ток покоя $I_{\text{кр}}$ всегда больше амплитуды переменной составляющей выходного тока ($I_{\text{кр}} \geq I_{\text{км}}$). Поэтому в режиме А при подаче на вход каскада синусоидального напряжения в выходной цепи будет протекать ток, изменяющийся также по синусоидальному закону. Это обуславливает минимальные нелинейные искажения сигнала. Однако этот режим является наименее экономичным. Дело в том, что полезной является лишь мощность, выделяемая в выходной цепи за счет переменной составляющей выходного тока, а потребляемая мощность определяется значительно большей величиной постоянной составляющей. Поэтому КПД усилительного каскада в режиме А составляет лишь (20...30)%. Обычно в этом режиме работают каскады предварительного усиления или маломощные выходные каскады.

В режиме В (рис. 4.9, б) рабочая точка выбирается так, чтобы ток покоя был равен нулю. При подаче на вход сигнала ток в выходной цепи каскада протекает лишь в течение половины периода изменения напряжения сигнала. В этом случае выходной

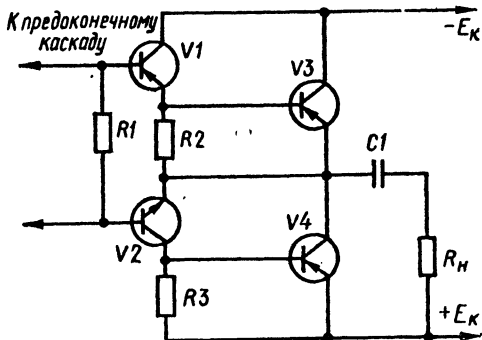


Рис. 4.8. Схема выходного бестрансформаторного каскада УНЧ

ток имеет форму импульсов с углом отсечки $\Theta = \pi/2$ (углом отсечки принято называть половину той части периода, в течение которой проходит ток). Режим В характеризуется высоким КПД усилителя ((60 ... 70) %), так как постоянная составляющая выходного тока значительно меньше, чем в режиме А. Однако режим В характеризуется большими нелинейными искажениями сигнала, и поэтому используется главным образом в мощных двухтактных каскадах. Режим АВ является промежуточным между режимами А и В (рис. 4.9, в).

4.1.3. Технические условия на проектирование УНЧ. Расчет усилителя состоит из двух последовательных этапов.

Предварительный (эскизный) расчет. Задачей предварительного расчета является:

1. Разработка технического задания, т. е. определение основных показателей, которыми должен обладать проектируемый усилитель. В техническом задании должны быть приведены следующие основные исходные данные: напряжение $U_{вх}$ источника входного сигнала; диапазон частот усиливаемого сигнала $f_{н} \dots f_{в}$; напряжение $U_{вых}$ и мощность $P_{вых}$ на выходе усилителя; величина сопротивления нагрузки $R_{н}$; величина допустимых частотных искажений на крайних частотах диапазона $M_{н}$ и $M_{в}$; величина допустимых нелинейных искажений $K_{Г}$; система питания усилителя.

К этим основным исходным данным могут быть добавлены специальные требования, обусловленные назначением и условиями работы усилителя.

В некоторых случаях в задании на проектирование усилителя указываются все или большинство исходных данных. При этом задача существенно облегчается и необходимо лишь руководствоваться этими данными в дальнейших расчетах. Однако во многих случаях известными являются лишь некоторые данные, например назначение усилителя, его выходная мощность и тип источника входного сигнала. В этом случае остальные исходные данные для расчета должны быть специально разработаны в соответствии с конкретными особенностями усилителя и условиями его эксплуатации.

2. Составление структурной схемы проектируемого усилителя с указанием технических требований к отдельным ее узлам. При этом необходимо ориентировочно подобрать типы транзисторов отдельных каскадов, распределить по каскадам требуемое значение коэффициента усиления, допустимые частотные и нелинейные искажения, в случае необходимости предусмотреть введение отрицательной обратной связи, наметить основные регулировки — усиления, тембра и т. д.

Окончательный расчет. Эта часть проекта является основной. Расчету и окончательному выбору подлежат все элементы схем отдельных каскадов (начиная с послед-

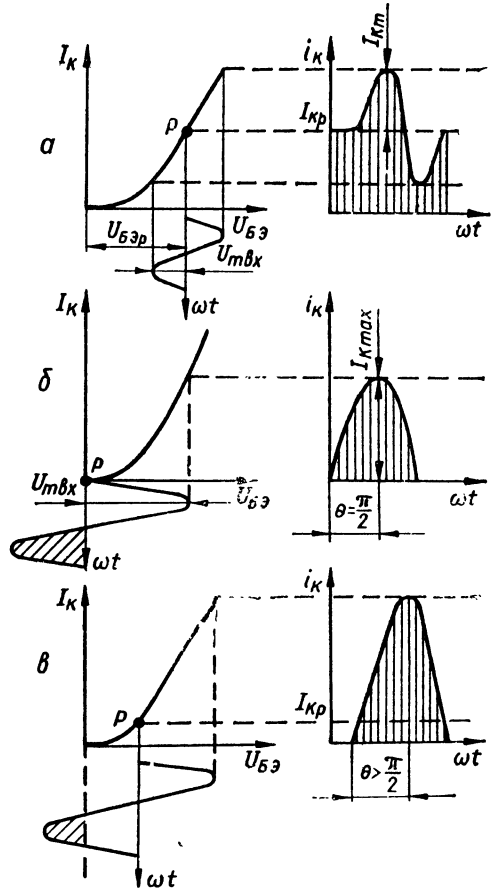


Рис. 4.9. Графики, иллюстрирующие работу усилительного каскада в режимах: а — класса А; б — класса В; в — класса АВ

него — окончено) и режимы работы усилительных элементов. Кроме того, проверяется выполнение требований технического задания в отношении допустимых частотных и нелинейных искажений, рассчитываются основные регуляторки, составляется полная принципиальная схема рассчитанного усилителя. Следует отметить, что в процессе расчета ряд вопросов, как, например, эффективность экранировки отдельных каскадов и всего усилителя в целом, уровень помех, влияние колебаний напряжения источников питания, смены транзисторов и т. д., обычно не решается, так как экспериментальная проверка и испытания усилителя дают более надежные результаты, чем расчет, и зачастую их выполнение занимает меньше времени и средств.

4.1.4. Порядок предварительного расчета УНЧ. Предварительный расчет УНЧ начинают с разработки технического задания. В первую очередь необходимо уточнить три важнейших показателя: требуемую выходную мощность $P_{\text{вых}}$, напряжение на входе $U_{\text{вх}}$ и сопротивление нагрузки $R_{\text{н}}$.

Величина $P_{\text{вых}}$ зависит от назначения усилителя и, как правило, задается до начала проектирования. Что же касается значений $U_{\text{вх}}$ и $R_{\text{н}}$, то они определяются в зависимости от типа источника входного сигнала и конкретного оконечного устройства, на которое работает проектируемый усилитель.

В табл. 4.1 и 4.2 приведены основные данные некоторых источников входного сигнала и громкоговорителей, используемых в устройствах звукоусиления.

Диапазон частот усилителя определяют путем сравнения полосы частот источника входного сигнала и оконечного устройства. При этом следует стремиться к тому, чтобы усилитель не ограничивал полосу частот усиливаемого сигнала. Например, в соответствии с табл. 4.1 динамический микрофон может воспроизводить полосу частот от 50 до 10 000 Гц. Предположим, что усилитель работает на динамический громкоговоритель типа ЗГД-32 с полосой частот (80...12 500) Гц (табл. 4.2). В этом случае диапазон частот рассчитываемого усилителя может быть принят $f_{\text{н}} \dots f_{\text{в}} = (80 \dots 10\,000)$ Гц, поскольку частоты ниже 80 Гц не сможет воспроизвести громкоговоритель, а частоты выше 10 000 Гц — микрофон.

Допустимые значения коэффициентов нелинейных и частотных искажений в усилителе всецело зависят от его назначения. В некоторых случаях эти значения выбираются в соответствии с требованиями действующих стандартов, определяющих электрические параметры электронной аппаратуры того или иного вида. Так, для трактов усиления звуковых частот бытовой аппаратуры допустимый коэффициент гармоник должен быть в пределах от 1,5 до 4%. Для усилителей, входящих в радиовещательный тракт высшего класса, неравномерность амплитудно-частотной характеристики в рабочем диапазоне частот ((300...16 000) Гц) не должна быть больше 2 дБ на весь усилитель.

Необходимо отметить, что малая величина нелинейных искажений может быть достигнута при использовании в усилителе достаточно глубокой отрицательной обратной связи. При этом одновременно улучшаются и другие показатели усилителя (стабильность работы, равномерность амплитудно-частотной характеристики и т. д.) при относительно небольшом усложнении его схемы [9, 18, 41].

При расчете усилителей, помимо указанных выше параметров, могут быть заданы также пределы изменения окружающей температуры ($t_{\text{окр min}} \dots t_{\text{окр max}}$), глубина регуляции усиления (N дБ) и другие специальные параметры, обусловленные назначением и условиями эксплуатации проектируемого устройства.

После обоснования исходных данных на проектирование усилителя следует перейти к разработке его структурной схемы. Для этого необходимо выполнить следующие расчеты.

1. Находим мощность сигнала на входе усилителя. При этом учитываем, что наибольшую мощность источник тока отдает в цепь нагрузки в том случае, когда сопротивление нагрузки оказывается равным внутреннему сопротивлению источника. В этом случае

$$P_{\text{вх}} = U_{\text{вх}}^2 / 4R_{\text{н}}, \quad (4.19)$$

где $U_{\text{вх}}$ — действующее значение напряжения источника сигнала; $R_{\text{н}}$ — внутреннее сопротивление источника сигнала (табл. 4.1).

2. Определяем требуемый коэффициент усиления по мощности всего усилителя. В общем случае входное сопротивление первого каскада усилителя отличается от

Таблица 4.1. Ориентировочные параметры некоторых источников сигнала УНЧ

Тип источника	Рабочий диапазон частот, Гц	Внутреннее сопротивление, Ом	Выходное напряжение, мВ
Микрофон электродинамический конденсаторный или электретный	50...10 000	250...600	0,1...60
Звукосниматель электромагнитный пьезоэлектрический	50...20 000 50...6000 50...7000	250...600 200...1000 (30...100)·10 ³	0,2...1,7 50...70 (0,5...2)·10 ³
Магнитная головка Детектор транзисторного радиоприемника	50...10 000 50...6000	До 10 ⁵ (2...20) 10 ³	0,25...3 (0,2...2)·10 ³

Таблица 4.2. Основные параметры некоторых электродинамических громкоговорителей

Тип	Номинальная мощность, Вт	Номинальное сопротивление, Ом	Диапазон частот, Гц	Нервно-мерность частотной характеристики, дБ	Габаритные размеры (в плане), мм	Высота, мм	Масса, кг
0,25ГД-10	0,25	8	315...5000	15	63×63	29,5	0,028
0,5ГД-30	0,5	15	125...10 000	14	80×125	47	0,19
0,5ГД-31	0,5	15	200...10 000	14	80×125	42	0,19
0,5ГД-37	0,5	8	315...7000	15	80×80	37,5	0,135
1ГД-39Е	1,0	8	200...6300	14	100×100	36	0,20
1ГД-37	1,0	8	100...10 000	10	100×160	65	0,27
1ГД-40Р	1,0	8	100...10 000	12	100×160	45	0,25
1ГД-48	1,0	8	100...10 000	12	100×160	63	0,27
2ГД-38	2,0	4	100...12 500	12	100×160	58	0,28
2ГД-40	2,0	—	100...12 500	12	100×160	47	0,32
3ГД-32	3,0	4	80...12 500	12	125×200	77	0,52
3ГД-38Е	3,0	4	80...12 500	14	160×160	55	0,29
3ГД-40	3,0	4	80...12 500	14	160×100	58	0,3
4ГД-8Е	4,08	4	125...7100	14	125×125	49	0,62
4ГД-35	4,0	4/12	63...12 500	14	200×200	74	0,90
4ГД-36	4,0	4/12	63...12 500	14	200×200	85	0,65
10ГД-36	10,0	4	63...20 000	14	200×200	87	1,40
15ГД-11	15,0	4/8	250...5000	14	125×125	75	1,25
6ГД-6	6,0	4	63...5000	15	125×125	80	1,5
10ГД-30Е	10,0	7	63...5000	15	240×240	116	2,4
10ГД-34	10,0	4	63...5000	14	125×125	73	1,25
25ГД-26	25,0	4	40...5000	14	200×200	125	2,5
30ГД-1	30,0	4/8	80...1000	14	250×250	151	6,0
0,5ГД-36	0,5	10	1000...16 000	16	80×80	34,5	0,08
1ГД-3	1,0	12,5	5000...18 000	10	70×70	33	0,18
2ГД-36	2,0	8	3000...20 000	12	50×80	35	0,09
3ГД-2	3,0	15	5000...18 000	10	63×63	31	0,20
3ГД-31	3,0	8	3000...18 000	15	100×100	48	0,3
6ГД-11	6,0	8	3000...20 000	14	50×50	48	0,33
10ГД-35	10,0	15	5000...25 000	14	100×100	47	1,0
6ГД-13	6,0	8	3000...20 000	12	100×100	45	1,0

Таблица 4.3. Основные параметры транзисторов средней и большой мощности низкой частоты¹

Тип транзистора	$R_{т. п-с}$, °C/Вт	$P_{К\max}$ ($R_{К\max,т.}$), Вт	$t_{окр}$, °C	Предельные режимы при $t_{окр} = 25$ °C					$I_{КВ0}$ (КЭ0), мА	h_{21s} ($h_{21Э}$)	$h_{21б}$ (гр), МГц	
				$I_{К\max}$ ($I_{К, и\max}$), А	$I_{Б\max}$ ($I_{Б, и\max}$), А	$I_{КБ\max}$ ($I_{КБ, и\max}$), В	$U_{ЭБ\max}$ ($U_{ЭБ, и\max}$), В	$U_{КЭ\max}$ ($U_{КЭ, и\max}$), В				
Транзисторы средней мощности												
ГТ402Д	100	0,6	-40...+55	0,5	—	—	—	—	25	0,025	30...80	1
ГТ402Е	100	0,6	-40...+55	0,5	—	—	—	—	25	0,025	60...150	1
ГТ402Ж	100	0,6	-40...+55	0,5	—	—	—	—	40	0,025	30...80	1
ГТ402И	100	0,6	-40...+55	0,5	—	—	—	—	40	0,025	60...150	1
ГТ403А	100	0,6	-55...+70	1,25	0,4	45	20	30	30	0,05	20...60	0,008
ГТ403Б	100	0,6	-55...+70	1,25	0,4	45	20	30	30	0,05	50...150	0,008
ГТ403В	100	0,6	-55...+70	1,25	0,4	60	20	45	45	0,05	20...60	0,008
ГТ403Г	100	0,6	-55...+70	1,25	0,4	60	20	45	45	0,05	50...150	0,008
ГТ403Д	100	0,6	-55...+70	1,25	0,4	60	20	45	45	0,05	20...60	0,008
ГТ403Е	100	0,6	-55...+70	1,25	0,4	80	20	60	60	0,07	50...150	0,006
ГТ403Ж	100	0,6	-55...+70	1,25	0,4	80	20	60	60	0,07	50...150	0,006
ГТ403И	100	0,6	-55...+70	1,25	0,4	80	20	60	60	0,07	(30)	0,008
ГТ403Ю	100	0,6	-55...+70	1,25	0,4	45	20	30	30	0,05	20...60	0,008
ГТ404А	100...150	0,3...0,6	-40...+55	0,5	—	—	—	—	25	0,025	30...60	1
ГТ404Б	100...150	0,3...0,6	-40...+55	0,5	—	—	—	—	25	0,025	(30...80)	1
ГТ404В	100...150	0,3...0,6	-40...+55	0,5	—	—	—	—	40	0,025	(60...150)	1
ГТ404Г	100...150	0,3...0,6	-40...+55	0,5	—	—	—	—	40	0,025	(30...80)	1
ГТ404Д	100...150	0,3...0,6	-40...+55	0,5	—	—	—	—	25	0,025	(60...150)	1
ГТ404Е	100...150	0,3...0,6	-40...+55	0,5	—	—	—	—	25	0,025	(30...80)	1
ГТ404Ж	100...150	0,3...0,6	-40...+55	0,5	—	—	—	—	40	0,025	(60...150)	1
ГТ404И	100...150	0,3...0,6	-40...+55	0,5	—	—	—	—	40	0,025	(30...80)	1
ГТ405А	100	0,6	-40...+55	0,5	—	—	—	—	40	0,025	(60...150)	1
ГТ405Б	100	0,6	-40...+55	0,5	—	—	—	—	25	0,025	(30...80)	1
ГТ405В	100	0,6	-40...+55	0,5	—	—	—	—	25	0,025	(60...150)	1
ГТ405Г	100	0,6	-40...+55	0,5	—	—	—	—	40	0,025	(30...80)	1
ГТ405Г	100	0,6	-40...+55	0,6	—	—	—	—	40	0,025	(60...150)	1

Транзисторы большой мощности

ГТ701А	1,2	50 (150)	-55...+70	12	0,15	—	15	55 (100)	6	(10)	0,05
ИТ702А	10	(150)	-60...+70	30	5	60	4	60	12	(15...100)	—
ИТ702Б	10	(150)	-60...+70	30	5	60	4	60	12	(15...100)	—
ИТ702В	10	(150)	-60...+70	30	5	60	4	40	12	(20)	—
ГТ703А	30	(15)	-40...+55	3,5	—	—	—	(25)	0,5	(30...70)	0,01
ГТ703Б	30	(15)	-40...+55	3,5	—	—	—	(25)	0,5	(50...150)	0,01
ГТ703В	30	(15)	-40...+55	3,5	—	—	—	(35)	0,5	(30...70)	0,01
ГТ703Г	30	(15)	-40...+55	3,5	—	—	—	(35)	0,5	(50...150)	0,01
ГТ703Д	30	(15)	-40...+55	3,5	—	—	—	(50)	0,5	(20...45)	0,01
КТ704А	5	15	-45...+85	2,5; (4)	2	—	4	(1000)	5	(10...100)	(3)
КТ704Б	5	15	-45...+85	2,5; (4)	2	—	4	(700)	5	(10...100)	(3)
КТ704В	5	15	-45...+85	2,5; (4)	2	—	4	(500)	5	(10)	(3)
ГТ705А	30	1,6; (15)	-40...+55	3,5	—	—	—	(25)	0,5	(30...70)	0,01
ГТ705Б	30	1,6; (15)	-40...+55	3,5	—	—	—	(25)	0,5	(50...100)	0,01
ГТ705В	30	1,6; (15)	-40...+55	3,5	—	—	—	(35)	0,5	(30...70)	0,01
ГТ705Г	30	1,6; (15)	-40...+55	3,5	—	—	—	(35)	0,5	(50...100)	0,01
ГТ705Д	30	1,6; (15)	-40...+55	3,5	—	—	—	(25)	0,5	(90...250)	0,01

¹ Приняты следующие обозначения: $R_{т.п.-с}$ — тепловое сопротивление транзистора (коллекторный переход — окружающая среда); $P_{К тах}$ — максимально допустимая постоянная рассеиваемая мощность коллектора; $P_{К тах т}$ — максимально допустимая постоянная рассеиваемая мощность коллектора с теплоотводом; $t_{окр}$ — температура окружающей среды; $I_{К тах}$ — максимально допустимый постоянный ток коллектора; $I_{К тах п}$ — максимально допустимый импульсный ток коллектора; $I_{Б тах}$ — максимально допустимый постоянный ток базы; $I_{Б тах п}$ — максимально допустимый импульсный ток базы; $U_{КБ тах}$ — максимально допустимое постоянное напряжение коллектор — база; $U_{КВ}$, и $тах$ — максимально допустимое импульсное напряжение коллектор — база; $U_{ЭБ тах}$ — максимально допустимое постоянное напряжение эмиттер — база; $U_{ЭВ}$, и $тах$ — максимально допустимое импульсное напряжение коллектор — база; $U_{КЭ тах}$ — максимально допустимое постоянное напряжение коллектор — эмиттер; $U_{КЭ}$, и $тах$ — максимально допустимое напряжение эмиттер — база; $U_{КЭ тах}$ — максимально допустимое постоянное напряжение коллектор — эмиттер; $U_{КЭ}$, и $тах$ — максимально допустимое импульсное напряжение коллектор — эмиттер; $I_{КЭО}$ — обратный ток коллектора; $I_{КЭО}$ — обратный ток коллектора при разомкнутом выводе базы; $h_{21э}$ — коэффициент передачи тока bipolarного транзистора в режиме малого сигнала в схеме с общим эмиттером; $h_{21Э}$ — статистический коэффициент передачи тока bipolarного транзистора в схеме с общим эмиттером; $f_{н21б}$ — предельная частота коэффициента передачи тока bipolarного транзистора в схеме с общей базой; $f_{гр}$ — граничная частота коэффициента передачи тока в схеме с общим эмиттером.

сопротивления источника сигнала ($R_{вх1} \neq R_{и}$), а оптимальное значение сопротивления нагрузки выходного каскада не равно фактическому сопротивлению нагрузки оконечного устройства ($R_{нотт} \neq R_{н}$). Поэтому на входе и выходе усилителя не исключено применение согласующих трансформаторов, на которых будет теряться часть мощности полезного сигнала. Кроме того, в усилителях обычно используются регуляторы уровня сигнала, вносящие определенное затухание в передаваемый сигнал. Учитывая эти соображения, коэффициент усиления по мощности в общем случае рассчитываем по формуле

$$K_{Робщ} = P_{вых} / P_{вх} \eta_{т.вх} \eta_{т.вых} k_{рег}, \quad (4.20)$$

где $\eta_{т.вх}$ — КПД входного трансформатора (порядка 0,7...0,8); $\eta_{т.вых}$ — КПД выходного трансформатора (порядка 0,75...0,85); $k_{рег}$ — коэффициент передачи регулятора уровня сигнала (порядка 0,3...0,5).

Выражаем коэффициент усиления по мощности в децибелах

$$K_{Робщ[дБ]} = 10 \lg K_{Робщ}. \quad (4.21)$$

3. Предварительно выбираем схему выходного каскада, тип усилительных приборов и ориентировочную величину коэффициента усиления по мощности для выходного каскада. При этом можно руководствоваться следующими рекомендациями:

- а) при расчетной мощности выходного каскада до 50 мВт целесообразно использовать однотактную схему с маломощным транзистором в режиме класса А;
- б) при расчетной мощности, превышающей 50 мВт, следует применять двухтактную схему, режим работы которой (АВ или В) и тип транзисторов (малой, средней или большой мощности) определяются из конкретного значения $P_{вых}$.

Тип транзистора для выходного каскада выбираем по величине максимально допустимой мощности, рассеиваемой на коллекторе выходного транзистора. Для этого определяем мощность, которую должен отдавать в нагрузку транзистор выходного каскада по формуле

$$P_{вых.т} = P_{вых} / \eta_{т.вых}, \quad (4.22)$$

а затем находим мощность, потребляемую коллекторной цепью от источника питания: для однотактного каскада в режиме класса А

$$P_K = P_{вых.т} / \eta_{вых.каскад}; \quad (4.23)$$

для двухтактного каскада в режиме АВ или В

$$P_K = P_{вых.т} (1 - \eta_{вых.каскад}) / 2\eta_{вых.каскад}, \quad (4.24)$$

где $\eta_{вых.каскад}$ — КПД выходного каскада (для однотактного каскада в режиме класса А принимают $\eta_{вых.каскад} \approx 0,45$; для двухтактного каскада в режиме АВ или В $\eta_{вых.каскад} \approx 0,6...0,7$).

По найденному значению P_K выбираем тип транзистора выходного каскада. Основные параметры транзисторов средней и большой мощности низкой частоты приведены в табл. 4.3, а также в справочниках по полупроводниковым приборам [13, 16, 31, 32]. При этом необходимо выполнить условие

$$P_{K \max} \geq P_K, \quad (4.25)$$

где $P_{K \max}$ — максимально допустимая мощность, рассеиваемая на коллекторе для выбранного типа транзистора.

Если усилитель предназначен для работы в области верхних частот низкочастотного диапазона ($f_b \approx 10-20$ кГц), то при выборе транзистора необходимо, чтобы предельная частота коэффициента передачи тока биполярного транзистора превышала верхнюю граничную частоту усиливаемого диапазона частот

$$fh_{21\beta} \gg f_b. \quad (4.26)$$

4. Определяем ориентировочное число каскадов m и составляем структурную схему усилителя. При этом можно считать, что каждый каскад усилителя при включении транзистора по схеме с общим эмиттером может обеспечить усиление мощности

примерно на 20 дБ. Тогда

$$m = K_{\text{р.б.и.}}(\text{дБ})/20. \quad (4.27)$$

Полученное значение m округляется до ближайшего целого числа (в сторону увеличения).

5. На основании структурной схемы составляем ориентировочную принципиальную схему усилителя. Для предварительных каскадов могут быть использованы схемы, приведенные на рис. 4.5—4.6, для выходных — схемы на рис. 4.7—4.8. Для повышения входного сопротивления усилителя целесообразно в первом каскаде использовать схему эмиттерного повторителя на составном транзисторе (см. рис. 4.6, б).

6. Распределяем заданные значения допустимых частотных и нелинейных искажений по каскадам усилителя. Деление частотных искажений в усилителях с верхней рабочей частотой до 10—20 кГц обычно производится только на нижних частотах, так как при выполнении условия $f_{\text{н2л}} \gg f_{\text{в}}$ искажения в области верхних частот и в усилителях на резисторах, и в каскадах с трансформаторной связью обычно незначительны.

Искажения, вносимые на нижней частоте трансформатором (входным, выходным или согласующим выход одного каскада с входом другого), обычно лежат в пределах 1—1,5 дБ. Цепь разделительного конденсатора вносит искажения порядка 0,3—0,6 дБ. Участок термостабилизации работы транзистора дает дополнительные частотные искажения на нижних частотах порядка 0,3—1,0 дБ. Сумма всех частотных искажений, выраженных в децибелах, не должна превышать величины, заданной в технических условиях на проектирование. Если сумма подсчитанных частотных искажений окажется больше заданной, то необходимо уменьшить искажения, допустимые для каждой цепи, или применить в усилителе глубокую отрицательную обратную связь.

Степень частотных искажений в области верхних частот проверяется после окончательного расчета, когда будут известны значения параметров всех элементов схемы.

Заданные в технических условиях допустимые нелинейные искажения обычно относят к выходному каскаду усилителя, так как в других каскадах, работающих с относительно малым уровнем сигнала, нелинейные искажения незначительны.

Полученные в результате предварительного расчета данные служат основанием для окончательного расчета усилителя.

4.1.5. Общие сведения об окончательном расчете УНЧ. В процессе окончательного расчета усилителя детально рассчитываются элементы каждого каскада, цепи межкаскадных связей, режимы работы транзисторов. Расчет электрической принципиальной схемы усилителя обычно производят в последовательности, обратной прохождению сигнала, т. е. вначале рассчитывают элементы выходного (оконечного) каскада, затем — предоконечного и далее — каскады предварительного усиления. Такая последовательность расчета обусловлена ориентацией всех расчетных операций на выполнение конечной задачи — обеспечение на выходе усилителя заданной выходной мощности при допустимых значениях нелинейных и частотных искажений сигнала.

Естественно поэтому, что каждый последующий каскад усилителя предъявляет вполне определенные требования к предыдущему. Поэтому помимо получения данных, необходимых для оптимального построения именно этого каскада, должны быть обоснованы исходные данные для расчета режима работы и элементов схемы предшествующего каскада.

Выбор элементов схемы производится с учетом требований соответствующих стандартов. Так, резисторы выбирают по номинальному значению, ближайшему к расчетной величине сопротивления (табл. 1.18) и по величине мощности, рассеиваемой на резисторе в рабочем режиме. Выбор конденсаторов осуществляется по номинальному значению, ближайшему к расчетной величине емкости (табл. 1.18), и по рабочему напряжению, действующему между обкладками конденсатора.

Вопрос о необходимости использования в усилителе отрицательной обратной связи решается в зависимости от результатов сравнения заданных и расчетных значений частотных и нелинейных искажений сигнала. При введении отрицательной обратной связи частотные и нелинейные искажения существенно уменьшаются (в зависимости от глубины обратной связи), однако снижается и величина коэффициента усиления. Это следует учитывать в процессе расчета и при необходимости компенсировать спад усиления за счет включения в схему дополнительного усилительного каскада.

Особое внимание следует уделить тепловому режиму работы транзисторов. В случае необходимости транзисторы используют с теплоотводом. При этом рассчитывают площадь теплоотвода и выбирают стандартный теплоотвод в соответствии с имеющимися в литературе рекомендациями [2, 22, 27].

4.2. Расчет выходных каскадов УНЧ на биполярных транзисторах

4.2.1. Расчет однотактного выходного каскада (рис. 4.7, а). Исходные данные: выходная мощность усилителя $P_{\text{вых}}$; диапазон частот $f_{\text{н}} \dots f_{\text{в}}$; сопротивление нагрузки $R_{\text{н}}$; допустимый коэффициент частотных искажений на низких частотах $M_{\text{н.вых каск}}$; допустимый коэффициент нелинейных искажений $K_{\text{Г}}$; пределы изменения окружающей температуры $t_{\text{окр min}} \dots t_{\text{окр max}}$; тип транзистора (по результатам предварительного расчета); тепловое сопротивление транзистора (между коллекторным переходом и окружающей средой) $R_{\text{т.п-с}}$.

Расчет производим в следующем порядке:

1. Определяем напряжение источника питания цепи коллектора при работе каскада в режиме класса А по формуле

$$E_{\text{к}} = (0,4 \dots 0,5) U_{\text{КЭ max}}, \quad (4.28)$$

где $U_{\text{КЭ max}}$ — максимально допустимое постоянное напряжение коллектор — эмиттер для выбранного типа транзистора.

2. Задаемся падением напряжения на активном сопротивлении первичной обмотки выходного трансформатора

$$\Delta E_{\text{тр}} = 0,1 E_{\text{к}}. \quad (4.29)$$

3. Задаемся падением напряжения на резисторе R_3 цепи термостабилизации (рис. 4.7, а)

$$\Delta U_{R_3} = 0,1 E_{\text{к}}. \quad (4.30)$$

4. Находим напряжение на коллекторе транзистора в режиме покоя (при отсутствии сигнала)

$$U_{\text{КЭр}} = E_{\text{к}} - \Delta E_{\text{тр}} - \Delta U_{R_3}. \quad (4.31)$$

5. Определяем коллекторный ток покоя

$$I_{\text{Кр}} \approx P_{\text{К}} / U_{\text{КЭр}}, \quad (4.32)$$

где $P_{\text{К}}$ — мощность, потребляемая коллекторной цепью выбранного транзистора от источника питания (4.23).

6. Находим сопротивление нагрузки коллекторной цепи транзистора переменному току

$$R_{\text{К~}} = U_{\text{КЭр}}^2 / 2P_{\text{вых.т}}, \quad (4.33)$$

где $P_{\text{вых.т}}$ — мощность, отдаваемая в нагрузку транзистором выходного каскада (4.22).

В семействе выходных статических характеристик транзистора¹, включенного по схеме с общим эмиттером, строим нагрузочную прямую (рис. 4.10). Для этого отмечаем рабочую точку P с координатами $U_{\text{КЭр}}$ и $I_{\text{Кр}}$ и на горизонтальной оси находим точку B , соответствующую напряжению $U_{\text{КЭр}} + I_{\text{Кр}} R_{\text{К~}}$. Нагрузочную прямую проводим через точки P и B .

В точках пересечения нагрузочной прямой с крайними статическими характеристиками транзистора (точки A и B на рис. 4.10) определяем минимальные и максимальные значения тока и напряжения коллектора $I_{\text{К min}}$, $I_{\text{К max}}$, $U_{\text{КЭ min}}$, $U_{\text{КЭ max}}$. Кроме того, замечаем максимальный ток базы $I_{\text{Б max}} = I_{\text{Б5}}$, при котором ток коллек-

¹ Характеристики транзисторов различных типов приведены в работе [32].

тора достигает значения $I_{K \max}$ (точка А), ток базы, соответствующий рабочей точке $I_{Bp} = I_{B3}$ и минимальный ток базы $I_{B \min} = I_{B1}$, при котором ток коллектора равен $I_{K \min}$ (точка В).

7. Находим мощность, отдаваемую каскадом в выбранном режиме,

$$P_{\text{вых.расч}} = 0,125 (I_{K \max} - I_{K \min})^2 R_{K\sim} \eta_{\text{вых.касч}}, \quad (4.34)$$

где $\eta_{\text{вых.касч}}$ — КПД выходного трансформатора. Необходимо, чтобы

$$P_{\text{вых.расч}} \geq P_{\text{вых}}. \quad (4.35)$$

8. Ток смещения базы $I_{Bp \max}$, соответствующий найденной рабочей точке, при использовании транзистра с минимальным значением статического коэффициента передачи тока находим по формуле¹

$$I_{Bp \max} = I_{Kp} / h_{21\ominus \min}. \quad (4.36)$$

9. Переходим к входной статической характеристике транзистора (рис. 4.11). В большинстве случаев статические характеристики транзистора, снятые при разных напряжениях $U_{KЭ}$, практически совпадают друг с другом (за исключением характеристики, снятой при $U_{KЭ} = 0$). Поэтому обычно в справочниках приводятся лишь две статические входные характеристики, одна из которых соответствует $U_{KЭ} = 0$, а другая — некоторому значению $U_{KЭ}$, отличному от 0. Переносим точки А, Р и В, соответствующие пересечению нагрузочной прямой со статическими характеристиками при $I_{B \max} = I_{B5}$, $I_{Bp} = I_{B3}$ и $I_{B \min} = I_{B1}$ (рис. 4.10), на входную статическую характеристику выбранного транзистора, снятую при $U_{KЭ} \approx 0$ (точки А', Р' и В' на рис. 4.11).

10. Находим амплитуды переменного входного напряжения и переменного входного тока, которые должен обеспечить предыдущий каскад в базовой цепи рассчитываемого выходного каскада (рис. 4.11)

$$U_{\text{вхл}} = (U_{BЭ \max} - U_{BЭ \min}) / 2; \quad (4.37)$$

$$I_{\text{вхл}} = (I_{B \max} - I_{B \min}) / 2. \quad (4.38)$$

11. Определяем входную мощность, необходимую для возбуждения выходного каскада, т. е. мощность, которую должен развивать предоконечный каскад

$$P_{\text{вх}} = U_{\text{вхл}} I_{\text{вхл}} / 2. \quad (4.39)$$

12. Рассчитываем входное сопротивление транзистора переменному току за период сигнала («среднее» входное сопротивление $R_{\text{вх.ср}}$)

$$R_{\text{вх.ср}} = U_{\text{вхл}} / I_{\text{вхл}}. \quad (4.40)$$

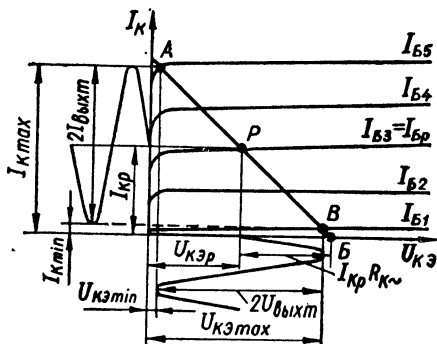


Рис. 4.10. Нагрузочная прямая в семействе выходных статических характеристик транзисторного каскада, работающего в режиме класса А

¹ В справочниках по полупроводниковым приборам обычно указывают величину $h_{21\ominus}$ в пределах между минимальным и максимальным значениями и учетом разброса параметров транзисторов. Поскольку не исключена возможность применения транзистора с низким значением $h_{21\ominus}$, следует использовать в расчетных соотношениях минимальное значение этого параметра (порядка 20...30).

13. Находим коэффициенты усиления каскада по напряжению и по мощности

$$K_U = U_{\text{выхл}}/U_{\text{вхл}}; \quad (4.41)$$

$$K_P = P_{\text{вых.расч}}/P_{\text{вх.}}, \quad (4.42)$$

или

$$K_{P[\text{дБ}]} = 10 \lg K_P.$$

14. Определяем коэффициент нелинейных искажений сигнала. При работе биполярного транзистора в режиме больших сигналов нелинейные искажения будут наблюдаться во входной и выходной его цепях. Поэтому для вычисления коэффициента гармоник следует предварительно рассчитать и построить сквозную динамическую характеристику, представляющую собой зависимость тока коллектора от ЭДС эквивалентного генератора входного сигнала E_{Γ} . Необходимость в этой характеристике вызвана тем, что часть напряжения источника сигнала, поступающего на выходной каскад, падает на внутреннем сопротивлении этого источника ($I_B R_{\text{и}}$), что приводит

к зависимости входного напряжения от тока базы и к фактическому искривлению входной динамической характеристики.

Для построения сквозной динамической характеристики необходимо:

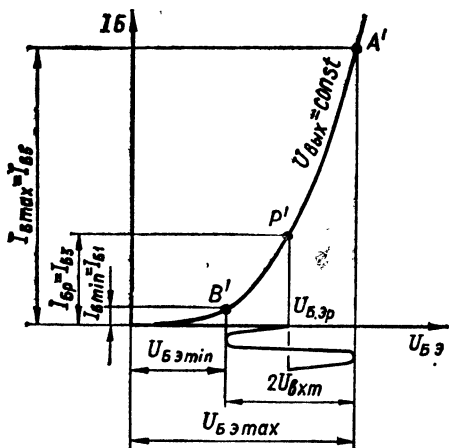


Рис. 4.11. Входная статическая характеристика транзистора с перенесенными точками A , B и P

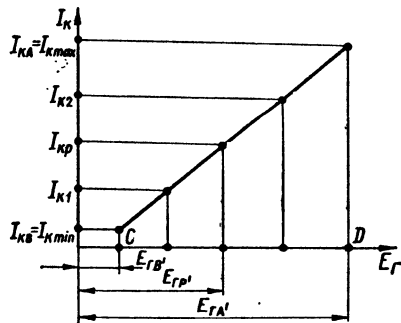


Рис. 4.12. График зависимости $I_C = f(E_{\Gamma})$

а) задаться внутренним сопротивлением эквивалентного генератора входного сигнала $R_{\text{и}} \approx (50 \dots 300) \text{ Ом}$;

б) отметить для нескольких точек нагрузочной прямой значения тока I_C (рис. 4.10). Так, для точек A , P и B ток I_C соответственно равен $I_{CA} = I_{C \text{ max}}$; I_{CP} ; $I_{CB} = I_{C \text{ min}}$;

в) на графике входной характеристики отметить несколько точек, соответствующих выбранным точкам нагрузочной прямой, и определить в них величины I_B и $U_{БЭ}$. Так, на рис. 4.11 для точек A' , P' и B' искомые токи и напряжения соответственно равны $I_{BA'} = I_{B \text{ max}}$; $U_{БЭA'} = U_{БЭ \text{ max}}$; $I_{BP'} = I_{BP}$; $U_{БЭP'} = U_{БЭP}$; $I_{BB'} = I_{B \text{ min}}$; $U_{БЭB'} = U_{БЭ \text{ min}}$;

г) рассчитать значения ЭДС эквивалентного генератора входного сигнала для различных значений $U_{БЭ}$ и I_B по формуле

$$E_{\Gamma} = U_{БЭ} + I_B R_{\text{и}}. \quad (4.43)$$

Для выбранных точек получим: $E_{\Gamma A'} = U_{БЭA'} + I_{BA'} R_{\text{и}}$; $E_{\Gamma P'} = U_{БЭP'} + I_{BP'} R_{\text{и}}$; $E_{\Gamma B'} = U_{БЭB'} + I_{BB'} R_{\text{и}}$.

Таким образом, току $I_{KA} = I_{K \max}$ соответствует ЭДС $E_{гА}$; току I_{KB} соответствует ЭДС $E_{гВ}$;

д) по полученным значениям в прямоугольной системе координат строим график зависимости $I_K = f(E_{г})$ (рис. 4.12).

Для того чтобы рассчитать коэффициент нелинейных искажений, нужно разделить рабочий участок на горизонтальной оси (между точками C и D) на четыре одинаковые части и для пяти точек, ограничивающих эти части, определить значения соответствующих им токов $I_{K \min}$, I_{K1} , I_{Kp} , I_{K2} , $I_{K \max}$ (рис. 4.12). Тогда амплитуда первой гармоники тока коллектора подсчитывается по формуле

$$I_{Km1} = [(I_{K \max} - I_{K \min}) + (I_{K2} - I_{K1})]/3. \quad (4.44)$$

Амплитуда второй гармоники тока

$$I_{Km2} = (I_{K \max} + I_{K \min} - 2I_{Kp})/4. \quad (4.45)$$

Амплитуда третьей гармоники

$$I_{Km3} = [(I_{K \max} - I_{K \min}) - 2(I_{K2} - I_{K1})]/6. \quad (4.46)$$

Коэффициент нелинейных искажений определяем по формуле

$$K_{г.расч} = \sqrt{(I_{Km2}^2 + I_{Km3}^2)/I_{Km1}^2} \cdot 100\%. \quad (4.47)$$

Необходимо, чтобы

$$K_{г.расч} \leq K_{г}, \quad (4.48)$$

т. е. чтобы полученная величина коэффициента гармоники не превышала заданного допустимого значения. В этом случае можно обойтись без введения отрицательной обратной связи. Если же условие (4.48) не выполняется, то выходной каскад необходимо охватить цепью отрицательной обратной связи и произвести дополнительный расчет элементов этой цепи (см. § 4.5).

15. Определяем необходимую поверхность охлаждения радиатора, обеспечивающую допустимую температуру коллекторного перехода,

$$S \approx 1000/(R_{т.п-с} \sigma_{т}), \quad (4.49)$$

где S — площадь теплоотвода, см²; $R_{т.п-с}$ — тепловое сопротивление выбранного типа транзистора (указывается в справочниках по полупроводниковым приборам), °С/мВт; $\sigma_{т}$ — коэффициент теплоизлучения от теплоотвода в окружающую среду, мВт / (см² · °С). Коэффициент $\sigma_{т}$ зависит от количества тепла, отводимого от теплоотвода за счет теплопроводности, конвекции и излучения. Обычно принимают $\sigma_{т} = 1,5$ мВт / (см² · °С). Теплопроводность повышается с увеличением площади S теплоотвода. Отвод тепла за счет конвекции растет с увеличением разности температур теплоотвода и окружающей среды. Конвекция улучшается при вертикальном положении теплоотвода. Максимальный отвод тепла за счет излучения составляет 0,6 мВт / (см² · °С). Рекомендуется покрывать теплоотвод (радиатор) черной матовой краской или зачернять его другим способом для увеличения эффективности отвода тепла за счет излучения. В ряде случаев в качестве теплоотвода выгодно использовать металлические шасси и стенки блоков аппаратуры.

16. Рассчитываем элементы цепочки термостабилизации R_3C_2 (рис. 4.7, а). В соответствии с формулой (4.30) падение напряжения на резисторе R_3 равно ΔU_{R3} , а ток, проходящий через этот резистор, равен

$$I_{Эр} = I_{R3} = I_{Kp} + I_{Бр}, \quad (4.50)$$

где $I_{Эр}$, I_{Kp} , $I_{Бр}$ — токи эмиттера, коллектора и базы соответственно для выбранного положения рабочей точки. Тогда

$$R_3 = \Delta U_{R3}/I_{R3}. \quad (4.51)$$

Выбрав номинальное значение сопротивления резистора R_3 , находим мощность, рассеиваемую на этом резисторе,

$$P_{R_3} = I_{R_3}^2 R_3; \quad (4.52)$$

после чего выбираем конкретный тип резистора.

Емкость конденсатора C_2 находим по формуле

$$C_2 = 10^6 / 2\pi f_n 0,1 R_3, \quad (4.53)$$

где f_n — низшая частота заданного частотного диапазона усилителя.

В формулу (4.53) значение R_3 подставляется в омах, а f_n — в герцах; C_2 получаем в микрофарадах.

Поскольку величина сопротивления резистора R_3 обычно невелика (единицы — десятки Ом), значение C_2 может оказаться слишком большим (тысячи микрофард и выше). Конденсатор такой большой емкости даже при малом рабочем напряжении (порядка ΔU_{R_3}) имеет большие габариты, массу и стоимость. Поэтому в таких случаях целесообразно исключить его из схемы, хотя при этом возникает отрицательная обратная связь по переменному току, приводящая к некоторому уменьшению коэффициента усиления каскада. В связи с тем, что расчетное значение коэффициента усиления по мощности (см. формулу (4.42)) обычно превышает принятое в предварительном расчете значение (20...30 дБ), уменьшение коэффициента усиления из-за появления обратной связи можно считать допустимым.

17. Определяем сопротивления резисторов R_1 и R_2 делителя напряжения в цепи базы (рис. 4.7, а). Принимаем падение напряжения на сопротивлении R_4 фильтра

$$\Delta U_{R_4} = (0,1 \dots 0,2) E_k. \quad (4.54)$$

Находим напряжение, подводимое к делителю

$$U_d = E_k - \Delta U_{R_4}. \quad (4.55)$$

Выбираем ток в цепи делителя из условия

$$I_d = (2 \dots 5) I_{Бр}. \quad (4.56)$$

Определяем R_1 и R_2 по формулам

$$R_1 = (U_d - \Delta U_{R_3} - U_{БЭр}) / (I_{Бр} + I_d); \quad (4.57)$$

$$R_2 = (\Delta U_{R_1} + U_{БЭр}) / I_d. \quad (4.58)$$

При этом необходимо, чтобы

$$R_2 = (5 \dots 10) R_{вх.ср}, \quad (4.59)$$

т. е. чтобы резистор R_2 заметно не уменьшал входное сопротивление каскада.

Выбрав номинальные значения сопротивлений резисторов R_1 и R_2 и рассчитав мощность, рассеиваемую на них ($P_{R_1} = I_d^2 R_1$; $P_{R_2} = I_d^2 R_2$), определяем соответствующие типы резисторов делителя.

18. Находим элементы фильтра по формулам

$$R_4 = \Delta U_{R_4} / I_d; \quad C_1 \geq (10 \dots 50) / f_n R_4. \quad (4.60)$$

Для получения значения C_1 в микрофарадах частоту f_n выражают в герцах, а R_4 — в мегомах.

Мощность, рассеиваемая на резисторе R_4 , равна $P_{R_4} = I_d^2 R_4$; рабочее напряжение конденсатора C_1 должно быть не меньше напряжения источника питания.

19. Определяем коэффициент трансформации выходного трансформатора

$$n = \sqrt{R_n / R_{K\sim} \eta_{т.вых}}. \quad (4.61)$$

20. Находим активные сопротивления первичной и вторичной обмоток выходного трансформатора

$$r_1 = R_{K\sim} (1 - \eta_{т.вых}) / 2\eta_{т.вых}; \quad (4.62)$$

$$r_2 = R_n (1 - \eta_{т.вых}) / 2\eta_{т.вых}. \quad (4.63)$$

21. Определяем индуктивность первичной обмотки выходного трансформатора с учетом допустимых частотных искажений на нижних частотах

$$L_1 = (R_n + r_2)/2\pi f_n n^2 \sqrt{M_{н.вых.каска}^2 - 1}. \quad (4.64)$$

Индуктивность рассеяния L_S выходного трансформатора для транзисторного выходного каскада обычно не рассчитывают, так как она на верхних частотах диапазона практически не вносит искажений.

22. Находим КПД каскада

$$\eta_{вых.каска} = P_{вых.расч}/(I_{КР} + I_{БР}) E_K, \quad (4.65)$$

где $I_{КР}$ и $I_{БР}$ — токи коллектора и базы в выбранной рабочей точке.

23. Конструктивный расчет выходного трансформатора может быть произведен в соответствии с методикой, изложенной в работах [12, с. 142—145; 27, с. 44—55; 37, с. 152—182].

4.2.2. Расчет двухтактного выходного каскада (рис. 4.7, б). Исходные данные для расчета двухтактного выходного каскада характеризуются теми же показателями, которые используются для расчета однотактного каскада (см. 4.2.1).

Расчет производим в следующем порядке:

1. Выбираем режим работы двухтактного каскада. Поскольку наиболее полно преимущество двухтактного каскада (большая выходная мощность, отсутствие постоянного подмагничивания сердечника, минимальные нелинейные искажения) реализуется в режиме класса В, целесообразно вести расчет для данного режима работы.

2. Находим мощность, которую должен отдать каскад в нагрузку,

$$P_{вых.каска} = P_{вых}/\eta_{T2}, \quad (4.66)$$

где η_{T2} — КПД выходного трансформатора, выбираемый в пределах 0,75...0,85.

3. Находим КПД двухтактного каскада, работающего в режиме класса В,

$$\eta_{вых.каска} = 0,95\eta_{T2}\pi/4. \quad (4.67)$$

4. Подбираем тип транзисторов. Для этого определяем мощность, рассеиваемую в коллекторном переходе каждого транзистора, по формуле

$$P_K = P_{вых.каска} (1 - \eta_{вых.каска})/2\eta_{вых.каска}. \quad (4.68)$$

По найденному значению P_K выбираем транзисторы, у которых паспортное значение максимально допустимой мощности, рассеиваемой на коллекторе, превышает расчетное значение ($P_{K\max} \geq P_K$). Для выбранных транзисторов находим параметры $h_{21Э\min}$, $U_{КЭ\max}$, $I_{K\max}$, $I_{КБО}$, $t_{окр}$, $R_{T\text{п-с}}$ (табл. 4.3).

5. Определяем напряжение источника питания

$$E_K = (0,35 \dots 0,4) U_{КЭ\max}. \quad (4.69)$$

6. Находим сопротивление нагрузки, приведенное к одному плечу каскада,

$$R'_n = 0,9E_K^2/2P_{вых.каска}. \quad (4.70)$$

7. Максимальное значение тока коллектора каждого транзистора в рабочем режиме определяем по формуле

$$I_{КР\max} = 0,95E_K/R'_n \quad (4.71)$$

8. В семействе выходных статических характеристик выбранного транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером, строим нагрузочную прямую, проходящую через точки А и Б с координатами $I_K = I_{КР\max}$, $U_{КЭ} = 0$ (точка А) и $I_K = 0$, $U_{КЭ} = E_K$ (точка Б) (рис. 4.13). Отмечаем точки пересечения нагрузочной прямой со статическими выходными характеристиками транзистора (точки 1—7 на рис. 4.13). Определяем ток базы $I_{БР\max}$, соответствующий току коллектора $I_{КР\max}$ (значение тока базы в рабочем режиме $I_{БР\max}$ на рис. 4.13 выбирается между значениями $I_{Б6}$ и $I_{Б7}$).

Статическая выходная характеристика для этого случая в справочнике может отсутствовать. Поэтому она проводится условно (пунктиром) между характеристиками, соответствующими $I_{Б6}$ и $I_{Б7}$.

9. Переносим найденное значение $I_{Бр\ max}$ на входную статическую характеристику транзистора, снятую при $U_{КЭ} \approx 0$ (рис. 4.14). Из указанной точки на входной характеристике опускаем перпендикуляр на ось абсцисс и находим значение напряжения $U_{БЭр\ max}$ — максимальную величину напряжения между базой и эмиттером транзистора в рабочем режиме¹.

10. Рассчитываем входное сопротивление:

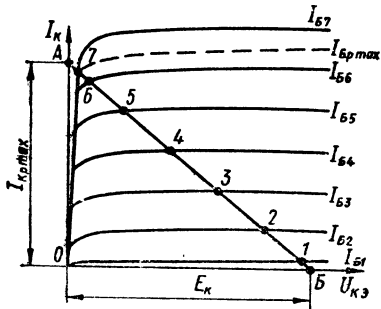


Рис. 4.13 Нагрузочная прямая в семействе выходных статических характеристик транзисторного каскада, работающего в режиме класса В

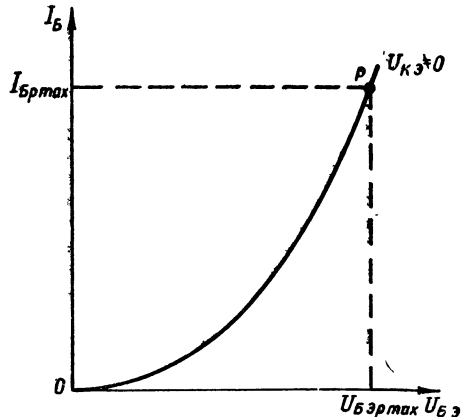


Рис. 4.14. Определение $U_{БЭр\ max}$ по входной характеристике транзистора

а) одного плеча

$$R'_{вх} = U_{БЭр\ max} / I_{Бр\ max}; \quad (4.72)$$

б) каскада в целом

$$R_{вх} = 4R'_{вх}. \quad (4.73)$$

11. Находим мощность сигнала на входе каскада

$$P_{вх} = U_{БЭр\ max} I_{Бр\ max} / 2. \quad (4.74)$$

12. Определяем коэффициент усиления каскада по мощности

$$K_P = P_{вых. каск} / P_{вх}; \quad (4.75)$$

$$K_{P[дБ]} = 10 \lg K_P. \quad (4.76)$$

Полученное значение K_P должно удовлетворять требованиям предварительного расчета усилителя.

13. Находим величины сопротивлений резисторов R_1 и R_2 в цепи делителя напряжения (рис. 4.7, б). Принимаем ток делителя

$$I_d \approx I_{Бр\ max}. \quad (4.77)$$

Обычно напряжение смещения U_{R_1} , снимаемое с резистора R_1 , выбирается порядка (0,1...0,2) В. Поэтому

$$R_1 = U_{R_1} / I_d; \quad (4.78)$$

$$R_2 = (E_K - U_{R_1}) / I_d. \quad (4.79)$$

¹ Проведенные графические построения являются упрощенными, однако в большинстве случаев их точность оказывается достаточной для практических расчетов.

Выбрав номинальные значения резисторов и рассчитав мощность, рассеиваемую на них ($P_{R_1} = I_d^2 R_1$; $P_{R_2} = I_d^2 R_2$), уточняем типы резисторов делителя.

14. Определяем коэффициент нелинейных искажений каскада. Для этого необходимо построить сквозную динамическую характеристику — график зависимости тока коллектора I_K от ЭДС E_r эквивалентного генератора входного сигнала. Построение ведем в такой последовательности:

а) задаемся внутренним сопротивлением эквивалентного генератора входного сигнала $R_{и} \approx R_{вх}$;

б) пользуясь выходными и входными характеристиками транзистора (рис. 4.13 и 4.14), определяем для нескольких точек (например, 2, 4 и 7) значения $U_{КЭ}$, I_K , I_B и $U_{БЭ}$;

в) определяем величины ЭДС эквивалентного генератора для различных значений $U_{БЭ}$ и I_B , соответствующим выбранным точкам (2, 4, 7), по формуле $E_r = U_{БЭ} + I_B R_{и}$. Данные расчетов сводим в таблицу;

г) по полученным данным в прямоугольной системе координат строим график зависимости $I_K = f(E_r)$. Примерный вид сквозной динамической характеристики каскада показан на рис. 4.12.

д) определив по графику максимальное, среднее и минимальное значение токов коллектора ($I_{K \max}$, $I_{K \text{ ср}}$ и $I_{K \min}$), находим амплитудные значения гармонических составляющих тока коллектора по формулам

$$I_{K_{m1}} = [(1+x)I_{K \max} + (1-x)I_{K \min} + (1+x)I_{K \text{ ср}} + (1-x)I_{K \text{ ср}}]/3; \quad (4.80)$$

$$I_{K_{m2}} = [0,5(1+x)I_{K \max} - 0,5(1-x)I_{K \min} - 4xI_{K \min}]/2; \quad (4.81)$$

$$I_{K_{m3}} = [(1+x)I_{K \max} + (1-x)I_{K \min} - 2(1+x)I_{K \text{ ср}} - 2(1-x)I_{K \text{ ср}}]/6; \quad (4.82)$$

$$I_{K_{m4}} = [(1+x)I_{K \max} - (1-x)I_{K \min} - 4(1+x)I_{K \text{ ср}} + 4(1-x)I_{K \text{ ср}} + 12xI_{K \min}]/12, \quad (4.83)$$

где $I_{K_{m1}}$, $I_{K_{m2}}$, $I_{K_{m3}}$, $I_{K_{m4}}$ — амплитуды гармонических составляющих тока коллектора; $I_{K \text{ ср}} = I_{Kp}$ (рис. 4.12); x — коэффициент асимметрии (обычно $x = 0,1 \dots 0,2$);

е) коэффициент нелинейных искажений находим по формуле

$$K_{г. \text{ расч}} = \sqrt{(I_{K_{m2}}^2 + I_{K_{m3}}^2 + I_{K_{m4}}^2)/I_{K_{m1}}^2} \cdot 100 \%. \quad (4.84)$$

Необходимо, чтобы $K_{г. \text{ расч}} \leq K_g$, т. е. чтобы полученное в результате расчета значение коэффициента гармоник не превышало заданного допустимого значения.

15. Необходимую поверхность охлаждения радиатора каждого транзистора находим по формуле (4.49).

16. Определяем коэффициент трансформации входного трансформатора (рис. 4.7, б). Для этого вначале находим выходную мощность предоконечного каскада

$$P_{\text{вых. пред}} = P_{\text{вх}}/\eta_{г. \text{ вх}}, \quad (4.85)$$

где $\eta_{г. \text{ вх}}$ — КПД входного трансформатора (порядка 0,7...0,8).

Выбираем транзистор предоконечного каскада, у которого $P_{K \max} > P_{\text{вых. пред}}$.

Коэффициент трансформации n_1 входного трансформатора определяем по формуле

$$n_1 = U_{2 \max}/(0,4 \dots 0,8) \eta_{г. \text{ вх}} U_{КЭ \max \text{ пред}}, \quad (4.86)$$

где $U_{2 \max}$ — напряжение на всей вторичной обмотке входного трансформатора при максимальной раскатке выходного каскада; для двухтактной схемы с общим эмиттером $U_{2 \max} \approx 2U_{БЭ \max}$ ($U_{БЭ \max}$ — максимальное напряжение между базой и эмиттером транзистора выходного каскада); $U_{КЭ \max \text{ пред}}$ — максимально допустимое напряжение между коллектором и эмиттером предоконечного каскада (определяется по табл. 4.3 для выбранного типа транзистора).

Полученное значение n_1 представляет собой отношение числа витков всей вторичной обмотки входного трансформатора к числу витков первичной обмотки.

17. Находим коэффициент трансформации выходного трансформатора для одного плеча каскада

$$n_2' = \sqrt{R_H/R_H' \eta_{T.ВЫХ}} \quad (4.87)$$

18. Определяем активное сопротивление первичной обмотки выходного трансформатора (для одного плеча схемы)

$$r_1' \approx 0,6R_H' (1 - \eta_{T.ВЫХ}) \quad (4.88)$$

19. Рассчитываем активное сопротивление вторичной обмотки

$$r_2 \approx 0,4R_H (1 - \eta_{T.ВЫХ})/\eta_{T.ВЫХ} \quad (4.89)$$

20. Находим индуктивность половины первичной обмотки выходного трансформатора

$$L_1' = (R_H' - r_1')/2\pi f_H \sqrt{M_{H.ВЫХ.КАСК}^2 - 1} \quad (4.90)$$

21. Производим конструктивный расчет выходного и входного трансформаторов и составляем схему рассчитанного каскада.

4.2.3. Расчет выходного бестрансформаторного каскада. Выходные каскады с бестрансформаторным выходом широко используются в современных транзисторных усилителях. Появление мощных транзисторов и электролитических конденсаторов с емкостями в несколько тысяч микрофард привело к разработке мощных УНЧ, способных работать без выходных трансформаторов даже на такую низкоомную нагрузку, какой являются современные динамические громкоговорители. Включение нагрузки непосредственно в выходную цепь усилительных элементов без выходного трансформатора позволяет устранить вносимые трансформатором частотные и нелинейные искажения. Появляется возможность охватить усилитель глубокой отрицательной обратной связью без опасности самовозбуждения, т. е. повысить качество работы усилителя. Бестрансформаторные выходные каскады экономичны, имеют малые габариты и массу, широкий диапазон частот. Недостатки этих каскадов — небольшие выходная мощность и коэффициент усиления по мощности (по сравнению с трансформаторными каскадами), а также относительно невысокая термостабильность.

Известно большое количество разнообразных схем бестрансформаторных выходных каскадов, отличающихся по типу проводимости транзисторов, способам их включения, режиму работы (АВ и В), а также по виду связи выходного каскада с предыдущим каскадом и с нагрузкой [28, 30, 40, 41]. Высокие качественные показатели имеют каскады, в которых используются транзисторы различного типа проводимости ($p - n - p$ и $n - p - n$) с достаточно близкими значениями параметров (комплементарные пары). Возможно также применение транзисторов одного типа проводимости, однако при этом следует принимать специальные меры для устранения возможной несимметрии плеч каскада [41, с. 231—239].

Исходными данными для расчета бестрансформаторного каскада служат: мощность на выходе $P_{ВЫХ}$; сопротивление нагрузки R_H ; диапазон частот $f_H \dots f_B$; допустимые значения коэффициентов частотных искажений M_H и M_B ; допустимый коэффициент нелинейных искажений K_T ; интервал рабочих температур $t_{окр \min} \dots t_{окр \max}$.

Особенности расчета выходного бестрансформаторного каскада рассмотрим применительно к схеме, приведенной на рис. 4.8 [28], предполагая, что параметры соответствующих транзисторов различных плеч одинаковы¹.

Расчет производим в следующем порядке:

1. Определяем величину напряжения источника питания

$$E_K = \sqrt{8P_{ВЫХ} R_H} + 1 \quad (4.91)$$

¹ В случае большого различия параметров транзисторов расчет ведется аналогично нижеописанному, но для каждого плеча отдельно.

2. Находим максимальное значение коллекторного тока оконечных транзисторов $V3$ и $V4$

$$I_{K \text{ max расч}} = E_k / 2R_n \quad (4.92)$$

3. Выбираем значение тока покоя (тока в рабочей точке) оконечных транзисторов

$$I_{Kp} \approx (0,01 \dots 0,02) I_{K \text{ max расч}} \quad (4.93)$$

При использовании мощных низкочастотных транзисторов (табл. 4.3) коллекторный ток покоя должен быть не менее 5 мА.

4. Определяем максимальную мощность, рассеиваемую коллекторным переходом каждого из оконечных транзисторов,

$$P_{K \text{ max расч}} = E_k^2 / 4\pi^2 R_n \quad (4.94)$$

5. По полученным значениям E_k , $P_{K \text{ max расч}}$, $I_{K \text{ max расч}}$ и заданному значению f_b выбираем тип оконечных транзисторов $V3$ и $V4$. При этом необходимо, чтобы максимально допустимые значения соответствующих параметров транзисторов превышали расчетные, т. е.

$$U_{KЭ \text{ max}} > E_k; \quad (4.95)$$

$$P_{K \text{ max}} > P_{K \text{ max расч}}; \quad (4.96)$$

$$I_{K \text{ max}} > I_{K \text{ max расч}} \quad (4.97)$$

Обратный ток коллектора $I_{КБО}$ выбранного транзистора должен быть минимален. Предельная частота усиления транзистора должна превышать верхнюю частоту заданного частотного диапазона не менее чем в 2 раза

$$fh_{21э} \geq 2f_b \quad (4.98)$$

При выборе типа оконечных транзисторов следует учитывать снижение предельной мощности, рассеиваемой транзистором при повышении температуры окружающей среды.

Предельная мощность, рассеиваемая коллекторным переходом транзистора, определяется по формулам:

без теплоотвода

$$P_{K \text{ max расч}} = (t_{п \text{ max}} - t_{окр}) / R_{т.п-с}; \quad (4.99)$$

с теплоотводом

$$P_{K \text{ max расч}} = (t_{п \text{ max}} - t_{окр}) / (R_{т.п-к} + R_{т.п-с}), \quad (4.100)$$

где $t_{п \text{ max}}$ — максимальная температура перехода, °С; $t_{окр}$ — температура окружающей среды, °С; $R_{т.п-с}$ — тепловое сопротивление переход — окружающая среда, °С/Вт; $R_{т.п-к}$ — тепловое сопротивление переход — корпус, °С/Вт.

При установке транзистора на изолирующей прокладке следует учитывать ухудшения отвода тепла через радиатор. При этом предельная мощность, рассеиваемая коллекторным переходом транзистора, уменьшается.

6. Находим максимальное значение коллекторного тока предоконечных транзисторов

$$I_{K \text{ max расч.пред}} = I_{K \text{ max расч}} / h_{21э \text{ min}} \quad (4.101)$$

где $I_{K \text{ max расч}}$ — максимальное значение коллекторного тока оконечных транзисторов; $h_{21э \text{ min}}$ — минимальное значение коэффициента передачи тока оконечных транзисторов.

Сопротивления резисторов $R_2 = R_3$ выбираются в пределах (100...1000) Ом и уточняются при настройке усилителя¹.

¹ Большой разброс величины сопротивлений резисторов R_2 и R_3 объясняется различными значениями параметров $h_{21э}$ и $I_{КБО}$ у транзисторов разных типов.

7. Определяем мощность, рассеиваемую каждым из предоконечных транзисторов,

$$P_{K \text{ max расч. пред}} \approx P_{K \text{ max расч}} / h_{21э \text{ min}} (1 - 0,9/R_2 I_{K \text{ max расч. пред}}). \quad (4.102)$$

8. По полученным значениям $I_{K \text{ max расч. пред}}$ и $P_{K \text{ max расч. пред}}$ выбираем предоконечные транзисторы: $V1$ типа $p - n - p$, а $V2$ — типа $n - p - n$. При этом необходимо, чтобы максимально допустимые значения параметров выбранных транзисторов превышали расчетные значения этих параметров, т. е.

$$U_{KЭ \text{ max пред}} > E_K; \quad (4.103)$$

$$P_{K \text{ max пред}} > P_{K \text{ max расч. пред}}; \quad (4.104)$$

$$I_{K \text{ max пред}} > I_{K \text{ max расч. пред}}; \quad (4.105)$$

Обратный ток коллектора предварительных транзисторов $I_{КБО \text{ пред}}$ должен быть минимален. Предельная частота усиления предоконечных транзисторов должна превышать верхнюю частоту заданного частотного диапазона не менее чем в 5 раз

$$f_{h_{21э. \text{ пред}}} \geq 5f_B. \quad (4.106)$$

9. Находим емкость разделительного конденсатора $C1$

$$C1 \geq 1/\pi f_B R_B. \quad (4.107)$$

Чем больше емкость $C1$, тем лучше работает усилитель в области нижних частот диапазона.

10. Сопротивление резистора $R1$ обычно не рассчитываем, а подбираем опытно-экспериментально при настройке каскада (первоначально можно выбрать $R_1 \approx \approx 10 \text{ кОм}$).

11. Определяем частотные искажения каскада в области низких и высоких частот

$$M_{н. \text{ расч}} = \sqrt{1 + (1/2\pi f_B R_B C_1)^2}; \quad (4.108)$$

$$M_{в. \text{ расч}} = \sqrt{1 + (f_B/f_{h_{21э}})^2}. \quad (4.109)$$

Полученные значения $M_{н. \text{ расч}}$ и $M_{в. \text{ расч}}$ не должны превышать заданной величины.

12. Коэффициент нелинейных искажений бестрансформаторного выходного каскада определяем по методике и формулам, приведенным в 4.2.2 для двухтактного выходного трансформаторного каскада.

4.3. Расчет предварительных каскадов УНЧ на биполярных транзисторах

Для расчета предварительных каскадов УНЧ должны быть известны следующие исходные данные, полученные в результате эскизного расчета усилителя и окончательного расчета последующего (например, выходного) каскада: напряжение питания, подводимое к каскаду (напряжение, приложенное к делителю напряжения в цепи базы последующего каскада) E_K ; диапазон частот усилителя $f_{н...f_B}$; амплитуда переменной составляющей тока на входе последующего каскада $I_{mv. \text{ с.л}}$; входное сопротивление последующего каскада $R_{вх. \text{ с.л}}$; допустимые значения коэффициентов частотных искажений M_n и M_B ; элементы делителя напряжения в цепи базы последующего каскада $R1_{\text{с.л}}$ и $R2_{\text{с.л}}$; тип транзистора (найденный в результате предварительного расчета усилителя).

4.3.1. Расчет резистивного каскада предварительного усиления. Порядок расчета предварительного каскада УНЧ рассмотрим на примере наиболее распространенной резистивной схемы при включении транзистора с общим эмиттером (рис. 4.5).

1. Проверяем правильность предварительного выбора транзистора. Для нормаль-

ного режима работы транзистора необходимо, чтобы допустимое напряжение между коллектором и эмиттером выбранного транзистора превышало напряжение питания, подводимое к каскаду ¹

$$U_{КЭ \max} > E_k, \quad (4.110)$$

а величина допустимого тока коллектора превышала входной ток последующего каскада не менее чем в 1,5...2 раза

$$I_{К \max} > (1,5 \dots 2) I_{\text{вх.сл.}} \quad (4.111)$$

Параметры некоторых маломощных низкочастотных транзисторов приведены в табл. 4.4.

2. Определяем величину тока покоя в цепи коллектора по формуле

$$I_{\text{п}} \approx 1,4 I_{\text{вх.сл.}} \quad (4.112)$$

3. Находим сопротивление нагрузки в цепи коллектора (рис. 4.5). При выборе величины сопротивления R_3 в цепи коллектора необходимо удовлетворять двум противоречивым требованиям: с одной стороны, желательно, чтобы сопротивление R_3 было возможно больше по сравнению с величиной входного сопротивления последующего каскада. С другой стороны, увеличение R_3 при заданном токе коллектора приводит к тому, что падение напряжения на этом сопротивлении увеличивается, а напряжение между коллектором и эмиттером $U_{КЭ}$ уменьшается до недопустимо малой величины (в течение той части периода усиливаемого напряжения, когда коллекторный ток возрастает, напряжение $U_{КЭ}$ может упасть до нуля и транзистор перестанет усиливать).

С учетом этих требований расчетная формула для определения R_3 имеет вид

$$R_3 = 0,4 E_k / I_{КР}. \quad (4.113)$$

Мощность, рассеиваемая на резисторе R_3 , составляет $P_{R_3} = I_{КР}^2 R_3$.

4. Определяем сопротивление резистора R_4 в цепи термостабилизации по формуле

$$R_4 \approx 0,2 E_k / I_{КР}. \quad (4.114)$$

Мощность, рассеиваемая на резисторе R_4 , равна $P_{R_4} = I_{ЭР}^2 R_4$. При этом принимают ток эмиттера в режиме покоя $I_{ЭР}$ примерно равным $I_{КР}$. С учетом найденных значений R_3 , R_4 , P_{R_3} и P_{R_4} выбираем стандартные значения и тип резисторов R_3 и R_4 .

5. Находим емкость конденсатора C_3 (рис. 4.5)

$$C_3 = 10^6 / 2\pi f_n 0,1 R_4, \quad (4.115)$$

где f_n выражается в герцах, R_4 — в омах, C_3 — в микрофарадах. Рабочее напряжение конденсатора C_3 должно превышать максимальное напряжение на резисторе R_4 . В транзисторных УНЧ обычно используются электролитические конденсаторы типа К50-6, К50-7, К50-9, К50-12, К50-15 и др.

6. Находим напряжение между коллектором и эмиттером транзистора в режиме покоя

$$U_{КЭР} = E_k - I_{КР} R_3 - I_{ЭР} R_4. \quad (4.116)$$

7. В семействе выходных статических характеристик выбранного транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером (рис. 4.15, а), отмечаем положение рабочей точки P с координатами $U_{КЭР}$ и $I_{КР}$. Найденному положению рабочей точки соответствует ток базы $I_{БР}$. Полученное значение тока базы позволяет определить положение рабочей точки P' на входной характеристике транзистора, снятой при $U_{КЭ} \neq 0$

¹ Напряжение питания E_k любого предварительного каскада равно разности между напряжением питания всего усилителя и падением напряжения на сопротивлениях резисторов развязывающих фильтров, используемых в последующих каскадах.

Таблица 4.4. Параметры некоторых малоомощных низкочастотных транзисторов 1

Тип тран- вистора	P _к макс, мВт	f _{к216} (f _{гр}), МГц	R _г °С/мВт ²	t _{окр} , °С	U _{кб} макс, В	U _{кз} макс, (U _{кз} R _к макс), В	U _{эб} макс, В	I _к макс (I _к и макс), мА	I _{кБЭ} , мкА	b _{21э} (b _{21Э})	B ₂₂₆ (B _{22Э}), мкСм	h ₁₁₆ (h _{11Э}), Ом	C _к (C _Э), пФ
МП20А	150	3,0	0,33	-60...+70	30	20	30	(300)	10	105	(100)	(1200)	15...30
МП20Б	150	2,5	0,33	-60...+70	30	20	30	(300)	10	125	(30)	(800)	15...30
МП20В	150	2,0	0,33	-60...+70	30	20	30	(300)	10	60	(30)	—	15...30
МП20Д	150	2,0	0,33	-60...+70	30	20	30	(300)	10	125	(30)	—	15...30
МП21В	150	2,5	0,33	-60...+70	40	30	40	(300)	10	60	(30)	(800)	15...30
МП21Г	150	2,0	0,33	-60...+70	60	35	40	(300)	10	60	(30)	(800)	15...30
МП21Д	150	2,0	0,33	-60...+70	50	30	40	(300)	10	125	(30)	(800)	15...30
МП21Е	150	2,0	0,33	-60...+70	70	35	40	(300)	10	105	(30)	(800)	15...30
МП25	200	0,2...0,6	0,2	-60...+70	40	40	40	300	5...75	10...25	0,7...1,5	25...35	20
МП25А	200	0,2...0,6	0,2	-60...+70	40	40	40	400	5...75	20...50	0,7...1,5	25...35	20
МП25Б	200	0,5...1,0	0,2	-60...+70	40	40	40	400	5...75	30...80	0,7...1,5	25...35	20
МП26	200	0,2...0,6	0,2	-60...+70	70	70	70	300	5...75	10...25	1	25...35	15
МП26А	200	0,2...0,6	0,2	-60...+70	70	70	70	400	5...75	20...50	1	25...35	15
МП26Б	200	0,5...2,0	0,2	-60...+70	70	70	70	400	5...75	30...80	1	25...35	15
П27	30	1	—	-60...+60	5	5	—	6	1...3	20...100	0,1...2	50	20
П27А	30	1	—	-60...+60	5	5	—	6	1...3	20...170	0,1...2	50	20
П28	30	5	—	-60...+60	5	5	—	6	1...3	20...200	0,1...2	50	20
МП35	150	1,0	0,2	-60...+70	15	15	—	20	30	15...125	2,5	—	60
МП36А	150	1,0	0,2	-60...+70	15	15	—	20	30	15...45	2,5	—	60
МП37	150	1,0	0,2	-60...+70	15	15	—	20	30	15...30	2,5	—	60
МП37А	150	1,0	0,2	-60...+70	30	30	—	20	30	15...30	2,5	—	60
МП37Б	150	1,0	0,2	-60...+70	30	30	—	20	30	25...50	2,5	—	60
МП38	150	2,0	0,2	-60...+70	15	15	—	20	30	25...50	2,5	—	60
МП38А	150	2,0	0,2	-60...+70	15	15	—	20	30	45...100	2,5	—	60
МП39	150	0,5...1,5	—	-60...+70	15	15	5	20	0,5...15	12	0,5...3,3	25...35	20...50
МП39Б	150	0,5...1,5	—	-60...+70	15	15	5	20	0,5...15	20...60	0,5...3,3	25...35	20...50
МП40	150	1,0...3,0	—	-60...+70	15	15	5	20	0,5...15	20...40	0,5...3,3	25...35	20...50
МП40А	150	1,0...3,0	—	-60...+70	15	30	5	20	0,5...15	20...40	0,5...3,3	25...35	20...50
МП41	150	1,0...3,0	—	-60...+70	15	15	5	20	0,5...15	30...60	0,5...3,3	25...35	20...50
МП41А	150	1,0...3,0	—	-60...+70	15	15	5	20	0,5...15	50...100	0,5...3,3	25...35	20...50

Продолжение табл. 4.4

Тип тран- зистора	$P_{\text{к макс}}$, мВт	$f_{\text{гп}}$, МГц	$R_{\text{г}}$ °С/Вт	$t_{\text{окр}}$, °С	$U_{\text{кб макс}}$, В	$U_{\text{кз макс}}$, В ($U_{\text{кзк макс}}$, В)	$U_{\text{эб макс}}$, В	$I_{\text{к макс}}$ ($I_{\text{к}}$ и max), мА	$I_{\text{кбо}}$, мкА	$h_{21э}$ ($h_{21э}$)	h_{226} ($h_{22э}$), мкСм	h_{116} ($h_{11э}$), Ом	$S_{\text{к}} (C_{\text{э}})$, пФ
ГТ115Г	50	1,0	—	-20...+45	—	30	20	30	30	(60...150)	—	—	—
ГТ115Д	50	1,0	—	-20...+45	20	—	20	30	30	(125...250)	—	—	—
КТ120А	10	1,0	—	-10...+65	60	(60)	10	10	0,5	20...200	—	—	50
КТ120В	10	1,0	—	-10...+65	60	(60)	10	10	0,5	20...200	—	—	50
ГТ122А	150	(1,0)	0,2	-60...+70	35	35	—	20	20	(15...45)	—	—	—
ГТ122Б	150	(1,0)	0,2	-60...+70	20	20	—	20	20	(15...45)	—	—	—
ГТ122В	150	(2,0)	0,2	-60...+70	20	20	—	20	20	(30...60)	—	—	—
ГТ122Г	150	(2,0)	0,2	-60...+70	20	20	—	20	20	(40...100)	—	—	—
ГТ124А	75	1,0	0,8	-25...+60	25	—	10	(100)	15	(30...60)	—	—	—
ГТ124Б	75	1,0	0,8	-25...+60	25	—	10	(100)	15	(45...100)	—	—	—
ГТ124В	75	1,0	0,8	-25...+60	25	—	10	(100)	15	(70...160)	—	—	—
ГТ124Г	75	1,0	0,8	-25...+60	25	—	10	(100)	15	(120...200)	—	—	—
ГТ125А	150	1,0	0,33	-60...+70	35	—	20	0,3А	15	30...60	—	—	—
ГТ125Б	150	1,0	0,33	-60...+70	35	—	20	300	15	45...100	—	—	—
ГТ125В	150	1,0	0,33	-60...+70	35	—	20	300	15	70...150	—	—	—
ГТ125Г	150	1,0	0,33	-60...+70	35	—	20	300	—	120...120	—	—	—
ГТ125Д	150	1,0	0,33	-60...+70	35	—	20	300	—	(30...60)	—	—	—
ГТ125Е	150	1,0	0,33	-60...+70	35	—	20	300	—	(45...100)	—	—	—
ГТ125Ж	150	1,0	0,33	-60...+70	35	—	20	300	—	(70...140)	—	—	—
ГТ125И	150	1,0	0,33	-60...+70	70	—	20	300	50	(30...60)	—	—	—
ГТ125К	150	1,0	0,33	-60...+70	70	—	20	300	50	(45...90)	—	—	—
ГТ125Л	150	1,0	0,33	-60...+70	70	—	20	300	50	(70...140)	—	—	—

(рис. 4.15, б), напряжение покая участка база — эмиттер $U_{БЭР}$ и входное сопротивление переменному току транзистора рассчитываемого каскада $R_{вх}$.

Для нахождения $R_{вх}$ необходимо провести касательную к точке покая P' (рис. 4.15, б) и найти отношение $R_{вх} = MK/KP'$.

8. Определяем элементы делителя напряжения в цепи базы $R1$ и $R2$ (рис. 4.5). Принимаем падение напряжения на сопротивлении резистора $R5$ фильтра

$$\Delta U_{R_5} = (0,1 \dots 0,2) E_k. \quad (4.117)$$

Находим напряжение, подводимое делителю $R1, R2$

$$U_d = E_k - \Delta U_{R_5}. \quad (4.118)$$

Выбираем ток в цепи делителя из условия

$$I_d = (2 \dots 5) I_{БР}. \quad (4.119)$$

Определяем $R1$ и $R2$ по формулам

$$R_1 = (U_d - \Delta U_{R_4} - U_{БЭР}) / (I_{БР} + I_d); \quad (4.120)$$

$$R_2 = (\Delta U_{R_1} + U_{БЭР}) / I_d. \quad (4.121)$$

Падение напряжения на резисторе $R4$ принимают равным

$$\Delta U_{R_4} \approx 0,1 E_k. \quad (4.122)$$

Необходимо, чтобы выполнялось условие

$$R_2 = (5 \dots 10) R_{вх}. \quad (4.123)$$

Выбрав стандартные значения резисторов $R1$ и $R2$ и определив рассеиваемую на них мощность ($P_{R_1} = I_d^2 R_1$; $P_{R_2} = I_d^2 R_2$), находим тип рассчитанных резисторов.

9. Рассчитываем элементы развязывающего фильтра

$$R_5 = \Delta U_{R_5} / (I_d + I_{КР}); \quad (4.124)$$

$$C_2 = (10 \dots 50) / f_H R_5. \quad (4.125)$$

Конкретные типы резистора $R5$ и конденсатора $C2$ уточняют после определения мощности, рассеиваемой на резисторе $P_{R_5} = (I_d + I_{КР})^2 R_5$ и рабочего напряжения конденсатора (порядка $1,5 E_k$).

10. Находим амплитудное значение тока на входе каскада

$$I_{mvx} \approx 1,2 I_{mvx.сл} / h_{21э \min} \quad (4.126)$$

($h_{21э \min}$ — минимальное значение коэффициента передачи тока транзистора рассчитываемого каскада).

11. Определяем коэффициент усиления каскада по напряжению на средних частотах по формуле

$$K_{Ucp} = h_{21э \min} R_{эkv.вых} / R_{вх}, \quad (4.127)$$

где $R_{вх}$ — входное сопротивление рассчитываемого каскада; $R_{эkv.вых}$ — эквивалентное выходное сопротивление данного каскада, определяемое по формуле

$$R_{эkv.вых} = R_3 R_{2сл} R_{вх.сл} / (R_{2сл} R_{вх.сл} + R_3 R_{вх.сл} + R_3 R_{2сл}); \quad (4.128)$$

здесь $R_{2сл}$ — сопротивление резистора $R2$ в цепи делителя следующего каскада.

12. Находим минимальное значение коэффициента усиления каскада по мощности

$$K_{Ppacч} = h_{21э \min} K_{Ucp}, \quad (4.129)$$

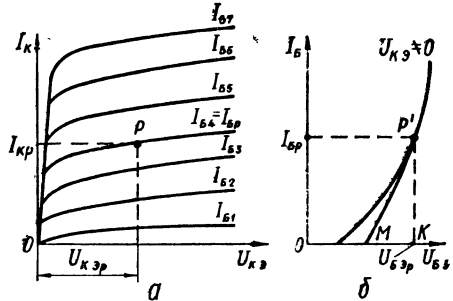


Рис. 4.15. Определение режима работы предварительного каскада в семействе выходных характеристик транзистора (а) и по графику входной характеристики (б)

или в децибелах

$$K_{P_{расч}[дБ]} = 10 \lg K_{P_{расч}} \quad (4.130)$$

Необходимо, чтобы полученное значение $K_{P_{расч}[дБ]}$ было не ниже принятого в предварительном расчете для данного каскада.

13. Емкость разделительного конденсатора C_4 , связывающего рассчитываемый каскад с последующим (рис. 4.5), находим по формуле

$$C_4 = 10^6 / 2\pi f_n (R_{э.в.в.ых} + R_{вх.сл}) \sqrt{M_n^2 - 1} \quad (4.131)$$

(C_4 выражается в микрофарадах; f_n — в герцах; $R_{э.в.в.ых}$ и $R_{вх.сл}$ — в омах. Рабочее напряжение конденсатора C_4 принимают равным $1,5E_k$).

14. Уточняем величину коэффициента частотных искажений каскада на верхних частотах диапазона

$$M_{в.расч} = \sqrt{1 + (2\pi f_n R_{э.в.в.ых} C_0)^2}, \quad (4.132)$$

где C_0 — эквивалентная емкость, нагружающая рассчитываемый каскад (сумма емкостей участка коллектор — эмиттер данного каскада, участка база — эмиттер последующего каскада и монтажной емкости).

4.3.2. Расчет входного каскада усилителя (эмиттерного повторителя). Схемы входных каскадов транзисторных УНЧ во многих случаях не отличаются от обычных схем последующих предварительных каскадов усиления. Расчет таких каскадов проводится в том же порядке, который указан в § 4.3.1. Однако при необходимости повышения входного сопротивления каскада для улучшения согласования усилителя с источником сигнала на входе включают эмиттерный повторитель. Типовая схема эмиттерного повторителя на составном транзисторе приведена на рис. 4.6, б. Расчет этой схемы проводится в следующем порядке:

1. В целях однотипности выбираем для работы в схеме входного каскада те же транзисторы, что и в схемах последующих предварительных каскадов.

2. Находим сопротивление нагрузки каскада

$$R_4 = (E_k - U_{КЭР(V_2)}) / I_{ЭР}, \quad (4.133)$$

где E_k — напряжение питания каскада; $U_{КЭР(V_2)}$ — напряжение между коллектором и эмиттером транзистора V_2 в режиме покоя; $I_{ЭР}$ — ток эмиттера составного транзистора в режиме покоя.

При использовании эмиттерного повторителя в качестве входного каскада для повышения входного сопротивления и снижения уровня шумов напряжение коллектор — эмиттер $U_{КЭР(V_2)}$ берут не более (2...3) В, а ток покоя эмиттера $I_{ЭР}$ приблизительно 0,5 мА.

3. Для определения сопротивлений резисторов R_1 , R_2 зададимся током, проходящим через делитель, образуемый этими резисторами, $I_d = 0,1$ мА. Тогда

$$R_1 + R_2 = E_k / I_d. \quad (4.134)$$

Далее задаются $R_2 \approx 3R_1$, находят величины сопротивления делителя, определяют мощность, рассеиваемую на них, и конкретный тип каждого резистора.

Резистор R_3 должен быть высокоомным, чтобы не уменьшать входное сопротивление каскада. Обычно $R_3 = (2...3)$ МОм. При необходимости регулировки усиления резистор R_3 выбирают переменным (рис. 4.6, б). При этом глубина регулировки усиления может быть определена по формуле

$$N_{[дБ]} = 20 \lg [(R_2 + R_3) / R_2]. \quad (4.135)$$

4. Определяем емкость разделительного конденсатора на входе усилителя

$$C_1 = 10^6 / 2\pi f_n (R_n + R_{вх}) \sqrt{M_n^2 - 1}, \quad (4.136)$$

где R_n — сопротивление источника входного сигнала; $R_{вх}$ — входное сопротивление рассчитываемого каскада; M_n — коэффициент частотных искажений, вносимых входным каскадом на низких частотах; f_n — низшая частота диапазона. При этом C_1 выражается в микрофарадах, f_n — в герцах, R_n и $R_{вх}$ — в омах.

Величина входного сопротивления каскада с использованием составного транзистора может быть найдена по формуле

$$R_{вх} \approx h_{11к} + h_{21к}^2 R_{экв}, \quad (4.137)$$

где $h_{11к}$ — входное сопротивление выбранного типа транзистора при включении по схеме с общим коллектором; $h_{21к}$ — коэффициент передачи тока транзистора в схеме с общим коллектором; $R_{экв}$ — эквивалентное сопротивление нагрузки эмиттерного повторителя, равное

$$R_{экв} = R_4 R_{вх.сл} / (R_4 + R_{вх.сл}),$$

где $R_{вх.сл}$ — входное сопротивление последующего усилительного каскада. Если значения $h_{11к}$ и $h_{21к}$ в справочнике не указаны, то их можно рассчитать по формулам

$$h_{11к} \approx h_{11б} / (1 - h_{21б}); \quad (4.138)$$

$$h_{21к} = -1 / (1 - h_{21б}) \quad (4.139)$$

($h_{11б}$ и $h_{21б}$ — входное сопротивление и коэффициент передачи тока выбранного транзистора в схеме с общей базой).

4.4. Особенности расчета УНЧ на полевых транзисторах [6, 20, 27, 38]

Полевые транзисторы имеют ряд преимуществ по сравнению с биполярными. Они имеют высокое входное сопротивление, достигающее в транзисторах с $p-n$ -переходами величины ($10^6 \dots 10^9$) Ом, а в транзисторах с изолированным затвором ($10^{12} \dots 10^{15}$) Ом. Такое высокое значение входного сопротивления объясняется тем, что в транзисторах с $p-n$ -переходами электронно-дырочный переход между затвором и истоком включен в обратном направлении, а в транзисторах с изолированным затвором входное сопротивление определяется очень большим сопротивлением утечки диэлектрического слоя. Полевые транзисторы имеют малый уровень собственных шумов, так как в них в отличие от биполярных в переносе тока участвуют заряды только одного знака, что исключает появление рекомбинационного шума. В широком диапазоне частот коэффициент шума полевых транзисторов не превышает (0,5...3) дБ.

К достоинствам полевых транзисторов следует отнести также высокую устойчивость против температурных и радиоактивных воздействий, а также высокую плотность расположения элементов при использовании приборов в интегральных микросхемах. Наиболее широко они используются в предварительных каскадах малошумящих усилителей с высоким входным сопротивлением.

Полевые транзисторы в усилительных каскадах могут быть включены тремя способами; по схемам с общим истоком (ОИ), с общим затвором (ОЗ) или с общим стоком (ОС). Чаще всего используется схема с общим истоком, так как она позволяет получить наибольшее усиление по мощности. На рис. 4.16 приведены типовые схемы усилительных каскадов на полевых транзисторах при включении с общим истоком.

Питание полевых транзисторов осуществляется подачей напряжения между стоком и истоком и напряжения смещения на затвор (относительно истока). Полярность этих напряжений зависит от вида канала. В качестве напряжения смещения может быть использовано падение напряжения на резисторе в цепи истока (рис. 4.16, а) или напряжение, полученное с помощью делителя (рис. 4.16, в). Полевые транзисторы с изолированным затвором и встроенным каналом могут работать и без смещения (рис. 4.16, б). Для транзисторов с n -каналом полярность источника питания должна быть противоположной.

Для расчета низкочастотного усилительного каскада на полевых транзисторах должны быть известны следующие исходные данные: необходимая величина коэффициента усиления каскада по напряжению K_U ; диапазон частот усилителя $f_{н..f_{в}}$, допустимые частотные искажения $M_{н}$ и $M_{в}$ на границах частотного диапазона; напряжение источника питания $E_{пит}$.

В результате расчета необходимо определить: тип полевого транзистора и режим его работы; параметры элементов схемы каскада; коэффициент усиления каскада на средней частоте диапазона.

Рассмотрим последовательность расчета схемы, приведенной на рис. 4.16, а.

1. Выбираем тип полевого транзистора, руководствуясь заданными значениями коэффициента усиления каскада K_U и напряжения источника питания. Чем больше величина K_U , тем большим значением крутизны характеристики S должен обладать транзистор. Между указанными величинами существует приближенная зависимость

$$K_U \approx (0,1 \dots 0,3) S_{\min} / g_{22И}, \quad (4.140)$$

где S_{\min} — минимальное значение крутизны стоко-затворной характеристики выбранного транзистора; $g_{22И}$ — активная составляющая выходной проводимости полевого транзистора в закрытом состоянии в схеме с общим истоком.

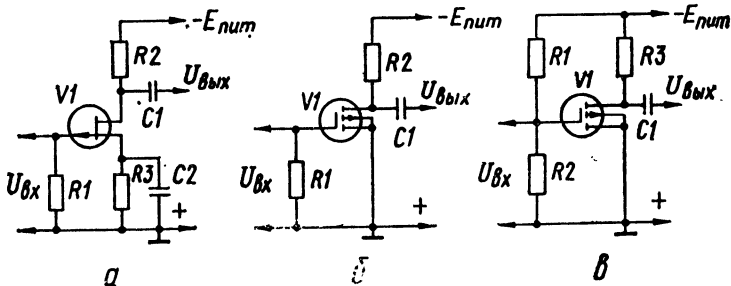


Рис. 4.16. Схемы усилительных каскадов на полевых транзисторах: а — с $p-n$ -переходом; б — с изолированным затвором и встроенным каналом; в — с изолированным затвором и индуцированным каналом

Основные параметры полевых транзисторов, предназначенных для применения в маломощных усилителях низкой частоты, приведены в табл. 4.5. При выборе транзистора необходимо чтобы величина $U_{СИ \max}$ выбранного транзистора превышала заданное значение напряжения источника питания $E_{пит}$

$$U_{СИ \max} > E_{пит} \quad (4.141)$$

2. Находим эквивалентное сопротивление нагрузки усилительного каскада на полевом транзисторе по формуле

$$R_{эКВ} = \sqrt{M_B^2 - 1} / 2\pi f_B C_0, \quad (4.142)$$

где C_0 — эквивалентная выходная емкость каскада, рассчитываемая по формуле

$$C_0 = C_{22И1} + C_{11И2} + C_M, \quad (4.143)$$

где $C_{22И1}$ — выходная емкость полевого транзистора рассчитываемого каскада; $C_{11И2}$ — входная емкость транзистора последующего каскада; C_M — емкость монтажа. Обычно значение C_0 не превышает (30...50) пФ.

3. Определяем сопротивление нагрузки в цепи стока (рис. 4.16, а)

$$R_2 = R_{эКВ} / (1 - g_{22И} R_{эКВ}). \quad (4.144)$$

Если величина R_2 , вычисленная по этой формуле, окажется отрицательной, то это означает, что при любом сопротивлении нагрузки цепи стока коэффициент частотных искажений в области верхних частот не будет превышать заданного значения.

4. Выбираем сопротивление $R_{ЗИ2}$ в цепи затвора последующего каскада $R_{ЗИ2} = (300 \dots 500) \text{ кОм}^1$.

¹ Резистор, соответствующий $R_{ЗИ2}$, включается на входе следующего каскада аналогично резистору R_1 в рассчитываемом каскаде (см. рис. 4.16, а).

Таблица 4.5. Электрические параметры некоторых низкочастотных полевых транзисторов¹

Тип тран- зистора	$E_{ш \max}$ нВ/Гц	$K_{ш \max}$ дБ	S , мА/В	$I_{C \text{ нач}}$, мА	$I_{з, ут \max}$	$U_{зид. \text{ отс.}}$ В	$C_{11 \text{ ин}}$ пФ	$C_{12 \text{ ин}}$ пФ	$U_{3 \text{ ин}}$ max В	$U_{3 \text{ с}}$ max В	$U_{3 \text{ ин}}$ max В	$P_{\text{ max}}$ Вт	$g_{22 \text{ ин}}$ мкСм
2П103А	—	3	0,7—2,1	0,55—1,2	20	0,5—2,2	17	8	10	15	10	0,12	—
2П103Б	—	3	0,8—2,6	1—2,1	20	0,8—3	17	8	10	15	10	0,12	—
2П103В	—	3	1,4—3,5	1,7—3,8	20	1,4—4	17	8	10	15	10	0,12	—
2П103Г	—	3	1,8—3,8	3—6,6	20	2—6	17	8	10	17	10	0,12	—
2П103Д	—	3	2,0—4,4	5,4—12	20	2,8—7	17	8	10	17	10	0,12	—
2П303А	30 (20)	—	1,0—4	0,5—2,5	1	0,5—3	6	2	30	30	25	0,2	150
2П303Б	20 (10 ³)	—	1—4	0,5—2,5	1	0,5—3	6	2	30	30	25	0,2	150
2П303В	20 (10 ³)	—	2—5	1,5—5	1	1—4	6	2	30	30	25	0,2	150
КП307А	20 (10 ³)	—	4—9	3—9	1	0,5—3	5	1,5	30	30	27	0,25	200
КП307Б	2,5 (10 ⁵)	—	5—10	5—15	1	1—5	5	1,5	30	30	27	0,25	200
КП307Г	2,5 (10 ⁵)	—	6—12	8—24	1	1,5—6	5	1,5	30	30	27	0,25	200
КП308А	20 (10 ³)	—	1—4	0,4—1	1	0,2—1,2	6	2	30	30	25	0,06	10
КП308Б	20 (10 ³)	—	1—4	0,8—1,6	1	0,3—1,8	6	2	30	30	25	0,06	20
КП308В	20 (10 ³)	—	2—5	1,4—3	1	0,4—2,4	6	2	30	30	25	0,06	20
КП903А	1 (10 ⁵)	—	85	700	100	—12	18	15	20	15	20	6	—
КП903Б	2,5 (10 ⁵)	—	50	—	100	—6,5	18	15	15	20	20	6	—

¹ Приняты следующие параметры полевых транзисторов: $E_{ш \max}$ — максимальное значение электродвижущей силы шума полевого транзистора (после значений $E_{ш \max}$ в скобках указана частота в Гц), на которой проводилось измерение); $K_{ш \max}$ — максимальное значение коэффициента шума ($K_{ш}$ измеряется на частоте $f = 1000$ Гц); S — крутизна характеристики полевого транзистора; $I_{C \text{ нач}}$ — начальный ток стока; $I_{з \text{ ут}}$ max — максимальное значение тока утечки затвора; $U_{зид. \text{ отс.}}$ — напряжение отсечки полевого транзистора; $C_{11 \text{ ин}}$ max — максимальное значение входной емкости полевого транзистора; $C_{12 \text{ ин}}$ max — максимальное значение проходной емкости полевого транзистора; $U_{3 \text{ ин}}$ max — максимально допустимое напряжение затвор — исток; $U_{3 \text{ с}}$ max — максимально допустимое напряжение затвор — исток; $U_{3 \text{ ин}}$ max — максимально допустимое напряжение затвор — исток; $P_{\text{ max}}$ — максимально допустимая постоянная рассеиваемая мощность полевого транзистора; $g_{22 \text{ ин}}$ — активная составляющая выходной проводимости полевого транзистора.

5. Находим емкость разделительного конденсатора C_1

$$C_1 > 1/2\pi f_n R_{3И2} \sqrt{M_n^2 - 1}. \quad (4.145)$$

6. В семействе стоковых характеристик выбранного транзистора строим нагрузочную прямую (рис. 4.17). Для этого откладываем по оси абсцисс значение $E_{пит}$ (точка B), а по оси ординат величину тока стока $I_C = E_{пит}/R_C$ (точка A). Соединяем точки A и B прямой. Рабочая точка P должна находиться примерно посредине нагрузочной прямой. В этом случае нелинейные искажения сигнала будут минимальными. Выбранному положению рабочей точки соответствуют ток покоя в цепи стока $I_{Ср}$, напряжение покоя между стоком и истоком $U_{СИр}$, а также напряжение покоя между затвором и истоком $U_{ЗИр}$ (напряжение $U_{ЗИр}$ соответствует той стоковой характеристике, на которой расположена рабочая точка).

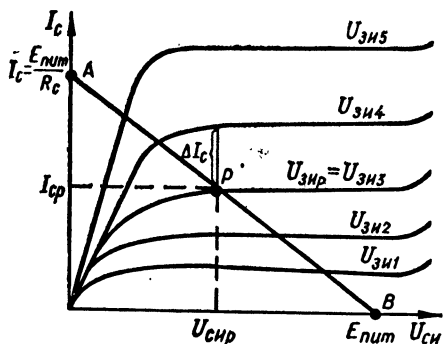


Рис. 4.17. Построение нагрузочной прямой в семействе стоковых характеристик полевого транзистора

ней частоте

$$K_{U_{Ср}} = S_p / (g_{22И} + 1/R_2 + 1/R_1), \quad (4.148)$$

где S_p — значение крутизны характеристики полевого транзистора в рабочей точке.

Для определения величины S_p можно воспользоваться семейством выходных характеристик транзистора (рис. 4.17). Задавшись приращением тока стока ΔI_C (между соседними стоковыми характеристиками) и определив соответствующее приращение напряжения между затвором и истоком $\Delta U_{ЗИ} = U_{ЗИ4} - U_{ЗИ3}$, получим

$$S_p = \Delta I_C / \Delta U_{ЗИ}. \quad (4.149)$$

Коэффициент усиления по напряжению резистивного усилителя на полевом транзисторе обычно лежит в пределах $K_{U_{Ср}} \approx 5 \dots 10$.

4.5. Расчет основных показателей УНЧ при введении отрицательной обратной связи (ООС)

Обратной связью называется такая электрическая связь между каскадами усилителя, при которой часть энергии усиленного сигнала с выхода усилителя подается обратно на его вход. Обратная связь может быть полезной, если она возникает в результате применения специальных схем и служит для улучшения свойств усилителя, или паразитной, если она возникает за счет нежелательного влияния различных цепей друг на друга.

Обратная связь может быть положительной или отрицательной. Положительная обратная связь возникает в том случае, когда напряжение обратной связи совпадает по фазе с входным напряжением. Отрицательной обратной связью называется такая связь между выходом и входом, когда напряжение обратной связи противоположно

по фазе входному напряжению, т. е. эти напряжения сдвинуты по фазе относительно друг друга на 180° . Наиболее распространенной в усилителях является последовательная отрицательная обратная связь по напряжению.

Структурная схема усилителя, охваченного обратной связью, приведена на рис. 4.18. Выходное напряжение усилителя (или усилительного каскада) здесь через цепь отрицательной обратной связи вновь подается на его вход последовательно с источником входного сигнала. В цепь ООС входит делитель напряжения, состоящий из двух последовательно включенных резисторов R_1 и R_2 . Часть выходного напряжения снимается с резистора R_1 и в виде напряжения ООС, обозначаемого U_β , подается на вход усилителя. Отношение напряжения обратной связи U_β к напряжению на выходе усилителя $U_{\text{вых}}$ представляет собой коэффициент передачи цепи обратной связи β , т. е.

$$\beta = U_\beta / U_{\text{вых}}.$$

Коэффициент β может принимать значения от 0 до 1. По мере увеличения численного значения β обратная связь становится более глубокой.

Действие отрицательной обратной связи количественно оценивается коэффициентом обратной связи A

$$A = 1 + \beta K_U, \quad (4.150)$$

где K_U — коэффициент усиления усилителя по напряжению без обратной связи. При введении отрицательной обратной связи существенно улучшаются качественные показатели усилителя, повышается стабильность коэффициента усиления и устойчивость работы усилителя, снижаются частотные и нелинейные искажения сигнала. Вместе с тем коэффициент усиления усилителя с ООС уменьшается и составляет

$$K_{U_{\text{св}}} = K_U / (1 + \beta K_U). \quad (4.151)$$

Для расчета параметров усилителя с ООС и элементов цепи ООС должны быть известны следующие исходные данные²: коэффициент ООС A ³; коэффициент усиления усилителя без ООС на средних частотах $K_{U_{\text{ср}}}$; сопротивление источника входного сигнала $R_{\text{и}}$; входное сопротивление усилителя $R_{\text{вх}}$; сопротивление нагрузки $R_{\text{н}}$; коэффициенты частотных $M_{\text{н}}$ и $M_{\text{в}}$ и нелинейных $K_{\text{Г}}$ искажений сигнала в усилителе без ООС.

В результате расчета требуется определить: коэффициент передачи цепи ООС β ; сопротивление делителя $R_{\text{д}} = R_1 + R_2$; сопротивление резисторов R_1 и R_2 , входящих в делитель; относительные потери мощности в цепи делителя; коэффициент усиления усилителя с ООС на средних частотах $K_{U_{\text{св,ср}}}$; входное сопротивление усилителя с ООС $R_{\text{вх,св}}$; коэффициенты частотных $M_{\text{н,св}}$ и $M_{\text{в,св}}$ и нелинейных $K_{\text{Г,св}}$ искажений сигнала в усилителе с ООС.

Расчет производим в следующем порядке:

¹ В общем случае параметры, характеризующие усилитель, охваченный обратной связью, носят комплексный характер, поскольку добиться точной противофазности входного напряжения и напряжения ООС весьма трудно [9]. В приводимых расчетных соотношениях эта особенность усилителя с ООС не учитывается.

² Если обратной связью охвачен не весь усилитель, а один или несколько его каскадов, то исходные данные относятся лишь к той части усилителя, которая охвачена ООС.

³ Коэффициент отрицательной обратной связи A показывает, во сколько раз в усилителе с ООС уменьшаются нелинейные искажения сигнала по сравнению с усилителем без ООС. Поэтому в тех случаях, когда коэффициент A не задан, его следует рассчитать, учитывая требуемое снижение нелинейных искажений в усилителе.

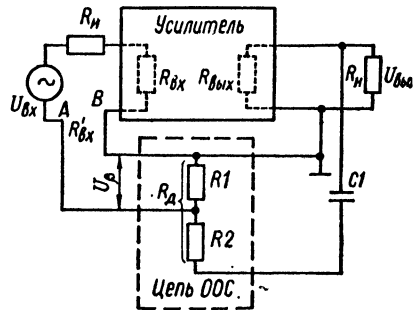


Рис. 4.18. Схема, поясняющая расчет цепи ООС

1. Определяем коэффициент передачи цепи ООС

$$\beta = (A - 1) / K_{U_{CP}} \quad (4.152)$$

2. Находим сопротивление делителя R_d . Значение этого сопротивления должно удовлетворять двум условиям: должно быть достаточно большим, чтобы заметно не шунтировался выход усилителя $R'_{вых}$, и одновременно не настолько большим, чтобы входное сопротивление усилителя $R'_{вх}$ в точках AB заметно шунтировало выход цепи ООС (рис. 4.18). Этим противоречивым требованиям удовлетворяет расчетное соотношение

$$R_d = [(1 - \beta) / \sqrt{\beta}] \sqrt{R'_{вх} R'_{вых}}, \quad (4.153)$$

где

$$R'_{вх} = R_n + R_{вх}; \quad (4.154)$$

$$R'_{вых} = R_{вых} R_n / (R_{вых} + R_n). \quad (4.155)$$

При включении биполярных транзисторов по схеме с общим эмиттером или при использовании полевых транзисторов $R'_{вх} \approx R_{вх}$, а $R'_{вых} \approx R_n$.

3. Определяем сопротивления резисторов делителя. При этом учитываем, что сопротивление верхнего плеча делителя R_1 фактически шунтируется сопротивлением $R'_{вх}$ (рис. 4.18). Эквивалентное сопротивление этого плеча равно

$$R'_1 = R_1 R'_{вх} / (R_1 + R'_{вх}). \quad (4.156)$$

Отсюда

$$R_1 = R'_1 R'_{вх} / (R'_{вх} - R'_1). \quad (4.157)$$

В то же время очевидно, что

$$R'_1 = \beta R_d, \quad (4.158)$$

так как именно с верхнего участка делителя снимается напряжение ООС.

Используя формулы (4.156) — (4.158), находим значение R_1 .

Сопротивление нижнего резистора делителя равно

$$R_2 = R_d - R'_1. \quad (4.159)$$

4. Находим относительные потери мощности в делителе

$$P_d / P = R_n / R_d. \quad (4.160)$$

5. Определяем коэффициент усиления по напряжению на средних частотах с учетом влияния ООС

$$K_{U_{CB,CP}} = K_{U_{CP}} / A. \quad (4.161)$$

6. Находим входное сопротивление усилителя с ООС

$$R_{вх,cb} = R_{вх} A. \quad (4.162)$$

7. Рассчитываем коэффициенты частотных искажений сигнала в усилителе с ООС

$$M_{н,cb} = M_n (1 + \beta K_{U_n}) / (1 + \beta K_{U_{CP}}); \quad (4.163)$$

$$M_{в,cb} = M_v (1 + \beta K_{U_v}) / (1 + \beta K_{U_{CP}}), \quad (4.164)$$

где $M_{н,cb}$ и $M_{в,cb}$ — коэффициенты частотных искажений сигнала на нижних и верхних частотах заданного частотного диапазона в усилителе с ООС; M_n и M_v — эти же коэффициенты в усилителе без ООС; K_{U_n} , $K_{U_{CP}}$, K_{U_v} — коэффициенты усиления усилителя без ООС на нижних, средних и верхних частотах соответственно ($K_{U_n} = K_{U_{CP}} M_n$; $K_{U_v} = K_{U_{CP}} M_v$).

8. Определяем коэффициент нелинейных искажений сигнала в усилителе с ООС

$$K_{Г\text{ СВ}} = K_{Г}/A. \quad (4.165)$$

Электрические принципиальные схемы усилителей с ООС весьма разнообразны (см., например, [11, с. 252—254; 27, с. 99—116]).

В качестве примера на рис. 4.19 приведены некоторые типичные схемы транзисторных усилителей с отрицательной обратной связью.

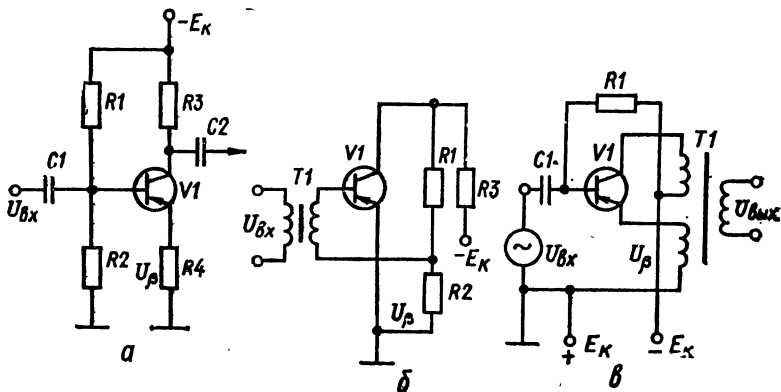


Рис. 4.19. Схемы транзисторных усилителей с отрицательной обратной связью:

а, б — напряжение обратной связи снимается с резистора; в — напряжение обратной связи снимается с обмотки выходного трансформатора

Напряжение обратной связи U_{β} (рис. 4.19, а) снимается с резистора R_4 , включенного в цепь эмиттера и не зашунтированного емкостью (как в обычных каскадах); на рис. 4.19, б U_{β} снимается с одного из резисторов (R_2), образующих выходной делитель напряжения. Для получения напряжения U_{β} в схеме на рис. 4.19, в используется специальная обмотка обратной связи и выходной трансформаторе. В зависимости от порядка включения концов обмотки обратная связь может быть отрицательной или положительной.

ГЛАВА 5

РАСЧЕТ ШИРОКОПОЛОСНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

5.1. Общие сведения

Широкополосные усилители предназначены для усиления электрических сигналов в широкой полосе частот — от единиц или десятков герц до десятков и даже сотен мегагерц. Широкополосные каскады усиления применяют для усиления как гармонических, так и импульсных сигналов. Необходимость расширения рабочего диапазона частот при усилении импульсных сигналов объясняется следующим образом. В соответствии с теоремой Фурье периодическое импульсное напряжение состоит из суммы напряжений постоянной составляющей и бесконечного числа гармоник с частотами, кратными частоте следования импульсов. Так, для импульсного напряжения прямоугольной формы (рис. 5.1) можно записать

$$u = U_0 + U_{m1} \cos \omega_1 t + U_{m2} \cos 2\omega_1 t + U_{m3} \cos 3\omega_1 t + \dots \quad (5.1)$$

Постоянная составляющая напряжения прямоугольной формы U_0 и амплитуда любой n -й гармоники (где $n = 1, 2, 3, \dots$ — номера соответствующих гармоник)

определяются из соотношений

$$U_0 = U_m t_n / T; \quad (5.2)$$

$$U_{mn} = (2U_m / \pi n) \sin(\pi n t_n / T), \quad (5.3)$$

где U_m — амплитуда импульсов напряжения; t_n — длительность импульсов; T — период повторения импульсов.

Определив в соответствии с формулой (5.3) амплитуды гармонических составляющих, получим частотный спектр импульсов прямоугольной формы, который бесконечен в области верхних частот и имеет нижнюю частоту, равную частоте следования импульсов.

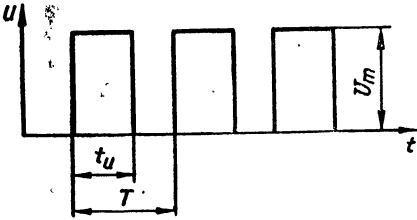


Рис. 5.1. Импульсы напряжения прямоугольной формы

Такого образом, для неискаженной передачи импульсных сигналов полоса пропускания усилителя должна быть как можно более широкой (теоретически — от нулевой частоты до бесконечно большой частоты). Именно поэтому усилители импульсов должны быть широкополосными.

Обычно импульсный усилитель строится на основе резистивного усилительного каскада, обладающего наиболее равномерной частотной характеристикой в сравнительно широком диапазоне частот. Однако для расширения полосы пропускания как в сторону низких, так и в сторону высоких частот в схему вводятся специальные цепи частотной коррекции.

На рис. 5.2 приведены типичные схемы транзисторных широкополосных каскадов усиления с низкочастотной и высокочастотной коррекцией. В этих схемах роль

усилителя строится на основе резистивного усилительного каскада, обладающего наиболее равномерной частотной характеристикой в сравнительно широком диапазоне частот. Однако для расширения полосы пропускания как в сторону низких, так и в сторону высоких частот в схему вводятся специальные цепи частотной коррекции.

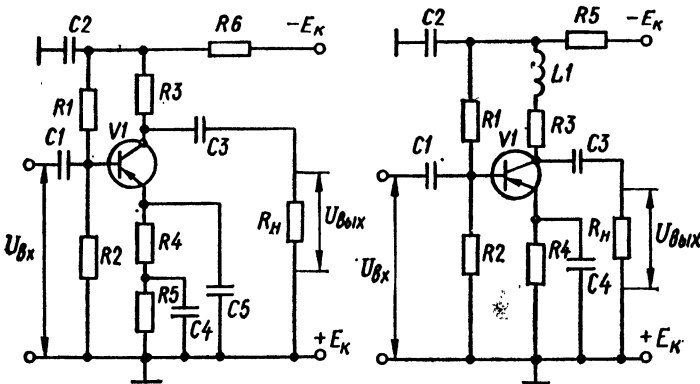


Рис. 5.2. Схемы широкополосных усилительных каскадов с низкочастотной и высокочастотной коррекцией частотной характеристики:

a — высокочастотная коррекция осуществляется с помощью эмиттерной цепочки R_4C_5 ; *б* — высокочастотная коррекция осуществляется с помощью катушки индуктивности L_1

цепочки низкочастотной коррекции выполняют элементы фильтра R_6C_2 (рис. 5.2, *a*) и R_6C_2 (рис. 5.2, *б*). При понижении частоты емкостное сопротивление конденсатора фильтра возрастает и поэтому полное сопротивление нагрузки, на которое работает транзистор, увеличивается. Следовательно, коэффициент усиления каскада с понижением частоты растет. Это компенсирует снижение усиления на низких частотах из-за влияния разделительных конденсаторов межкаскадной связи C_1, C_3 , блокировочного конденсатора C_4 цепи термостабилизации и др. При правильном выборе элементов фильтра приведенная схема низкочастотной коррекции позволяет расширить полосу пропускания резистивного каскада в сторону низких частот в десятки раз.

Высокочастотная коррекция в приведенных на рис. 5.2 схемах осуществляется по-разному. На рис. 5.1, *a* используется цепочка эмиттерной высокочастотной коррекции R_4C_5 . На резисторе R_4 создается напряжение отрицательной обратной связи. Этот резистор шунтируется конденсатором C_5 небольшой емкости. На верхних частотах емкостное сопротивление конденсатора C_5 уменьшается, что приводит к уменьшению глубины обратной связи и, следовательно, к увеличению коэффициента усиления каскада. Тем самым компенсируется спад амплитудно-частотной характеристики на высоких частотах, вызванный суммарной паразитной емкостью каскада C_0 (эта емкость учитывает влияние выходной емкости данного каскада, входной емкости последующего каскада и емкости монтажа).

На рис. 5.2, *b* высокочастотная коррекция осуществляется с помощью катушки индуктивности L_1 , включенной последовательно с резистором R_3 . Такое включение фактически приводит к образованию в коллекторной цепи транзистора резонансного параллельного контура, составленного из корректирующей индуктивности L_1 и суммарной емкости C_0 (на схеме эта распределенная емкость не показана). Это приводит к тому, что в области высоких частот (близких к резонансной частоте контура) общее сопротивление нагрузки в коллекторной цепи транзистора возрастает. Тем самым возрастает коэффициент усиления каскада на этих частотах, а полоса пропускания соответственно расширяется.

5.2. Исходные данные для расчета

Для расчета широкополосных усилителей должны быть заданы следующие основные показатели: коэффициент усиления каскада по напряжению на средних частотах диапазона K_{Ucp} ; частотный диапазон усилителя $f_{н..f_{в}}$; допустимые коэффициенты частотных искажений на нижних и верхних частотах диапазона $M_{н}$ и $M_{в}$.

В случаях, когда широкополосные усилители используются для усиления импульсных сигналов обычно известно значение длительности импульса $t_{и}$. Для определения верхней граничной частоты усилителя, пропускающего без заметных искажений импульсные сигналы, поступают следующим образом: вначале находят длительность установления импульса

$$t_y = 2,2\tau_{в}, \quad (5.4)$$

где $\tau_{в}$ — постоянная времени выходной цепи каскада. Далее предполагают, что длительность установления импульса не должна превышать 10% заданной длительности импульса. Тогда постоянная времени выходной цепи может быть найдена по формуле

$$\tau_{в} = 0,0455t_{и}. \quad (5.5)$$

Коэффициент частотных искажений в области верхних частот определяется выражением

$$M_{в} = \sqrt{1 + (\omega_{в}\tau_{в})^2}. \quad (5.6)$$

Из этого соотношения, зная $M_{в}$ и $\tau_{в}$, можно определить искомое значение $f_{в}$. Например, при $M_{в} = 1,41$ значение $\omega_{в}\tau_{в} = 1$. Следовательно,

$$f_{в} = 1/2\pi\tau_{в} \quad (5.7)$$

или

$$f_{в} = 2,2/2\pi t_y = 0,35/t_y. \quad (5.8)$$

Расчет усилительного каскада широкополосного усилителя сводится к выбору транзистора, определению режима его работы и нахождению элементов схемы каскада, включая элементы корректирующих цепей.

5.3. Порядок расчета [5]

1. Выбираем тип транзистора. Для широкополосных усилителей применяются высокочастотные и сверхвысокочастотные транзисторы с высокой граничной частотой усиления тока (табл. 5.1).

Транзисторы (соответствующей мощности) выбирают так, чтобы выполнялось условие

$$f_{в} \leq 0,1f_{гр}, \quad (5.9)$$

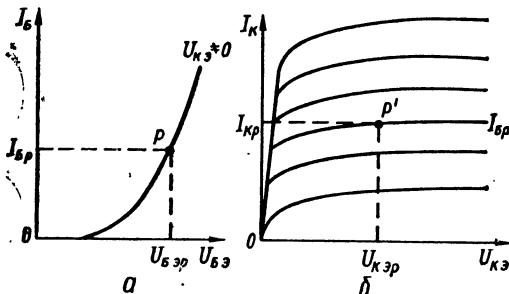
Таблица 5.1. Параметры некоторых маломощных высокочастотных

Тип транзистора	$P_{К \text{ макс}}$, мВт	$I_{h21б}$, $(f_{ГР})$, I_{max} , МГц	$R_{т. п-с}$, °C/мВт	$t_{\text{окр}}$, °C	$U_{КБ \text{ макс}}$, В
Высокочастотные					
КТ301—КТ301Ж	150	[30...60]	0,6	-55...+85	20...30
ГТ305А—ГТ305В	75	—	0,8	-60...+60	15
ГТ308А—ГТ308В	150	150	0,25	-55...+70	20
1Т311А—1Т311Л	150	(300...1500)	45	-60...+70	12
ГТ313А—ГТ313В	150	(350...1000)	0,9	-40...+55	15
КТ315А—КТ315И	100...150	(250)	0,67	-60...+100	20...40
ГТ320А—ГТ320В	200	(120)	0,225	-60...+70	20
ГТ322А—ГТ322В	50	(80)	0,7	-40...+55	25
КТ343А—КТ343В	150	(300)	0,5	-40...+85	—
КТ348А—КТ348В	15	(100)	4	-60...+75	5
КТ358А—КТ358В	100	—	0,7	-40...+85	15
Сверхвысокочастотные					
ГТ362А, ГТ362Б	40	(2400)	2	-40...+55	5
ГТ383А—ГТ383В	25	(2400...3600)	1,25	-40...+55	5
КТ357А—КТ357Г	100	(300)	0,7	-50...+85	6...20
КТ360А—КТ360В	10	(300...400)	7	-40...+85	25
КТ372А—КТ372В	50	(2400...3000)	1	-60...+125	15
КТ380А—КТ380В	15	(300)	3	-45...+85	—

¹ Обозначения параметров транзисторов соответствуют табл. 4.4; τ_k — постоянная времени

где $f_{ГР}$ — граничная частота коэффициента передачи тока в схеме с общим эмиттером.

2. Рассчитываем режим работы транзистора. При малой амплитуде входного сигнала этот расчет производится так же, как и в случае резистивного каскада усиления низкой частоты (см. § 4.3). Рабочую точку P выбирают на середине рабочего участка входной характеристики транзистора (рис. 5.3, а). Отмечают значения тока $I_{Бр}$ и напряжения $U_{БЭр}$ в рабочей точке. Затем рабочая точка переносится в семейство выходных характеристик транзистора для схемы с общим эмиттером. Здесь P' располагается на середине пологого участка той выходной характеристики, которая соответствует току базы $I_{Бр}$ (рис. 5.3, б). Отмечаем значения коллекторного тока по



коя $I_{кр}$ и соответствующего ему напряжения $U_{кэр}$.

Далее определяем общее сопротивление коллекторной цепи (без учета падения напряжения

Рис. 5.3. Выбор рабочей точки на входной (а) и выходной (б) характеристиках транзистора широкополосного каскада усиления

и сверхвысокочастотных транзисторов ¹

$U_{КЭ\text{ max}}$ ($U_{КЭR\text{ max}}$), В	$U_{ЭБ\text{ max}}$, В	$I_{К\text{ max}}$ ($I_{К, и\text{ max}}$), мА	$I_{КБО}$, мкА	$h_{21э}$ ($h_{21э}$)	$h_{22б}$ ($h_{22э}$), мкСМ	$h_{11б}$ ($h_{11э}$), Ом	$C_{к}$ ($C_{э}$), пФ	$\tau_{к}$, по
---	-------------------------	--	--------------------	----------------------------	----------------------------------	--------------------------------	-------------------------	-----------------

транзисторы

(20...30)	3	10	10...20	(10...300)	3	—	10	2...4,5
15	1,5	40	4	20...120	5	—	7	300
20	3	50	5	(20...200)	—	—	8	400
(12)	2	50	5	(15...300)	—	—	2,5	100
(12)	0,7	30	5	20...200	—	—	2,5	75
20...60	6	50...100	0,5...15	(5...50)	0,3	40	10	300...1000
20	3	150	7	(50...250)	—	—	8	600
(25)	—	10	4	(20...120)	1	34	2,5	200
9...17	4	50	1	(30...50)	—	—	5	—
(5)	3,5	15	1	(20...250)	—	—	11	—
(15...30)	4	30	(10...50)	(10...50)	—	—	5	500

транзисторы

(5)	0,2	10	5	(10...250)	—	—	0,4	2
(5)	0,5	10	5	(10...250)	—	—	1	10
6...20	3,5	40	5	(20...300)	—	—	7	—
(15...20)	4	20	1	(20...240)	—	—	5	450
(15)	3	10	0,5	(10...90)	—	—	1	12
17	4	10	1	(30...150)	—	—	6	—

цепи обратной связи на высокой частоте биполярного транзистора.

на резисторе фильтра)

$$R_{К\text{общ}} = (E_{к} - U_{КЭ\text{p}}) / I_{К\text{p}}, \quad (5.10)$$

где $E_{к}$ — напряжение источника питания, величина которого зависит от типа используемого транзистора.

Находим оптимально допустимое сопротивление коллекторной нагрузки для переменной составляющей коллекторного тока по формуле

$$R_{К\text{опт}} = \sqrt{r_{б} / 2\pi f_{гр} C_{к}}. \quad (5.11)$$

В формуле (5.11)

$$r_{б} = \tau_{к} / C_{к}, \quad (5.12)$$

где $\tau_{к}$ — постоянная времени цепи обратной связи на высокой частоте биполярного транзистора (произведение сопротивления базы $r_{б}$ на активную емкость коллекторного перехода $C_{к}$).

Поскольку $R_{К\text{опт}}$ представляет собой сопротивление коллекторной нагрузки переменному току, то

$$R_{К\text{опт}} = R_{К\sim} = R_{К} R_{вх.сл} / (R_{К} + R_{вх.сл}), \quad (5.13)$$

где $R_{К}$ — сопротивление резистора нагрузки в цепи коллектора ($R_{К} = R3$ на рис. 5.2); $R_{вх.сл}$ — входное сопротивление последующего каскада усиления (рассчитывается так же, как и для резистивных каскадов УНЧ, см. § 4.3).

Решая уравнение (5.13) относительно $R_{К}$, получим формулу для расчета сопро-

тивления резистора коллекторной нагрузки транзистора

$$R_K = (R_{K\sim} R_{вх.сл}) / (R_{вх.сл} - R_{K\sim}). \quad (5.14)$$

Если полученное значение $R_{K_{опт}} < R_{K_{общ}}$, то последовательно в цепь коллектора включается гасящее сопротивление. Этим сопротивлением может быть резистор фильтра R_ϕ (R_6 на рис. 5.2, а и R_5 на рис. 5.2, б). Сопротивление резистора

$$R_\phi = [(E_k - U_{кЭп}) / I_{кР}] - R_K. \quad (5.15)$$

Такой фильтр при питании усилителя от выпрямителя позволяет уменьшить пульсации выпрямленного напряжения, а в случае многокаскадного усилителя также выполняет роль развязывающего фильтра для уменьшения паразитных обратных связей.

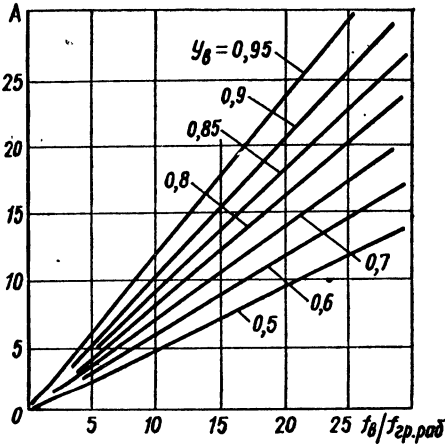


Рис. 5.4. График для определения глубины обратной связи в транзисторных каскадах с эмиттерной высокочастотной коррекцией

1. Находим граничную частоту входной цепи транзистора (граничную частоту транзистора в рабочих условиях)

$$f_{гр.р.об} = 1/2\pi C_{бэ} R_{эв.в}, \quad (5.16)$$

где $C_{бэ}$ — эквивалентная входная емкость транзистора, включающая и емкость обратной связи; $R_{эв.в}$ — эквивалентное сопротивление на верхних частотах. Значение $C_{бэ}$ находим по формуле

$$C_{бэ} = 1/2\pi f_{гр} r_э + C_k (R_{K\sim} / r_э), \quad (5.17)$$

где

$$r_э \approx 26 / I_{кР} \quad (5.18)$$

($f_{гр}$ — выражается в герцах; $r_э$ и $R_{K\sim}$ — в омах; $I_{кР}$ — в миллиамперах; $C_{бэ}$ и C_k — в фарадах). Величина $R_{эв.в}$ определяется из соотношения

$$R_{эв.в} \approx [(R_n + r_б) R_{вх.эв.в}] / (R_n + r_б + R_{вх.эв.в}), \quad (5.19)$$

где R_n — сопротивление источника входного сигнала (определяется так же, как и при расчете резистивных каскадов УНЧ); $r_б$ — находим из соотношения (5.12), а $R_{вх.эв.в}$ — входное сопротивление транзистора на высокой частоте, ориентировочно

3. Выбираем схемы коррекции. В транзисторных широкополосных каскадах, работающих на следующий транзистор, для расширения полосы пропускания в области верхних частот наиболее часто применяется схема эмиттерной высокочастотной коррекции (рис. 5.2, а). Высокочастотная коррекция частотной характеристики с помощью индуктивности (рис. 5.2, б), включаемой последовательно в коллекторную цепь транзистора, применяется, в основном, в выходных каскадах транзисторных усилителей, работающих на высокоомную нагрузку. В интегральных микросхемах индуктивная коррекция практически не используется из-за трудности ее конструктивного выполнения.

5.3.1. Расчет каскада высокочастотной эмиттерной коррекцией. Расчет элементов высокочастотной эмиттерной коррекции $R_4 C_б$ (рис. 5.2, а) выполняется в такой последовательности:

равное

$$R_{\text{вх экв.в}} \approx h_{113} \approx h_{116}/(1 + h_{216}) \quad (5.20)$$

(h_{113} , h_{116} , h_{216} — параметры выбранного типа транзистора).

2. По графику (рис. 5.4) зависимости глубины обратной связи A от отношения $f_{\text{в}}/f_{\text{гр.раб}}$ для различных значений относительного коэффициента усиления на верхних частотах $y_{\text{в}} = 1/M_{\text{в}}$ находим значение A (при этом используются заданные значения коэффициента частотных искажений на верхних частотах $N_{\text{в}}$ и верхней частоты диапазона $f_{\text{в}}$).

3. Сопротивление резистора R_4 цепочки коррекции определяем по формуле

$$R_4 = [R_{\text{н}} + r_{\text{с}} + r_{\text{э}}(1 + h_{213}) (A - 1)] / (1 + h_{213}), \quad (5.21)$$

где h_{213} — справочное значение коэффициента передачи тока выбранного биполярного транзистора в режиме малого сигнала в схеме с общим эмиттером.

4. Емкость C_5 цепочки коррекции

$$C_5 = 0,16/AR_4 f_{\text{гр.раб}}; \quad (5.22)$$

здесь R_4 выражается в омах; $f_{\text{гр.раб}}$ — в герцах; C_5 — в фарадах.

5. Расчет суммарного сопротивления резисторов $R_4 + R_5$ производим из условия допустимого падения напряжения на этих резисторах

$$R_4 + R_5 = U_{\text{э}}/I_{\text{э}} \approx (0,15 \dots 0,2) E_{\text{к}} / (I_{\text{кп}} + I_{\text{бр}}). \quad (5.23)$$

6. Сопротивления резисторов делителя R_1 и R_2 находим по формулам

$$R_2 = (U_{\text{БЭр}} + U_{\text{э}}) / I_{\text{д}}; \quad (5.24)$$

$$R_1 = [E_{\text{к}} - (U_{\text{БЭр}} + U_{\text{э}})] / (I_{\text{д}} + I_{\text{бр}}). \quad (5.25)$$

где $U_{\text{БЭр}}$ и $I_{\text{бр}}$ — значения напряжения и тока базы в рабочей точке (рис. 5.3, а); $U_{\text{э}}$ — допустимое падение напряжения на суммарном эмиттерном сопротивлении $U_{\text{э}} \approx (0,5 \dots 0,2) E_{\text{к}}$; $I_{\text{д}}$ — ток делителя (обычно принимают $I_{\text{д}} \approx 5I_{\text{бр}}$).

7. Емкость разделительных конденсаторов (C_1 и C_3 на рис. 5.2) рассчитываем из условия получения допустимых частотных искажений на низких частотах $M_{\text{н}}$

$$C_{\text{р}} = 10^6 / 2\pi f_{\text{н}} (R_{\text{к}} + R_{\text{вх.сл}}) \sqrt{M_{\text{н}}^2 - 1}, \quad (5.26)$$

где $f_{\text{н}}$ — нижняя частота диапазона, Гц; $R_{\text{к}}$ — сопротивление нагрузки в цепи коллектора (предыдущего каскада для конденсатора C_1 и рассчитываемого каскада для конденсатора C_3); $R_{\text{вх.сл}}$ — входное сопротивление последующего каскада для конденсатора C_3 и рассчитываемого каскада — для конденсатора C_1 , Ом; $C_{\text{р}}$ — емкость соответствующего разделительного конденсатора; мкФ.

8. Емкость C_4 в схеме 5.2, а с учетом действия отрицательной обратной связи равна

$$C_4 = (1/2\pi f_{\text{н}} R_5) \sqrt{[(1 + SR_5)^2 - M_{\text{н}}^2] / (M_{\text{н}}^2 - 1)}, \quad (5.27)$$

где S — крутизна сквозной динамической характеристики транзистора с учетом обратной связи, вносимой резистором R_4 ,

$$S = 1/[R_4 + r_{\text{э}} + (R_{\text{н}} + r_{\text{с}})/(1 + h_{213})]. \quad (5.28)$$

В формулах (5.27) и (5.28) значения сопротивлений даны в омах; емкость C_4 — в фарадах; крутизна S — в амперах на вольт.

5.3.2. Расчет цепи высокочастотной коррекции с индуктивностью. Высокочастотная коррекция индуктивностью (рис. 5.2, б) характеризуется коэффициентом коррекции

$$a = L_1 / C_0 R_3^2, \quad (5.29)$$

где C_0 — общая емкость схемы, включающая выходную емкость транзистора, емкость нагрузки и емкость монтажа. Величина коэффициента a характеризует добротность

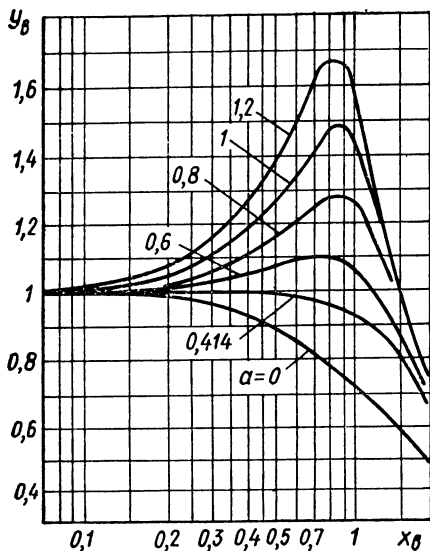


Рис. 5.5. Семейство нормированных амплитудно-частотных характеристик для высокочастотной коррекции

контура, состоящего из L_1 и C_0 , и определяет форму частотной характеристики в области верхних частот. На рис. 5.5 приведено семейство нормированных частотных характеристик, показывающих зависимость относительного усиления $y_B = 1/M_B$ от нормированной частоты $x_B = 2\pi f_B C_0 R_3$ для различных значений коэффициента высокочастотной коррекции a . Для расчета цепи высокочастотной коррекции индуктивностью L_1 необходимо произвести следующие построения и вычисления:

1. Зная M_B , найти значение y_B . Полученную точку на оси ординат проецируем на характеристику с требуемой формой частотной характеристики (рис. 5.5). Из приведенных характеристик видно, что при $a = 0,414$ частотная характеристика получается без подъема, а при $a > 0,414$ — с подъемом. Далее полученная точка на выбранной характеристике проецируется на ось абсцисс, по которой определяется значение x_B .

2. Сопротивление резистора R_3 в коллекторной цепи транзистора находим по формуле

$$R_3 = x_B / 2\pi f_B C_0. \quad (5.30)$$

Значение C_0 рассчитывается по формуле

$$C_0 = C_{\text{вых}} + C_m + C_n. \quad (5.31)$$

где $C_{\text{вых}}$ — выходная емкость транзистора рассчитываемого каскада; C_m — емкость монтажа схемы; C_n — емкость нагрузки (или $C_{\text{вх сл}}$ — входная емкость следующей ступени каскада).

3. Находим индуктивность корректирующей катушки

$$L_1 = a C_0 R_3^2. \quad (5.32)$$

Выбор режима работы транзистора и остальных элементов схемы производится так же, как и в случае расчета схемы с высокочастотной эмиттерной коррекцией.

5.3.3. Расчет цепи низкочастотной коррекции. Для расширения полосы пропускания в сторону нижних частот наиболее часто применяется цепь фильтра $R_5 C_2$ (рис. 5.2, б). Расчет корректирующей емкости C_2 производится по семейству нормированных частотных характеристик (рис. 5.6), снятых для отношения $R_3/R_5 = 0.5$. Для выполнения этого условия при выборе рабочей точки P' в семействе выходных статических характеристик транзистора (рис. 5.3, б) напряжение на

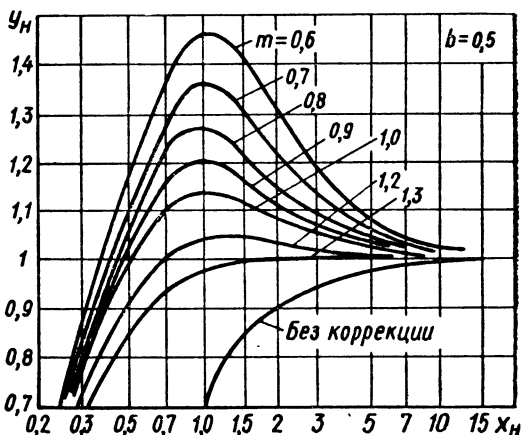


Рис. 5.6. Семейство нормированных частотных характеристик для низкочастотной коррекции

коллекторе следует выбирать так, чтобы

$$R_5 = (E_k - U_{КЭР})/I_{КР} \approx 2R_3. \quad (5.33)$$

По оси ординат семейства нормированных частотных характеристик отложено относительное усиление $y_H = 1/M_H$, а по оси абсцисс — нормированная частота x_H . Характеристики сняты для различных значений коэффициента m , характеризующего отношение постоянной времени корректирующей цепи к постоянной времени цепи нагрузки,

$$m = R_5 C_2 / R_3 C_0. \quad (5.34)$$

Для определения емкости C_2 на оси ординат графика по заданному значению M_H отмечают необходимую величину $y_H = 1/M_H$. Полученную точку проецируют на характеристику, у которой значение m соответствует требуемой форме частотной характеристики, а затем найденную точку на характеристике проецируют на ось абсцисс. Таким способом находят величину x_H . Емкость конденсатора рассчитывают по формуле

$$C_2 = m x_H / 2\pi f_H R_3. \quad (5.35)$$

ГЛАВА 6

ИЗБИРАТЕЛЬНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

6.1. Общие сведения

Избирательными (или *селективными*) называются усилители, полоса пропускания которых сужена для отделения сигналов в нужной полосе частот от сигналов, помех или шумов других частот.

По принципу действия и схемному выполнению избирательные усилители можно разделить на: резонансные, полосовые, усилители с обратной связью. Наиболее часто избирательные усилители применяются для усиления сигналов высокой частоты и являются одними из важнейших каскадов радиопередающих и радиоприемных устройств. Однако во многих случаях избирательные усилители применяются и для усиления низкочастотных сигналов.

Рассмотрим некоторые типовые схемы избирательных усилителей. В резонансных усилителях нагрузкой выходной цепи усилительного элемента является параллельный колебательный контур, имеющий высокое сопротивление для резонансной частоты и малое сопротивление для других частот.

Низкое входное и выходное сопротивления транзистора оказывают сильное шунтирующее действие на колебательный контур, вследствие чего резко падает усиление каскада и ухудшаются его избирательные свойства. Поэтому в транзисторных схемах резонансных избирательных усилителей, как правило, используют автотрансформаторные и трансформаторные способы связи контура с цепями транзистора (рис. 6.1).

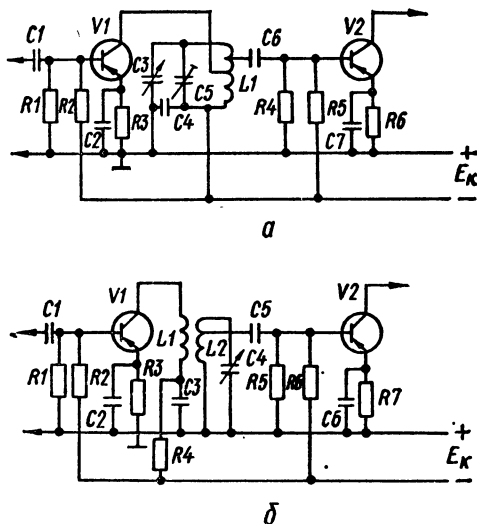


Рис. 6.1. Схемы резонансных избирательных усилителей:

а — с двойной автотрансформаторной связью;
б — с трансформаторной связью с транзистором и автотрансформаторной связью с последующим каскадом

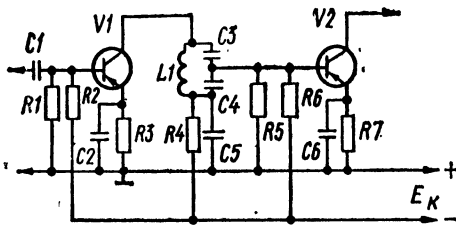


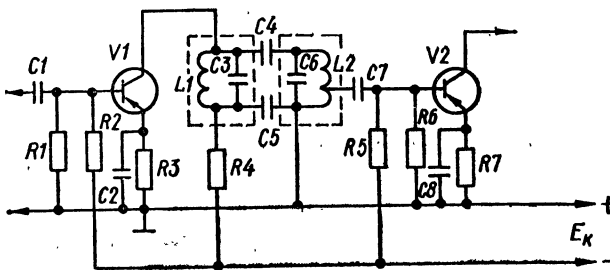
Рис. 6.2. Схема полосового усилителя с емкостной связью с последующим каскадом

герц и выше. На более низких частотах требуется большая индуктивность резонансного контура, который становится чрезмерно громоздким. Катушка индуктивности такого контура содержит много витков тонкого провода и очень чувствительна к наводкам и помехам. Поэтому избирательные усилители, предназначенные для работы на частотах порядка сотен герц и ниже, обычно строят с использованием частотно-избирательных фильтров типа RC в цепи отрицательной обратной связи.

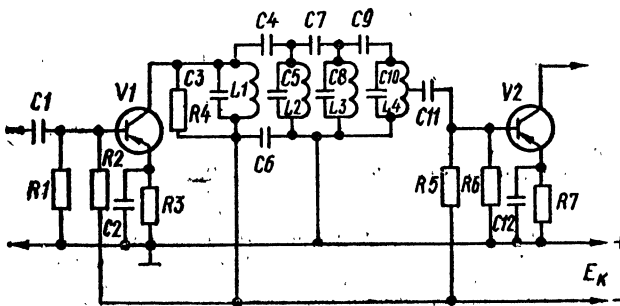
На рис. 6.4, а приведена схема RC -фильтра, элементы R_1C_1 которого ослабляют высокие частоты, а элементы R_2C_2 — высокие. Поэтому коэффициент передачи фильтра $K = U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}}$ имеет максимальное значение на одной частоте f_0 , а на частотах выше или ниже f_0 коэффициент передачи сигнала со входа на выход резко уменьшается.*

Емкостная схема связи (емкостной делитель) целесообразна в полосовых усилителях с фиксированной настройкой (рис. 6.2). Широкое распространение в усилителях промежуточной частоты (УПЧ) радиоприемных и телевизионных устройств получили двухконтурные полосовые фильтры и фильтры сосредоточенной селекции (ФСС) (рис. 6.3), позволяющие существенно повысить избирательные свойства усилителя.

Резонансные и полосовые усилители дают хорошие результаты лишь при рабочей частоте порядка единиц кило-



а



б

Рис. 6.3. Схемы усилителей с двухконтурным полосовым фильтром (а) и с фильтром сосредоточенной селекции (б)

Частотная характеристика $K = \varphi(f)$ такого фильтра представлена на рис. 6.4, б.

Частота f_0 , на которой коэффициент передачи фильтра имеет максимальное значение,

$$f_0 = 1/2\pi \sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2} \quad (6.1)$$

Эту частоту называют *квазирезонансной*.

Более совершенным является фильтр, состоящий из двух Т-образных RC-цепочек (рис. 6.5, а). Т-образные цепочки в этом фильтре состоят из таких элементов: первый — из конденсаторов $C1, C2$ и резистора $R3$; второй — из резисторов $R1, R2$ и конденсатора $C3$. Напряжение на выходе каждой из указанных Т-образных цепочек сдвинуто по фазе относительно входного напряжения. При этом напряжение на выходе первой Т-образной цепочки опережает входное напряжение, а напряжение на выходе второй Т-образной цепочки, наоборот, отстает от входного напряжения. Последнее обстоятельство позволяет при параллельном соединении двух Т-образных RC-цепочек получить на выходе (на некоторой частоте) при определенных соотношениях величин элементов R и C равные по амплитуде, но противоположные по фазе напряжения. При этом результирующее напряжение на выходе двойного Т-образного фильтра равно нулю. Частотная характеристика такого фильтра приведена на рис. 6.5, б.

Квазирезонансная частота f_0 , на которой коэффициент передачи двойного Т-образного фильтра имеет наименьшее значение, зависит от величин элементов цепочек

$$f_0 = (1/2\pi) \sqrt{(C_1 + C_2)/C_1 C_2 R_1 R_2} \quad (6.2)$$

Часто используются симметричные Т-образные фильтры, у которых $R_1 = R_2 = 2R_3 = R$; $C_1 = C_2 = C_3/2 = C$. Квазирезонансная частота такого фильтра

$$f_0 = 1/2\pi RC \quad (6.3)$$

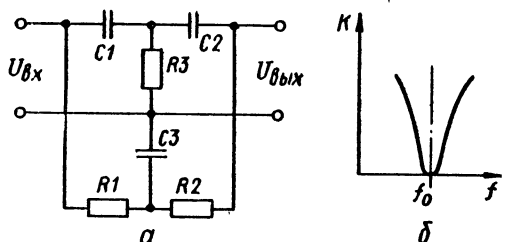


Рис. 6.5. Двойной Т-образный фильтр (а) и его частотная характеристика (б)

усиливается отрицательная обратная связь и соответственно уменьшается усиление сигнала. Частотная характеристика такого усилителя (рис. 6.6, б) напоминает резонансную характеристику колебательного контура, и, следовательно, приведенная схема по своим свойствам подобна избирательному усилителю с нагрузкой в виде колебательного контура. Для того чтобы избежать влияния малого внутреннего сопротивления источника входного напряжения на фильтр, между входом усилителя и фильтром включают развязывающий резистор $R4$ (рис. 6.6, а), величина сопротивления которого составляет (1...2) МОм.

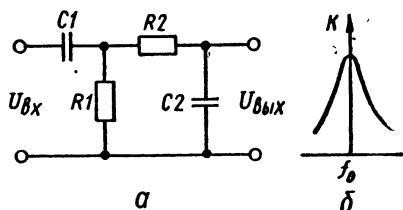


Рис. 6.4. Схема простейшего RC-фильтра избирательного усилителя (а) и его резонансная характеристика (б)

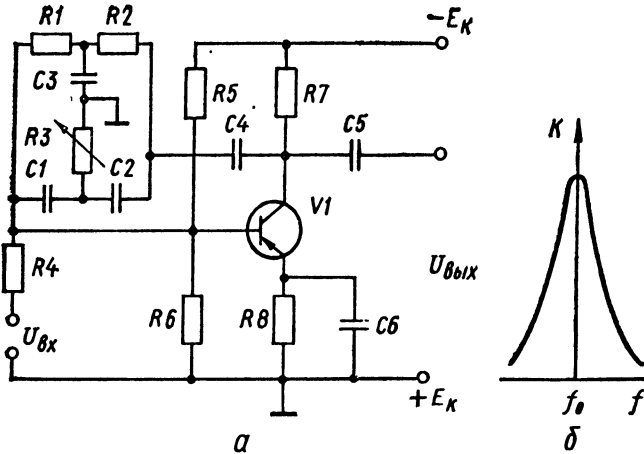


Рис. 6.6. Избирательный усилитель с двойным Т-образным мостом:

а — схема; б — частотная характеристика

6.2. Основные технические показатели

Избирательные усилители характеризуются следующими основными техническими показателями: коэффициентом усиления K ; избирательностью d — величиной ослабления усищаемого сигнала при заданной расстройке; полосой пропускания $2\Delta f$; величиной искажений сигнала; диапазоном частот $f_{\min} \dots f_{\max}$ — в случае диапазонного усилителя или средней частоты f_0 ; полосой пропускания — для усилителей с фиксированной настройкой.

Требования к избирательным усилителям зависят от их конкретного назначения, но в основном сводятся к тому, что: коэффициент усиления должен быть достаточно большим, а усилитель обеспечивать необходимую избирательность при достаточной ширине полосы пропускания; искажения сигналов не должны превышать допустимой величины; усилитель должен работать устойчиво, т. е. не самовозбуждаться и иметь параметры, мало меняющиеся в процессе эксплуатации; диапазонные усилители должны обеспечивать настройку на любую частоту в пределах заданного диапазона. При этом их качественные показатели во всем диапазоне должны удовлетворять предъявляемым к ним требованиям.

Если избирательный усилитель применяется в супергетеродинном приемнике, то различают избирательность по соседнему каналу d_c , характеризующую способность усилителя ослаблять сигналы соседних по частоте мешающих радиостанций, и избирательность по зеркальному каналу d_3 , характеризующую способность усилителя ослаблять сигнал зеркальной станции. Частота зеркальной радиостанции отличается от частоты принимаемой радиостанции на величину, равную удво-

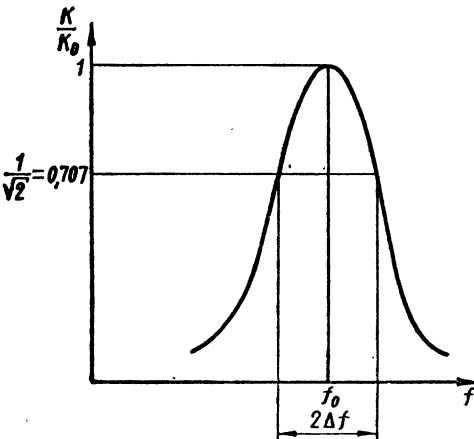


Рис. 6.7. Определение полосы пропускания избирательного усилителя по его резонансной (частотной) характеристике

енной промежуточной частоте. Обычно избирательность выражают в децибелах

$$d_{\text{[дБ]}} = 20 \lg (K_0/K), \quad (6.4)$$

где K_0 — коэффициент усиления на резонансной частоте; K — коэффициент усиления при заданной расстройке.

Полосой пропускания избирательного усилителя $2\Delta f$ называют область частот, в пределах которой ослабление спектра усиливаемых колебаний не превышает заданной величины. Обычно считается допустимым ослабление уровня сигнала на 3 дБ ($\sqrt{2}$ раз) по сравнению с максимальным значением на резонансной частоте.

Об избирательных свойствах усилителя и его полосе пропускания удобно судить по резонансной характеристике усилителя, представляющей собой график зависимости отношения коэффициента усиления K при расстройке к коэффициенту усиления K_0 при резонансе от частоты (рис. 6.7).

При расчете схем избирательных усилителей исходные данные могут варьироваться в зависимости от назначения и особенностей применения усилителя. Ниже рассматривается возможный порядок расчета избирательных усилителей различных видов.

6.3. Расчет избирательного усилителя с автотрансформаторным включением контура [рис. 6.1, а]

Исходные данные: диапазон частот усилителя $f_{\min} \dots f_{\max}$; требуемый коэффициент усиления K ; эквивалентная добротность контура на верхней $Q_{\text{эkv max}}$ и нижней $Q_{\text{эkv min}}$ частоте диапазона; входное сопротивление последующего каскада $R_{\text{вхсл}}$.

В результате расчета требуется: выбрать тип транзистора; определить параметры включения контура¹ со стороны транзистора рассчитываемого каскада m_1 и со стороны последующего каскада m_2 , резонансный коэффициент усиления K_0 ; параметры всех элементов схемы усилителя.

Расчет производим в следующем порядке:

1. Выбираем тип транзистора. Основным показателем при этом является граничная частота транзистора $f_{\text{гр}}$, значение которой должно удовлетворять условию

$$f_{\text{гр}} > f_{\text{max}}. \quad (6.5)$$

Выписываем из справочника параметры транзистора: C_k — емкость коллекторного перехода, пФ; $h_{11э}$ — входное сопротивление при включении биполярного транзистора по схеме с общим эмиттером, Ом; $h_{22э}$ — выходная проводимость, См.

Далее необходимо определить крутизну сквозной характеристики выбранного транзистора S . При этом возникают определенные трудности, так как значение крутизны обычно в справочниках не приводится. Учитывая, что в случае включения транзистора по схеме с общим эмиттером

$$S = \Delta I_K / \Delta U_{\text{БЭ}}, \quad (6.6)$$

можно найти крутизну либо графическим путем по характеристикам выбранного транзистора, либо рассчитать ее значение по формуле

$$S = (h_{21э} / h_{11э}) \cdot 10^3, \quad (6.7)$$

где $h_{21э}$ — коэффициент передачи тока биполярного транзистора в режиме малого сигнала в схеме с общим эмиттером; $h_{11э}$ — входное сопротивление транзистора в режиме малого сигнала в схеме с общим эмиттером, Ом.

В тех случаях, когда в справочнике приведены параметры $h_{21э}$ и $h_{11б}$, расчет крутизны может быть проведен по формуле

$$S = h_{21э} \cdot 10^3 / h_{11б} (1 + h_{21э}) \approx 10^3 / h_{11б}. \quad (6.8)$$

¹ Коэффициент включения контура представляет собой отношение числа витков катушки, подключаемых к соответствующей цепи схемы, к общему числу витков катушки контура.

Следует учитывать, что с увеличением частоты крутизна транзистора уменьшается. Поэтому окончательное расчетное значение крутизны транзистора равно

$$S_{расч} = S/\sqrt{1 + (f_{max}/f_{гр})}, \quad (6.9)$$

где $f_{гр}$ — граничная частота коэффициента передачи тока выбранного транзистора в схеме с общим эмиттером.

Таблица 6.1. Пределы изменения емкости некоторых подстроечных и переменных конденсаторов

Тип конденсатора	C_{min} , пФ	C_{max} , пФ	Тип конденсатора	C_{min} , пФ	C_{max} , пФ	
Подстроечные конденсаторы			КТ4-25	0,4	2	
КТ-2	1,5	5		1	5	
	1,5	10		3	15	
	1,9	15		4	20	
	2,5	30		5	25	
	3	50		6	30	
КПВ	4	50		8	40	
	5	75		Переменные конденсаторы		
	6	100		КПЕ (с воздушным ди- электриком)	10	365
7	125	12			495	
1КПВМ-1...14	6,5	24	КПВМ	9	260	
2КПВМ-1...12	1,3	5,8		9	270	
3КПВМ-1...14	6,5	24	5	240		
КПКМТ-2/7	2	7	8,5	260		
КПКМТ-4/15	4	15	КПЕ-3	7	180	
КПКМТ-6/25	6	25	7	210		
КПКМТ-8/30	8	30	7	240		
КТ4-20	5	20	6	250		
КТ4-21	1	5	5	240		
	2	10	4	220		
	3	15	6	260		
	4	20	5	260		
			КПЕ (с твердым диэлект- риком)	3	150	
				2	120	

2. Находим величины эквивалентных емкостей контура на крайних частотах диапазона $C_{экр min}$ и $C_{экр max}$

$$C_{экр min} = C_{min} + C_{сх}; \quad (6.10)$$

$$C_{экр max} = C_{max} + C_{сх}; \quad (6.11)$$

где C_{min} и C_{max} — минимальное и максимальное значения емкости стандартного переменного конденсатора СЗ (рис. 6.1, а), используемого для настройки контура (табл. 6.1); $C_{сх}$ — дополнительная емкость, при которой обеспечивается перекрытие заданного диапазона частот.

$$C_{сх} = (C_{max} - k_d^2 C_{min}) / (k_d^2 - 1). \quad (6.12)$$

Здесь k_d — коэффициент перекрытия диапазона

$$k_d = f_{max} / f_{min}. \quad (6.13)$$

Емкость $C_{сх}$ складывается из емкости монтажа $C_m = (5...10)$ пФ, междувитковой емкости катушки контура ($C_L = (10...15)$ пФ), пересчитанной в контур входной емкос-

ти транзистора ($C'_{вх} = 2...3$ пФ) и емкости подстроечного конденсатора контура (конденсатор С5 на рис. 6.1, а).

3. Индуктивность катушки контура находим по формуле

$$L_1 = 2,53 \cdot 10^4 (k_d^2 - 1) / (C_{max} - C_{min}) f_{max}^2, \quad (6.14)$$

где L_1 выражается в микрогенри; C_{max} и C_{min} — в пикофарадах; f_{max} — мегагерцах.

4. Определяем максимальный устойчивый коэффициент усиления каскада

$$K_{уст} = 6,3 \sqrt{S_{расч} / f_{max} C_k}, \quad (6.15)$$

где $S_{расч}$ — расчетное значение крутизны выбранного транзистора (см. (6.9)), мА/В; f_{max} выражается в мегагерцах; C_k — емкость коллекторного перехода транзистора, пФ.

5. Находим характеристическое (волновое) сопротивление контура на крайних частотах диапазона

$$\rho_{min} = 159 / f_{min} C_{эв max}; \quad (6.16)$$

$$\rho_{max} = 159 / f_{max} C_{эв min}. \quad (6.17)$$

где f_{min} и f_{max} выражаются в мегагерцах; $C_{эв min}$ и $C_{эв max}$ — в пикофарадах; ρ_{min} и ρ_{max} — в килоомах.

6. Ориентировочное значение коэффициента включения контура со стороны последующего каскада на максимальной частоте диапазона определяем по формуле

$$m_2 = \sqrt{(1 - k_{ш max}) R_{вх2} / \rho_{max} Q_{эв max}}, \quad (6.18)$$

где $k_{ш max}$ — коэффициент шунтирования контура транзистором на максимальной частоте диапазона. Для определения $k_{ш max}$ необходимо задаться значением конструктивной добротности контура Q_k , ориентируясь на рекомендации табл. 6.2. Коэффициенты $k_{ш max}$ и $k_{ш min}$ на верхней и нижней частотах диапазона рассчитываются по формулам

$$k_{ш max} = Q_{эв max} / Q_k; \quad (6.19)$$

$$k_{ш min} = Q_{эв min} / Q_k. \quad (6.20)$$

7. Находим коэффициент включения контура со стороны коллектора транзистора, исходя из условия получения максимального устойчивого усиления на максимальной частоте диапазона

$$m_{1уст} = K_{уст} / m_2 S_{расч} \rho_{max} Q_{эв max}, \quad (6.21)$$

где $S_{расч}$ — расчетное значение крутизны транзистора, мА/В; ρ_{max} выражается в килоомах.

8. Определяем коэффициент включения контура со стороны коллектора транзистора, исходя из условия получения оптимального согласования на минимальной частоте диапазона

$$m_{1онт} = \sqrt{(1 - k_{ш min}) / 2 \rho_{min} Q_{эв min} h_{22э}}, \quad (6.22)$$

где ρ_{min} выражается в омах; $h_{22э}$ — выходная проводимость транзистора, См.

9. Сравниваем полученные значения $m_{1уст}$ и $m_{1онт}$. Если $m_{1уст} \geq 1$ и $m_{1онт} \geq$

Таблица 6.2. Ориентировочные значения конструктивной добротности контура

Диапазон	Значение конструктивной добротности контура	
	катушка контура без сердечника	катушка контура с ферритовым сердечником
Длинные волны (ДВ) (150...408) кГц	10...50	90...140
Средние волны (СВ) (525...1605) кГц	40...100	110...160
Короткие волны (КВ) (3,95...12,1) МГц	60...150	140...190
Ультракороткие волны (УКВ) (65,8...73,0) МГц	100...200	100...200

≥ 1 , то принимается $m_1 = 1$ и используется полное включение контура в коллекторную цепь транзистора. Если же $m_{1уст} < 1$ или $m_{1опт} < 1$ (а также при $m_{1уст} \geq 1$ и $m_{1опт} < 1$), то для m_1 принимается меньшее значение.

10. Определяем окончательный коэффициент включения контура со стороны последующего каскада на минимальной частоте диапазона:

при $m_1 = 1$ или $m_1 = m_{1уст}$

$$m_2 = \sqrt{(1 - k_{ш\ min}) R_{вх.сл} / \rho_{\min} Q_{эвб\ \min} - m_1 R_{вх.сл} h_{22э}}; \quad (6.23)$$

при $m_1 = m_{1опт}$

$$m_2 = \sqrt{(1 - k_{ш\ \min}) R_{вх.сл} / 2\rho_{\min} Q_{эвб\ \min}}. \quad (6.24)$$

11. Находим коэффициенты усиления усилителя на крайних частотах диапазона

$$K_{0\ \max} = m_1 m_2 S_{расч} \rho_{\max} Q_{эвб\ \max}; \quad (6.25)$$

$$K_{0\ \min} = m_1 m_2 S_{расч} \rho_{\min} Q_{эвб\ \min}. \quad (6.26)$$

Если $K_{0\ \max} \leq K_{уст}$, а $K_{0\ \min} \geq K$, то расчет произведен правильно.

12. Рассчитываем параметры элементов схемы усилителя. Резистор R_3 в эмиттерной цепи термостабилизации режима работы транзистора находим по закону Ома

$$R_3 \approx U_{э} / I_K, \quad (6.27)$$

принимая величину падения напряжения $U_{э}$ на резисторе R_3 порядка 0,7...1,5 В, а величину тока коллектора I_K равным справочному значению этого тока для выбранного типа транзистора.

Сопrotивление резистора R_2 делителя напряжения определяем по формуле

$$R_2 = (\delta - 1) E_K R_3 / U_{э}, \quad (6.28)$$

где δ — коэффициент нестабильности схемы (принимается в пределе 1,5...4); E_K — напряжение источника питания каскада (выбирается в зависимости от величины допустимого напряжения на коллекторе для выбранного типа транзистора).

Сопrotивление резистора R_1 равно

$$R_1 = R_2 / (E_K / U_{э} - 1). \quad (6.29)$$

Для того чтобы на резисторе R_3 не возникало напряжения отрицательной обратной связи, его обычно шунтируют блокировочным конденсатором C_2 (рис. 6.1, а). Емкость этого конденсатора может быть найдена по формуле

$$C_2 \geq (15...30) \cdot 10^3 / f_{\min} R_3, \quad (6.30)$$

где C_2 выражается в микрофарадах; f_{\min} — в мегагерцах; R_3 — в килоомах.

Емкость разделительного конденсатора C_1 определяем по формуле

$$C_1 \geq (1...2) 10^3 / f_{\min} R_{вх.эвб} \quad (6.31)$$

(C_1 выражено в микрофарадах; f_{\min} — в мегагерцах), а величину эквивалентного входного сопротивления каскада (в килоомах) — из соотношения

$$1/R_{вх.эвб} = 1/h_{11э} + 1/R_1 + 1/R_2, \quad (6.32)$$

где $h_{11э}$ — входное сопротивление выбранного транзистора. Аналогично могут быть рассчитаны элементы схемы последующего каскада усилителя.

Полученные значения сопротивлений и емкостей округляются до ближайших стандартных величин (табл. 1.18).

6.4. Расчет избирательного усилителя с трансформаторным включением контура (рис. 6. 1, б)

Исходные данные и порядок расчета избирательного усилителя с трансформаторной связью такие же, как и в случае усилителя с автотрансформаторным включением контура. Однако кроме расчетных операций, приведенных в § 6.3, следует рассчитать индуктивность катушки связи L_1 контура с коллекторной цепью транзистора.

1. Предварительно задаемся собственной частотой f_k контура в цепи коллектора. Этот контур образован выходной емкостью транзистора и индуктивностью катушки связи. При этом надо учитывать, что от выбора резонансной частоты f_k существенно зависит равномерность усиления сигнала в рабочем диапазоне частот, а следовательно, появляется возможность корректировать форму частотной характеристики всего усилителя.

Возможны два случая режима работы контура коллекторной цепи транзистора: «удлинения» или «укорочения». Если, например, частота $f_k < f_{\min}$, то коэффициент усиления уменьшается с увеличением частоты настройки. Если же $f_k > f_{\max}$, то коэффициент усиления с увеличением частоты настройки растет. При заданном коэффициенте неравномерности усиления в диапазоне рабочих частот коэффициент удлинения или укорочения может быть определен из соотношения

$$k_y = \sqrt{(k_{\text{нр}}k_d - 1)/(k_{\text{нр}}k_d - k_d^2)}, \quad (6.33)$$

где $k_{\text{нр}}$ — коэффициент неравномерности усиления каскада; $k_d = f_{\max}/f_{\min}$ — коэффициент перекрытия диапазона.

Если величина $k_{\text{нр}}$ не задана, то рекомендуется выбирать коэффициент удлинения порядка 1,5...2, а коэффициент укорочения $k_y = 3$.

Резонансная частота коллекторной цепи при удлинении

$$f_k = f_{\min}/k_y; \quad (6.34)$$

при укорочении

$$f_k = k_y f_{\max}. \quad (6.35)$$

2. Находим индуктивность катушки связи по формуле

$$L_1 = 2,53 \cdot 10^{10} / f_k^2 C'_{\text{вых}}. \quad (6.36)$$

В формуле (6.36)

$$C'_{\text{вых}} = C_{\text{вых}} + C_{\text{м}} + C_{L_{\text{св}}} \text{ [пФ]}, \quad (6.37)$$

где $C_{\text{вых}}$ — выходная емкость транзистора на минимальной рабочей частоте, пФ; $C_{\text{м}} \approx (10...15)$ пФ — емкость монтажа; $C_{L_{\text{св}}} = (3...8)$ пФ — емкость катушки связи; f_k — собственная частота контура коллекторной цепи, кГц.

3. Коэффициент связи с контуром равен

$$k_{\text{св}} = m_1 \sqrt{L_2/L_1}, \quad (6.38)$$

где L_2 — индуктивность катушки контура.

6.5. Расчет полосового усилителя с одиночным контуром и емкостной связью с последующим каскадом (рис. 6.2)

Исходные данные: фиксированная частота настройки к заданной полосе пропускания (в супергетеродинных приемниках — промежуточная частота) $f_{\text{пр}}$; требуемый коэффициент усиления K ; максимальный коэффициент устойчивого усиления $K_{\text{уст}}$; входное сопротивление последующего каскада $R_{\text{вх сл}}$; тип транзисторов σ

параметрами $E_k, I_k; S_{расч}, C_k, h_{11з}, h_{22з}, C_{вх}, C_{вых}$; эквивалентная добротность контура $Q_{э,в}$.

В результате расчета необходимо определить: параметры включения контура m_1 и m_2 ; резонансный коэффициент усиления K_0 ; данные элементов схемы.

Расчет производим в следующем порядке:

1. Определяем коэффициент шунтирования контура входным сопротивлением последующего каскада и выходным сопротивлением транзистора, допустимый из условий устойчивости

$$k_{ш} \geq 1 - 2K_{уст}/S_{расч} \sqrt{10^3 R_{вх.сл}/h_{22з}}, \quad (6.39)$$

где $S_{расч}$ — расчетная крутизна транзистора на частоте $f_{пр}$, мА/В; $R_{вх.сл}$ — входное сопротивление последующего каскада, кОм; $h_{22з}$ — выходная проводимость транзистора в схеме с общим эмиттером, См.

2. Находим необходимые значения конструктивного и эквивалентного затухания контура

$$\delta_k = k_{ш}/Q_{э,в}; \quad (6.40)$$

$$\delta_э = 1/Q_{э,в}. \quad (6.41)$$

3. Рассчитываем характеристическое сопротивление контура при $m_1 = 1$

$$\rho = (\delta_э - \delta_k)/2h_{22з} \quad (6.42)$$

(ρ выражается в омах; $h_{22з}$ — в сименсах).

4. Эквивалентную емкость контура определяем по формуле

$$C_{э,в} \geq 159/f_{пр}\rho \text{ [пФ]} \quad (6.43)$$

($f_{пр}$ выражается в мегагерцах; ρ — в килоомах).

5. Определяем коэффициент включения контура со стороны последующего каскада

$$m_2 = \sqrt{R_{вх.сл}(\delta_э - \delta_k)/2\rho}. \quad (6.44)$$

6. Общая величина емкости емкостного делителя, составленного из конденсаторов C_3 и C_4 (рис. 6.2), равна

$$C_d = C_{э,в} - m_1^2 C_{вых}, \quad (6.45)$$

где $C_{вых}$ — выходная емкость транзистора.

7. Определяем величины емкостей, входящих в контур,

$$C_4 \geq (C_d/m_2) - C_{вх}; \quad (6.46)$$

$$C_3 \geq (C_4 + C_{вх}) C_d / (C_4 + C_{вх} - C_d), \quad (6.47)$$

где $C_{вх}$ — входная емкость транзистора выбранного типа (для последующего каскада).

8. Действительная эквивалентная емкость контура

$$C'_{э,в} = C_{вых} m_1^2 + (C_4 + C_{вх}) C_3 / (C_3 + C_4 + C_{вх}) \quad (6.48)$$

должна быть больше значения $C_{э,в}$, найденного по формуле (6.43)

$$C'_{э,в} > C_{э,в}. \quad (6.49)$$

При выполнении условия (6.49) расчет произведен правильно.

8. Определяем индуктивность контура

$$L_1 = 2,53 \cdot 10^4 / f_{пр}^2 C'_{э,в} \quad (6.50)$$

(L_1 выражается в микрогенри; $f_{пр}$ — в мегагерцах; $C'_{э,в}$ — в пикофарадах).

9. Уточняем величину характеристического сопротивления контура после выбора емкостей

$$\rho' = 159/f_{пр} C'_{э,в}. \quad (6.51)$$

10. Находим резонансный коэффициент усиления

$$K_0 = S_{\text{расч}} \rho' Q_{\text{экв}} m_1 m_2. \quad (6.52)$$

($S_{\text{расч}}$ выражается в миллиамперах на вольт; ρ' — в килоомах).

Необходимо, чтобы $K_0 > K$ и $K_0 < K_{\text{уст}}$. При выполнении этих условий расчет произведен правильно.

11. Задаемся сопротивлением развязывающего фильтра (R_4 на рис. 6.2) порядка (0,2...1) кОм и определяем емкость фильтра C_5

$$C_5 \geq (1 \dots 2) 10^{-3} / f_{\text{пр}} R_4 \quad (6.53)$$

(C_5 выражается в микрофарадах; $f_{\text{пр}}$ — в мегагерцах; R_4 — в килоомах).

12. Параметры остальных элементов схемы (R_1, R_2, R_3, C_1, C_2) определяются так же, как и при расчете резонансного усилителя с автотрансформаторной связью см. § 6.3).

6.6. Расчет избирательного усилителя с двухконтурным полосовым фильтром (рис. 6.3)

Исходные данные: фиксированная частота настройки в заданной полосе пропускания $f_{\text{пр}}$; требуемый коэффициент усиления K ; входное сопротивление последующего каскада $R_{\text{вх.сл}}$; эквивалентная добротность контуров $Q_1 = Q_2 = Q_{\text{экв}}$; фактор связи между контурами β (произведение коэффициента связи на добротность контуров $\beta = K_{\text{св}} Q_{\text{экв}}$); тип транзисторов с параметрами $E_K, I_K, S_{\text{расч}}, h_{11э}, h_{22э}, C_K, C_{\text{вх}}, C_{\text{вых}}$.

В результате расчета необходимо определить: параметры включения контуров m_1 и m_2 ; резонансный коэффициент усиления K_0 ; данные элементов схемы.

Расчет производим в следующем порядке:

1. Находим максимальный устойчивый коэффициент усиления каскада по формуле (6.15) $K_{\text{уст}} = 6,3 \sqrt{S_{\text{расч}} / f_{\text{пр}} C_K}$.

2. Определяем допустимый из условий устойчивости коэффициент шунтирования контуров фильтра выходным сопротивлением транзистора и входным сопротивлением последующего каскада

$$k_{\text{ш}} \geq 1 - K_{\text{уст}} / [\beta / (1 + \beta^2)] S_{\text{расч}} \sqrt{10^3 R_{\text{вх.сл}} / h_{22э}} \quad (6.54)$$

($S_{\text{расч}}$ выражается в миллиамперах на вольт; $R_{\text{вх.сл}}$ — в килоомах; $h_{22э}$ — в сименсах).

3. Находим значения конструктивного и эквивалентного затухания контуров по формулам (6.40) и (6.41): $\delta_K = k_{\text{ш}} / Q_{\text{экв}}$; $\delta_э = 1 / Q_{\text{экв}}$.

4. Определяем характеристическое сопротивление контуров полосового фильтра, принимая коэффициент включения контура в цепь коллектора $m_1 = 1$

$$\rho = (\delta_э - \delta_K) / h_{22э} \quad (6.55)$$

(ρ выражается в омах; $h_{22э}$ — в сименсах).

5. Находим эквивалентную емкость контуров полосового фильтра по формуле (6.43): $C_{\text{экв}} = 159 / f_{\text{пр}} \rho$ ($C_{\text{экв}}$ — в пикофарадах; $f_{\text{пр}}$ — в мегагерцах; ρ — в килоомах).

6. Величина емкости первого контура полосового фильтра (C_3 на рис. 6.3, а) равна

$$C_3 = C_{\text{экв}} - m_1^2 C_{\text{вых}}, \quad (6.56)$$

где $C_{\text{вых}}$ — выходная емкость транзистора.

7. Принимаем ближайшее большее значение C_3 по шкале номинальных величин и определяем действительную эквивалентную емкость первого контура

$$C_{\text{экв}} = C_3 + m_1^2 C_{\text{вых}}. \quad (6.57)$$

8. Определяем емкость связи между контурами (С4 на рис. 6.3, а)

$$C4 = \beta \cdot C'_{\text{экв}} / Q_{\text{экв}}. \quad (6.58)$$

9. Находим характеристическое сопротивление контура после выбора емкостей по формуле (6.51)

$$\rho' = 159 / f_{\text{пр}} C'_{\text{экв}}.$$

10. Рассчитываем окончательные значения коэффициентов включения контуров

$$m_2 = \sqrt{R_{\text{вх.сл}} (\delta_3 - \delta_k) / \rho'}; \quad (6.59)$$

$$m_1 = \sqrt{(\delta_3 - \delta_k) / \rho' h_{223}}. \quad (6.60)$$

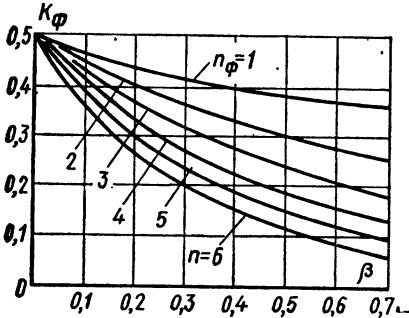


Рис. 6.8. График зависимости коэффициента передачи ФСС от коэффициента затухания β и количества звеньев фильтра n_{ϕ}

11. Находим величину емкости второго контура полосового фильтра (С6 на рис. 6.3, а)

$$C_6 \geq C'_{\text{экв}} - m_2^2 C_{\text{вх}}, \quad (6.61)$$

где $C_{\text{вх}}$ — входная емкость транзистора последующего каскада.

12. Определяем индуктивность контуров фильтра

$$L_1 = L_2 = 2,53 \cdot 10^4 / f_{\text{пр}}^2 C'_{\text{экв}} \quad (6.62)$$

(L_1 и L_2 выражается в микрогенри; $f_{\text{пр}}$ — в мегагерцах; $C'_{\text{экв}}$ — в пикофарадах).

13. Рассчитываем величину резонансного коэффициента усиления каскада

$$K_0 = [\beta / (1 + \beta^2)] \rho' Q_{\text{экв}} S_{\text{расч}} m_1 m_2 \quad (6.63)$$

(ρ' выражается в килоомах; $S_{\text{расч}}$ — в миллиамперах на вольт). Необходимо, чтобы выполнялись условия $K_0 > K$; $K_0 < K_{\text{уст}}$.

Остальные элементы схемы рассчитываются так же, как было показано в §6.3 и 6.5.

6.7. Расчет полосового усилителя с фильтром сосредоточенной селекции (ФСС) [рис. 6.3, б]

Исходные данные: фиксированная частота пропускания $f_{\text{пр}}$; входное сопротивление последующего каскада $R_{\text{вх.сл}}$; входная емкость последующего каскада $C_{\text{вх.сл}}$; тип транзисторов и их параметры: E_k , I_k , $S_{\text{расч}}$, h_{223} , $C_{\text{вых}}$; максимальный устойчивый коэффициент усиления $K_{\text{уст}}$; расчетная полоса пропускания $2\Delta f$; число звеньев ФСС n_{ϕ} ; обобщенное затухание, вносимое ФСС, β_{ϕ} .

В результате расчета требуется определить: коэффициент усиления K_0 ; данные контуров фильтра; коэффициенты включения фильтра m_1 и m_2 .

Расчет производим в следующем порядке:

1. Определяем коэффициент передачи фильтра K_{ϕ} (отношение напряжения на выходе фильтра к напряжению на его входе). Для этого используем график зависимости K_{ϕ} от коэффициента затухания β при соответствующем числе звеньев фильтра n_{ϕ} (рис. 6.8).

2. Из условия обеспечения устойчивости определяем сопротивление, которое необходимо включить на входе и выходе фильтра

$$R \leq K_{\text{уст}}^2 / K_{\phi}^2 S_{\text{расч}}^2 R_{\text{вх.сл}} \quad (6.61)$$

($S_{\text{расч}}$ выражается в миллиамперах на вольт; $R_{\text{вх.сл}}$ — в килоомах).

В транзисторных усилителях в качестве согласующего сопротивления R , устанавливаемого на входе и выходе ФСС, целесообразно использовать выходное сопротивление транзистора рассчитываемого каскада и входное сопротивление последующего каскада. Однако для этого необходимо правильно рассчитать параметры включения фильтра m_1 и m_2 .

3. Находим коэффициенты включения фильтра

$$m_1 = \sqrt{1/h_{223}R}; \quad (6.65)$$

$$m_2 = \sqrt{R_{\text{вх.с.л}}/R}. \quad (6.66)$$

Если коэффициент подключения фильтра к коллектору транзистора $m_1 > 1$, то принимается $m_1 = 1$. В этом случае необходимо включить на входе ФСС дополнительный шунтирующий резистор (R_4 на рис. 6.3, б), величина сопротивления которого

$$R_4 \leq R/h_{223} [(1/h_{223}) - R]. \quad (6.67)$$

Если $m_1 \leq 1$; $m_2 \leq 1$, то шунтирующий резистор R_4 не включается.

При использовании резистора R_4 определяется действительное сопротивление ФСС

$$R' = R_4/h_{223} [R_4 + (1/h_{223})]. \quad (6.68)$$

4. Определяем емкости звеньев фильтра (рис. 6.3, б)

$$C' = C_4 = C_7 = C_9 = 159/f_{\text{пр}}R' [\text{пФ}]; \quad (6.69)$$

$$C'' = C_5 = C_8 = (318 \cdot 10^8/2\Delta f R') - 2C' [\text{пФ}]; \quad (6.70)$$

$$C_3 = (1/2C'') - m_1^2 C_{\text{вых}} [\text{пФ}]; \quad (6.71)$$

$$C_{10} = (1/2C'') - m_2^2 C_{\text{вх.с.л}} [\text{пФ}] \quad (6.72)$$

($f_{\text{пр}}$ выражается в мегагерцах; $2\Delta f$ — в килогерцах; R' — в килоомах). Выбираем стандартные значения емкостей конденсаторов.

5. Находим индуктивности звеньев фильтра. Обычно принимают $L_1 = L_4$ и $L_2 = L_3$ (рис. 6.3, б). В этом случае

$$L' = L_2 = L_3 = 2\Delta f R' / 4\pi f_{\text{пр}}^2 [\text{мкГн}]; \quad (6.73)$$

$$L'' = L_1 = L_4 = 2L' [\text{мкГн}] \quad (6.74)$$

($2\Delta f$ выражается в килогерцах; R' — в килоомах; $f_{\text{пр}}$ — в мегагерцах).

6. Рассчитываем коэффициент усиления каскада

$$K_0 = K_{\text{ф}} S_{\text{расч}} R' m_1 m_2 \quad (6.75)$$

($S_{\text{расч}}$ выражается в миллиамперах на вольт; R' — в килоомах). Необходимо, чтобы $K_0 < K_{\text{уст}}$.

Данные других элементов схемы (резисторов делителя напряжения, эмиттерной цепочки термостабилизации, разделительных конденсаторов, элементов развязывающего фильтра) рассчитываются по формулам, приведенным в § 6.3 и 6.5.

6.8. Расчет избирательных усилителей с обратной связью (рис. 6.6)

Схема, приведенная на рис. 6.6, используется, главным образом, на низких частотах и представляет собой, по существу, транзисторный усилитель низкой частоты, охваченный достаточно глубокой отрицательной обратной связью. Поэтому расчет схемы сводится к проектированию усилителя низкой частоты без обратной связи, а затем к определению параметров Т-образного фильтра, включенного в цепь обратной связи. При этом может оказаться, что для получения заданного коэффициента усиления в схему усилителя будут входить несколько каскадов с соответствующим охватом обратной связью.

В качестве исходных данных для расчета могут служить: квазирезонансная частота двойного Т-образного RC-фильтра f_0 ; полоса пропускания усилителя $2\Delta f$; коэффициент усиления усилителя без обратной связи K .

В результате расчета необходимо определить режим работы усилителя, данные элементов его схемы и параметры Т-образного фильтра.

Расчет производим в следующем порядке:

1. Рассчитываем транзисторный УНЧ без обратной связи по методике, изложенной в гл. 4.

2. Задаемся величинами сопротивлений резисторов $R_1 = R_2 = R$, удовлетворяющих неравенству

$$R \geq (7 \dots 15) R_K, \quad (6.76)$$

где R_K — сопротивление нагрузки в цепи коллектора транзистора, с которого подается напряжение в цепь обратной связи (определяется при расчете усилителя). На рис. 6.6 $R_K = R_7$.

При выполнении условия (6.76) может быть достигнуто согласование цепи обратной связи с выходом усилителя.

3. По известной частоте f_0 при условии $C_1 = C_2 = C$ находим величину емкостей фильтра по формуле

$$C = 10^6 / 2\pi f_0 R \approx 16 \cdot 10^4 / f_0 R \text{ [мкФ]} \quad (6.77)$$

(f_0 выражается в герцах; R — в омах).

4. Выбрав стандартные значения R_1 , R_2 , C_1 и C_2 , находим величины сопротивления резистора R_3 и емкости конденсатора C_3

$$R_3 = R/2; \quad (6.78)$$

$$C_3 = 2C. \quad (6.79)$$

5. Определяем расчетную полосу пропускания усилителя из соотношения

$$2\Delta f_{\text{расч}} \approx 4/Kf_0. \quad (6.80)$$

Полученное значение $2\Delta f_{\text{расч}}$ должно удовлетворять неравенству

$$2\Delta f_{\text{расч}} < 2\Delta f. \quad (6.81)$$

Если необходимо сузить полосу пропускания усилителя, следует повысить его коэффициент усиления.

6. Находим эквивалентную добротность усилителя с двойным Т-образным RC-фильтром по формуле

$$Q_{\text{экв}} = f_0 / 2\Delta f_{\text{расч}} = K/4. \quad (6.82)$$

Стремясь к повышению избирательности RC-усилителей, необходимо помнить, что с увеличением эквивалентной добротности фильтра заметно возрастает нестабильность коэффициента усиления, избирательности и резонансной частоты. Поэтому при конструировании усилителя низкой частоты с высокой избирательностью необходимо позаботиться о стабильности его элементов (особенно RC-фильтра) по отношению к изменениям температуры и других факторов. В последнее время избирательные RC-усилители строятся, главным образом, на интегральных микросхемах [19].

ГЛАВА 7

УСИЛИТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

7.1. Общие сведения

Усилителями постоянного тока (УПТ) называют устройства, предназначенные для усиления по напряжению и по мощности сигналов постоянного или медленно меняющегося по величине тока. Они широко используются в электронных вычислительных устройствах, измерительной технике, управляющих и следящих системах и в ряде других областей.

Усиление сигналов постоянного тока можно осуществить двумя принципиально различными методами: непосредственно по постоянному току и с предварительным преобразованием постоянного тока в переменный.

Недостатком УПТ с преобразованием является относительная сложность схемы, содержащей, кроме усилителя, ряд других элементов. Поэтому наиболее часто в электронной аппаратуре используются УПТ с непосредственным (прямым) усилением сигнала.

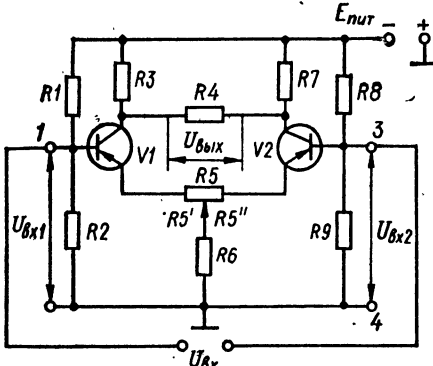


Рис. 7.1. Схема дифференциального каскада УПТ

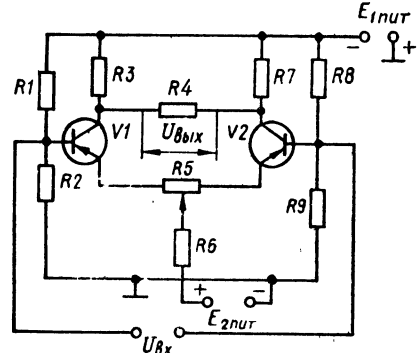


Рис. 7.2. Схема дифференциального УПТ с дополнительным источником питания

Существуют разнообразные схемы УПТ прямого усиления. Основной особенностью их является гальваническая связь между каскадами усилителя, при которой выход одного каскада соединяют со входом последующего или непосредственно проводником или через омические сопротивления.

Использование гальванической связи обуславливает две особенности усилителей постоянного тока: непостоянство «нулевого» уровня выходного напряжения или тока, который подвержен самопроизвольному изменению (дрейф нуля), и своеобразие схем каскадов и усилителей в целом.

Дрейф нуля может быть вызван нестабильностью напряжений источников питания, изменением параметров усилительных элементов и деталей схемы вследствие их старения, колебаний окружающей температуры (особенно при использовании транзисторов) и т. д. Особенно опасен дрейф в первых каскадах УПТ, так как при малых $U_{вх}$ напряжение дрейфа становится сравнимым с усиливаемым сигналом или даже превышает его. Если не принять мер к ослаблению дрейфа, напряжение $U_{вх}$ будет недопустимо искажено.

Основной задачей разработки усилителей постоянного тока является рациональное построение схемы, обеспечивающее (при выполнении прочих требований) возможно меньшую величину дрейфа.

Для снижения дрейфа применяют стабилизированные источники питания, охватывают каскады усилителя отрицательной обратной связью. Однако наиболее действенным и экономически выгодным методом уменьшения дрейфа является использование балансных усилительных каскадов. Типовые схемы балансных (дифференциальных) каскадов на транзисторах приведены на рис. 7.1—7.3.

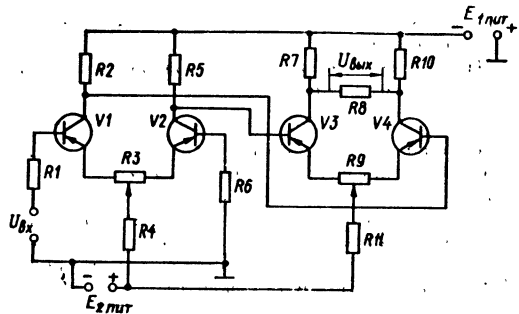


Рис. 7.3. Схема двухкаскадного дифференциального УПТ

Рис. 7.1 представляет собой, по существу, мост, плечами которого являются резисторы $R3 = R7$ (нагрузочные сопротивления в цепи коллектора транзисторов $V1$ и $V2$) и внутренние сопротивления транзисторов (вместе с соответствующей частью резистора $R5$ и резистором $R6$). К одной из диагоналей моста подведено напряжение источника питания $E_{\text{пит}}$, а в другую включен нагрузочный резистор $R4$, с которого снимается выходное напряжение. Резисторы $R1 = R8$ и $R2 = R9$ входят в делители напряжения источника питания и служат для выбора исходного режима работы каскадов. В эмиттерную цепь каждого из транзисторов включены резистор $R6$ и соответствующая часть резистора $R5$. Для нормальной работы схемы она должна быть строго симметричной. В этом случае в исходном состоянии (до поступления входного сигнала) мост окажется сбалансированным, а напряжение на его выходе будет равно нулю.

При полной симметрии плеч токи покоя обоих транзисторов, а также их отклонения в случае изменения режима (например, при изменении напряжения $E_{\text{пит}}$ или температуры) имеют равную величину. Потенциалы коллекторов при этом также равны или получают одинаковые приращения напряжений. Поэтому при одинаковом воздействии дестабилизирующих факторов на оба транзистора одновременно баланс моста не нарушается и выходное напряжение не появляется, т. е. напряжение дрейфа равно нулю. Воздействие входного напряжения любой полярности приводит к разбалансировке моста, так как на базы транзисторов подаются напряжения разных знаков. При этом потенциалы коллекторов получают одинаковые по абсолютной величине, но противоположные по знаку приращения, через нагрузочное сопротивление проходит ток, создающий на $R4$ напряжение $U_{\text{вых}}$, величина и полярность которого зависят только от величины и полярности входного напряжения.

В реальных балансных схемах всегда имеется некоторая асимметрия. Поэтому напряжение дрейфа на выходе полностью не исчезает. Однако дрейф нуля в балансных схемах определяется разностью токов обоих транзисторов и поэтому значительно меньше, чем в обычных схемах.

Для обеспечения дополнительной симметрии схемы и регулировки токов транзисторов в режиме покоя используется переменный резистор $R5$, величина сопротивления которого невелика. Обычно $R5 \approx (0,01 \dots 0,05) R6$. На резисторе $R6$ создается падение напряжения за счет токов эмиттера обоих транзисторов $U_{\Sigma} = (I_{\Sigma 1} + I_{\Sigma 2}) \times R6$, которое используется в качестве напряжения отрицательной обратной связи в режиме покоя. Любые одновременно возникающие нестабильности токов транзисторов будут ослабляться за счет глубокой отрицательной обратной связи. Вместе с тем на резисторе $R6$ не создается напряжение обратной связи для составляющих токов $\Delta I_{\Sigma 1}$ и $\Delta I_{\Sigma 2}$, вызванных действием полезного сигнала. Это объясняется тем, что токи эмиттеров обоих транзисторов под воздействием сигнала получают равные, но противоположные приращения $\Delta I_{\Sigma 1} = -\Delta I_{\Sigma 2}$, так как потенциалы баз всегда противоположны друг другу (когда на базу $V1$ от источника сигнала подается плюс, на базу $V2$ — минус и наоборот). Следовательно, коэффициент усиления схемы не уменьшается.

На рис. 7.2 изображена схема дифференциального балансного усилителя, которая отличается от рассмотренной выше тем, что при нулевом входном сигнале выходные клеммы также имеют нулевой потенциал по отношению к общей точке схемы (корпусу). Это достигается выбором напряжения источника дополнительного источника питания $E_{2\text{пит}} \approx |U_{\text{кэ}}| + (I_{\Sigma 1} + I_{\Sigma 2}) R6$. В остальном работа схемы на рис. 7.2 не отличается от работы схемы на рис. 7.1. Соответственно идентичен и расчет этих схем (только для схемы на рис. 7.2 необходимо принять $E_{\text{пит}} = E_{1\text{пит}} + E_{2\text{пит}}$).

Балансные каскады УПТ могут работать с несимметричным входом или выходом. В этом случае они используются как промежуточные каскады для перехода от несимметричных схем к симметричным и наоборот. На рис. 7.3 приведена схема, в которой первый каскад (на транзисторах $V1$ и $V2$) имеет несимметричный вход и симметричный выход, а второй каскад (на транзисторах $V3$ и $V4$) — симметричный вход и симметричный выход. Для соединения балансных каскадов друг с другом используется непосредственная связь, при которой коллекторы транзисторов предыдущего каскада непосредственно соединены с базами транзисторов последующего (рис. 7.3). Напряжение смещения на базы транзисторов подается с помощью резисторов $R4$ и $R11$, сопротивления которых практически не влияют на усиление каскадов.

7.2. Расчет балансного каскада УПТ

Проектирование балансной схемы транзисторного УПТ сводится к расчету двух одинаковых каскадов, каждый из которых представляет собой однотактный усилитель. Рассмотрим возможный порядок расчета УПТ применительно к схеме на рис. 7.1.

Исходные данные: напряжение на входе в режиме покоя $U_{ВХ}$ (обычно $U_{ВХ} = 0$); максимальные изменения напряжения входного сигнала $\pm \Delta U_{ВХ}$; внутреннее сопротивление источника входного сигнала $R_{\text{вх}}$; выходная мощность $P_{\text{вых}}$; сопротивление нагрузки $R_{\text{н}}$; напряжение источника питания $E_{\text{пит}}$.

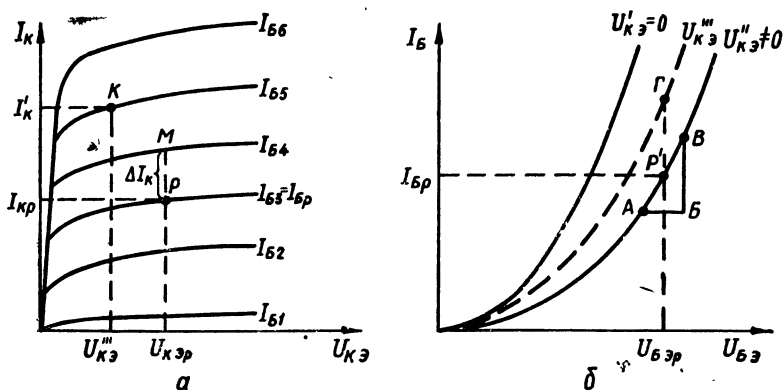


Рис. 7.4. Определение Y -параметров транзисторов в семействе выходных (а) и входных (б) характеристик

В результате расчета требуется определить режим работы каскада и данные элементов схемы.

Расчет производим в следующем порядке:

1. Выбираем тип транзисторов. Критерием выбора для работы в схемах УПТ является минимальное значение обратного тока коллектора $I_{КБ0}$, а также выполнение условия

$$U_{КЭ\text{max}} \geq E_{\text{пит}} \quad (7.1)$$

2. Находим коэффициент усиления каскада по напряжению

$$K = \Delta U_{\text{вых}} / \Delta U_{\text{вх}} \quad (7.2)$$

где

$$\Delta U_{\text{вых}} = \sqrt{P_{\text{вых}} R_{\text{н}}} \quad (7.3)$$

3. В семействе выходных характеристик выбранного транзистора (рис. 7.4, а) выбираем рабочую точку P . Для этого принимаем в режиме покоя

$$U_{КЭр} = (0,2 \dots 0,3) E_{\text{пит}}; \quad I_{Кр} = 0,5 I_{К\text{max}}, \quad (7.4)$$

где $I_{К\text{max}}$ — справочное значение максимально допустимого постоянного тока коллектора для выбранного транзистора.

4. Проверяем правильность выбора рабочей точки. Мощность, рассеиваемая на коллекторе транзистора в режиме покоя $P_{Кр}$, не должна превышать максимально допустимой постоянной рассеиваемой мощности P_{max} выбранного транзистора

$$P_{Кр} = U_{КЭр} I_{Кр} \leq P_{\text{max}} \quad (7.5)$$

5. В семействе выходных характеристик отмечаем ток базы $I_{Бр}$, соответствующей той характеристике, на которой расположена рабочая точка P (рис. 7.4, а). Далее переносим рабочую точку в семейство входных характеристик транзистора (точка P' на рис. 7.4, б). Эта точка должна быть расположена на кривой, соответствующей коллекторному напряжению $U_{КЭр}$ (а при отсутствии такой кривой в семействе характеристик — на той из них, которая снята при $U_{КЭ} \neq 0$) и току $I_{Бр}$. Рабочей точке P' соответствует напряжение $U_{БЭр}$.

Одним из возможных методов расчета транзисторных УПТ является расчет с помощью Y -параметров транзисторов Y_{11} , Y_{12} , Y_{21} и Y_{22} [8, 12, 23], каждый из которых имеет размерность проводимости. В справочниках Y -параметры транзисторов приводятся редко. Поэтому их следует определить графическим путем в семействах входных и выходных характеристик транзистора. При этом надо учитывать соотношения (для схемы с общим эмиттером).

$$\left. \begin{aligned} Y_{11} &= \Delta I_B / \Delta U_{БЭ} \text{ при } U_{КЭ} = \text{const}; \\ Y_{12} &= \Delta I_B / \Delta U_{КЭ} \text{ при } U_{БЭ} = \text{const}; \\ Y_{21} &= \Delta I_K / \Delta U_{БЭ} \text{ при } U_{КЭ} = \text{const}; \\ Y_{22} &= \Delta I_K / \Delta U_{КЭ} \text{ при } U_{БЭ} = \text{const}. \end{aligned} \right\} (7.6)$$

Для определения Y_{11} воспользуемся характеристическим треугольником ABV (рис. 7.4, б), построенным вблизи рабочей точки P' . Из этого треугольника следует

$$Y_{11} = \Delta I_B / \Delta U_{БЭ} = BV / AB \text{ при } U_{КЭ}'' \neq 0 = \text{const}. \quad (7.7)$$

Параметр Y_{12} определяется также по входным характеристикам. Для этого при постоянном напряжении $U_{БЭр} = \text{const}$ соответствующем рабочей точке P' , определяем приращение тока базы ΔI_B при изменении напряжения на коллекторе $U_{КЭ}$. Обычно в справочниках приводятся лишь две входные характеристики, снятые при $U_{КЭ} = 0$ и $U_{КЭ}'' \neq 0$. Если этих двух характеристик для определения Y_{12} недостаточно, следует провести вспомогательную характеристику (на рис. 7.4, б показана пунктиром), а напряжение $U_{КЭ}''$ определить как среднее значение между $U_{КЭ} = 0$ и указанной в справочнике величиной $U_{КЭ}'' \neq 0$. Таким образом,

$$Y_{12} = \Delta I_B / \Delta U_{КЭ} = P'G / U_{КЭ}'' - U_{КЭ}''' \text{ при } U_{БЭр} = \text{const}. \quad (7.8)$$

Для определения параметра Y_{21} воспользуемся вначале выходными характеристиками (рис. 7.4, а), на которых вблизи выбранной рабочей точки P находим приращение тока базы ΔI_B и соответствующее ему приращение тока ΔI_K при постоянной величине напряжения $U_{КЭр}$.

Из рис. 7.4, а видно, что при изменении тока базы от $I_{Б3}$ до $I_{Б4}$ ток коллектора изменится на ΔI_K (точка M). Для определения соответствующего приращения напряжения на базе обращаемся к входным характеристикам (рис. 7.4, б), и в области точки P' для характеристики, снятой при $U_{КЭ}'' \neq 0$, определяем, какое приращение напряжения $U_{БЭ}$ соответствует приращению тока $\Delta I_B = I_{Б4} - I_{Б3}$ (предварительно найденному в семействе выходных характеристик). Тогда

$$Y_{21} = \Delta I_K / \Delta U_{БЭ} \text{ при } U_{КЭ}'' \neq 0 = \text{const}. \quad (7.9)$$

Параметр Y_{22} находим аналогично. Для этого по входной характеристике определяются взаимосвязанные приращения $\Delta U_{КЭ}$ и ΔI_B (при $U_{БЭр} = \text{const}$), а затем на выходных характеристиках находят соответствующее напряжению $\Delta U_{КЭ}$ приращение тока ΔI_K . Так, например, для рис. 7.4, б изменению напряжения $\Delta U_{КЭ} = U_{КЭ}'' - U_{КЭ}'''$ соответствует изменение тока базы, определяемое отрезком $P'G$.

В семействе выходных характеристик (рис. 7.4, а) отмечаем точку K , соответствующую $U_{КЭ}''$ и $I_{БЭ}$, и некоторую точку, соответствующую напряжению $U_{КЭ}''$ и току $I_{БЭ}$ (в данном случае точку P). При переходе от точки P к точке K ($\Delta U_{КЭ} = U_{КЭ\text{Эр}} - U_{КЭ}''$) ток коллектора меняется от $I_{Кр}$ до $I_{К}'$ ($\Delta I_{К} = I_{К}' - I_{Кр}$). Следовательно,

$$Y_{22\text{э}} = \Delta I_{К} / \Delta U_{КЭ} = (I_{К}' - I_{Кр}) / (U_{КЭ\text{Эр}} - U_{КЭ}'') \text{ при } U_{БЭ} = U_{БЭ\text{Эр}} = \text{const.} \quad (7.10)$$

6. После определения Y -параметров транзистора проверяем правильность выбора транзистора из условия

$$K < Y_{21\text{э}} / (Y_{22\text{э}} + 2/R_{н}), \quad (7.11)$$

где $R_{н} = R_4$ (рис. 7.1).

Если условие (7.11) не выполняется, то необходимо выбрать другой транзистор и повторить все предыдущие пункты расчета или уменьшить заданное значение коэффициента усиления K .

7. Находим величину сопротивлений резисторов, включенных в коллекторные цепи транзисторов ($R_3 = R_7$ на рис. 7.1) по формуле

$$R_{К} = R_3 = R_7 = KR_{н} / [Y_{21\text{э}}R_{н} - K(Y_{22\text{э}}R_{н} + 2)], \quad (7.12)$$

где $R_{н} = R_4$ (рис. 7.1).

Мощность, рассеиваемая на резисторах $R_3 = R_7$, равна

$$P_{R_{К}} = I_{Кр}^2 R_{К}. \quad (7.13)$$

Выбираем стандартное значение сопротивлений резисторов $R_3 = R_7$ и их тип (табл. 1.18, 1.22).

8. Определяем ток, проходящий через резистор R_6 ,

$$I_{R_6} = 2(I_{Кр} + I_{БЭ}). \quad (7.14)$$

9. Находим величину сопротивления резистора R_6 по формуле

$$R_6 = (E_{пит} - U_{КЭ\text{Эр}} - I_{Кр}R_{К}) / I_{R_6}. \quad (7.15)$$

Мощность, рассеиваемая на резисторе R_6 , равна

$$P_{R_6} = I_{R_6}^2 R_6. \quad (7.16)$$

Находим стандартный тип резистора R_6 ¹.

10. Определяем сопротивление переменного резистора по формуле

$$R_6 = 0,05R_6. \quad (7.17)$$

11. Находим величины сопротивлений резисторов делителей напряжения $R_{д1} = R_1 = R_8$ и $R_{д2} = R_2 = R_9$. Делитель напряжения, составленный из этих резисторов, обеспечивает устойчивость рабочих точек транзисторов по базовым цепям. Поэтому токи делителей должны быть больше токов баз примерно в 5 раз. Тогда

$$I_{R_{д2}} = 5I_{БЭ}; \quad (7.18)$$

$$I_{R_{д1}} = 5I_{БЭ} + I_{БЭ} = 6I_{БЭ}. \quad (7.19)$$

Величину сопротивления $R_{д1} = R_1 = R_8$ находим по формуле

$$R_{д1} = R_1 = R_8 = (E_{пит} - U_{БЭ\text{Эр}} - I_{R_6}R_6) / I_{R_{д1}}. \quad (7.20)$$

Мощность, рассеиваемая на резисторах $R_{д1}$, равна

$$P_{R_{д1}} = I_{R_{д1}}^2 R_{д1} \quad (7.21)$$

¹ При расчете R_6 по формуле (7.15) результат может оказаться отрицательным. В этом случае следует при выборе рабочей точки уменьшить значения $U_{КЭ\text{Эр}}$ и $I_{Кр}$ и повторить предыдущие пункты расчета.

Находим $R_{д2} = R_2 = R_9$

$$R_{д2} = R_2 = R_9 = (U_{БЭР} + I_{R_6} R_6) / I_{R_{д2}}, \quad (7.22)$$

Мощность

$$P_{R_{д2}} = I_{R_{д2}}^2 R_{д2}. \quad (7.23)$$

Выбираем стандартные резисторы R_1, R_2, R_8, R_9 (табл. 1.18).

12. Находим входное сопротивление каскада $R'_{вх}$ без учета влияния сопротивления делителя

$$R'_{вх} = 2(Y_{223} R_K R_H + 2R_K + R_H) / [(Y_{213} Y_{223} - Y_{123} Y_{213}) R_K R_H + Y_{113} (2R_K - R_H)], \quad (7.24)$$

где $R_K = R_3 = R_7$; $R_H = R_4$ (рис. 7.1).

13. Определяем общее сопротивление $R_{д.общ}$ делителей между базами транзисторов

$$R_{д.общ} = 2R_{д1} R_{д2} / (R_{д1} + R_{д2}), \quad (7.25)$$

где $R_{д1} = R_1 = R_8$; $R_{д2} = R_2 = R_9$.

14. Находим результирующее входное сопротивление каскада $R_{вх}$. Сопротивления $R'_{вх}$ и $R_{д.общ}$ включены параллельно. Поэтому

$$R_{вх} = R'_{вх} R_{д.общ} / (R'_{вх} + R_{д.общ}). \quad (7.26)$$

Полученное значение $R_{вх}$ должно быть больше или одного порядка с заданным внутренним сопротивлением R_H источника входного сигнала. В этом случае можно обойтись без дополнительного согласования источника входного сигнала с входным сопротивлением усилителя.

При практическом выполнении УПТ на транзисторах следует помнить, что на величину дрейфа коллекторного тока транзисторов сильно влияют технологический разброс параметров, доходящий у отдельных экземпляров транзисторов до $\pm 100\%$, а также ползучесть — изменение параметров с течением времени в результате старения транзисторов в процессе эксплуатации или хранения. Поэтому перед монтажом схемы транзисторы обязательно следует проверять на ползучесть и соответствие требуемым параметрам схемы. Транзисторы в балансных каскадах должны иметь параметры, различающиеся не более чем на 2—3%.

ГЛАВА 8

УСИЛИТЕЛИ НА ИНТЕГРАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМАХ

8.1. Общие сведения

В соответствии с используемой терминологией интегральной микросхемой (ИМС) называют микроэлектронное устройство, все или часть элементов которого нераздельно связаны и электрически соединены между собой так, что устройство рассматривается как единое целое. Современные ИМС делятся на два класса, отличающихся конструктивными особенностями, — *гибридные* и *полупроводниковые*.

Гибридная ИМС — микросхема, часть элементов которой имеет самостоятельное конструктивное оформление. Полупроводниковой ИМС называют микросхему, элементы которой выполнены в объеме и (или) на поверхности полупроводникового материала.

В отличие от дискретных полупроводниковых приборов, каждый из которых имеет вполне определенное назначение, установившуюся систему параметров и методов их измерений, микросхемы представляют собой устройства, предназначенные для вы-

полнения самых разнообразных функций и характеризующиеся большим числом существенно отличающихся друг от друга электрических параметров даже для микросхем одного и того же класса.

В широкой номенклатуре современных интегральных микросхем [13, 16, 29, 42] значительное место занимают аналоговые (линейные) ИМС, предназначенные для использования в усилительной технике. Существуют два направления развития линейной интегральной схемотехники. Основой первого направления являются схемы, содержащие набор последовательно соединенных между собой транзисторных усилительных каскадов с непосредственной связью, охваченных (в целях улучшения качественных показателей усилителей) отрицательной обратной связью. Основой второго, более позднего и наиболее перспективного направления развития линейных ИМС служит дифференциальная схема, которая значительно расширяет возможности использования ИМС в усилителях различного типа и существенно повышает качество работы усилительной аппаратуры.

Необходимо подчеркнуть, что применение ИМС заметно облегчает расчет и проектирование усилителей. Рассматривая микросхему как некоторое устройство с уже известными свойствами, разработчику усилителя или радиолюбителю нет необходимости рассчитывать режим работы ИМС и параметры элементов, входящих в микросхему. Достаточно установить рекомендуемые технической документацией электрические режимы и получить гарантированные показатели усилителя. Вместе с тем надо учитывать, что многим современным ИМС свойственна функциональная незавершенность. Поэтому для того чтобы микросхема могла полностью и наилучшим образом выполнять свои функции, к ее выводам нередко подключают внешние навесные элементы: резонансные контуры, дроссели, разделительные или развязывающие конденсаторы, резисторы и т. д., причем каждый тип микросхемы имеет свою индивидуальную схему включения.

Задача данной главы не совсем обычна. Читатель не найдет в ней последовательного расчета разнообразных и многочисленных усилителей на ИМС. В этом нет необходимости. Речь пойдет о подходе к выбору некоторых типичных усилительных ИМС, их параметрах, схемах включения, возможностях применения в усилителях различного назначения.

8.2. Классификация усилительных ИМС

В соответствии с требованиями государственных стандартов условное обозначение ИМС представляет собой код, отражающий конструктивно-технологические особенности микросхемы и характер выполняемой ею функции. Условное обозначение ИМС, введенных после 1974 г., состоит из трех элементов:

Первый элемент — три цифры, указывающие номер серии¹, причем первая цифра обозначает конструктивно-технологическое исполнение микросхем (1; 5 — полупроводниковые; 2; 4; 8 — гибридные; 3 — пленочные; 7 — бескорпусные), а вторые две цифры — порядковый номер разработки серии микросхем (от 00 до 99).

Второй элемент — две буквы, отражающие функциональное назначение микросхем.

Третий элемент — порядковый номер одноименных по функциональному признаку микросхем в данной серии.

Часто за третьим элементом обозначения следует буква, указывающая на то, что микросхема данного типа имеет группы, различные по одному или нескольким параметрам. Перед условным обозначением микросхем, предназначенных для бытовой и промышленной аппаратуры, ставится буква К.

В условных обозначениях микросхем, разработанных до 1974 г., второй элемент (две буквы) стоит сразу после первой цифры серии, при этом буквенные обозначения некоторых микросхем отличаются от принятых в настоящее время. Старые и новые буквенные обозначения интегральных усилителей и вторичных источников питания приведены в табл. 8.1.

¹ Под сериями понимают совокупность микросхем, выполняющих различные функции, но имеющих единую конструктивно-технологическую основу и предназначенных для совместного применения в аппаратуре.

Пример обозначений ИМС:

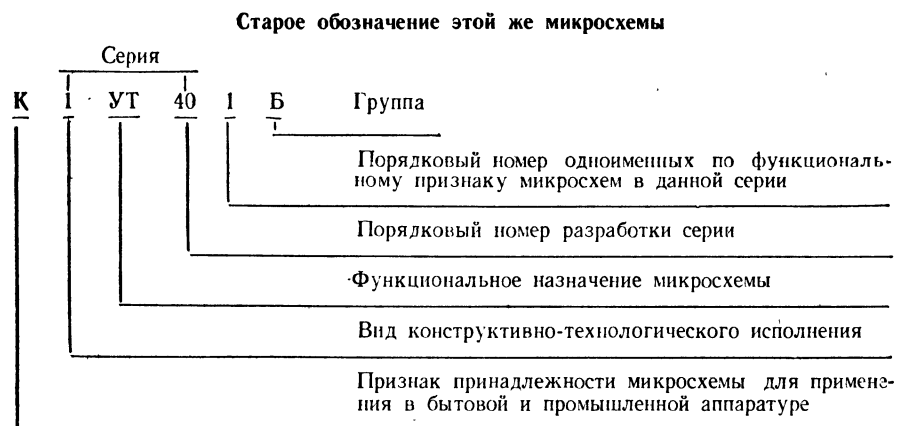
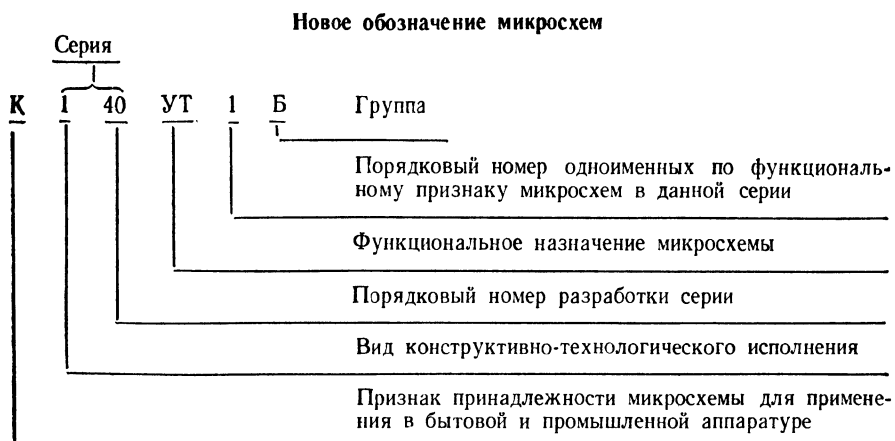


Таблица 8.1. Буквенные обозначения усилительных ИМС

Функции, выполняемые усилительными микросхемами ¹	Буквенные обозначения		Функции, выполняемые усилительными микросхемами ¹	Буквенные обозначения	
	до 1974 г.	после 1974 г.		до 1974 г.	после 1974 г.
Высокой частоты ²	—	УВ	Видеосигналов	УБ	—
Промежуточной частоты ²	—	УР	Синусоидальных сигналов ³	УС	—
Низкой частоты ²	—	УН	Операционные и дифференциальные ²	—	УД
Импульсные ²	УИ	УИ	Прочие	—	УП
Постоянного тока ²	УТ	УТ			
Повторители	УЭ	УЕ			

¹ Полный перечень функций, выполняемых микросхемами, и их буквенные обозначения приведены в ГОСГ 18632-73.

² Усилители напряжения или мощности (в том числе малошумящие)

³ Независимо от рабочего диапазона.

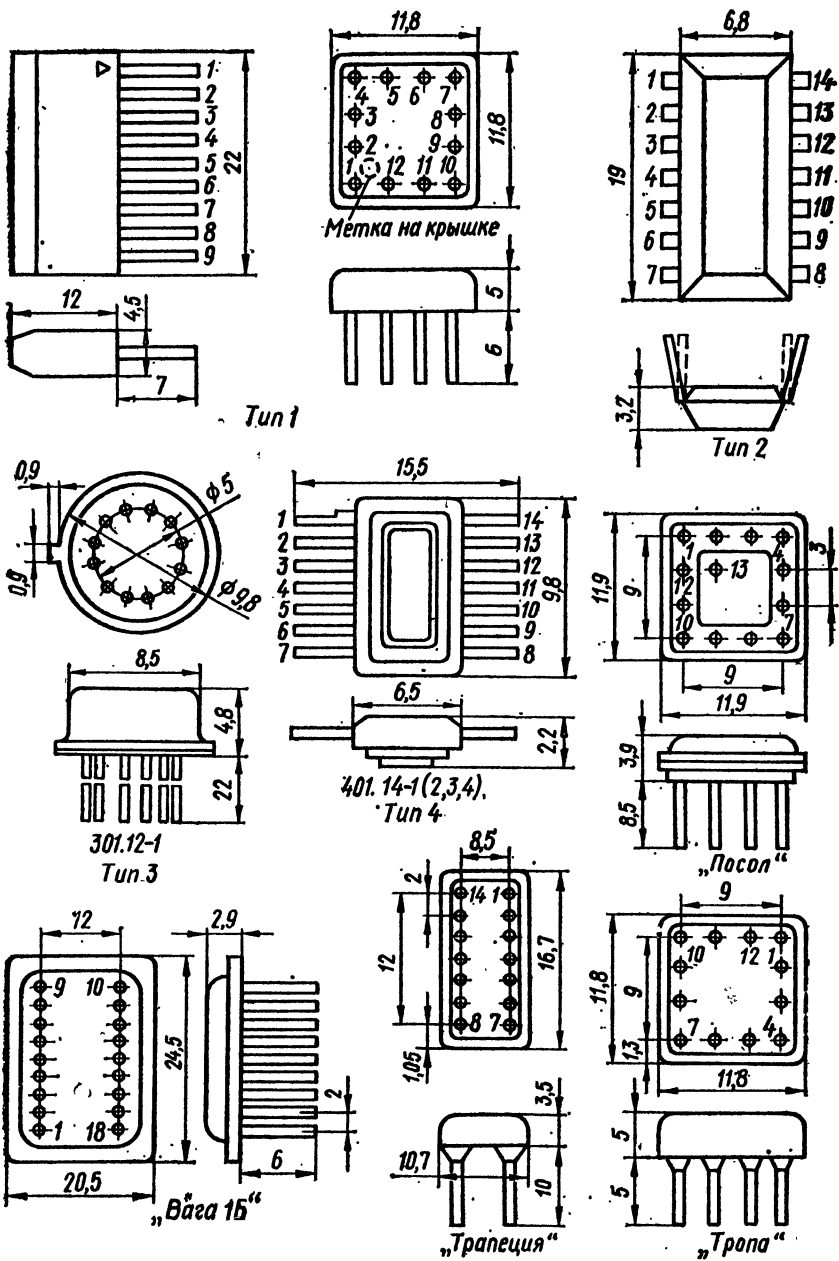


Рис. 8.1. Основные типы корпусов ИМС

Для защиты от внешних воздействий интегральные микросхемы помещают в специальные герметичные корпуса. В соответствии с действующими стандартами предусмотрены четыре основных типа корпусов (рис. 8.1):

тип 1 — прямоугольный с выводами в пределах основания, перпендикулярно ему;

тип 2 — прямоугольный с выводами, расположенными за пределами основания, перпендикулярно ему;

тип 3 — круглый с выводами в пределах основания, перпендикулярно ему;

тип 4 — прямоугольный с выводами за пределами основания, параллельно ему.

Для обозначения типоразмера корпуса и его конструкции предусмотрено специальное условное обозначение, состоящее из четырех элементов:

первый — цифра, обозначающая тип корпуса;

второй — две цифры (от 01 до 99), обозначающие типоразмер;

третий — цифра, указывающая общее количество выводов;

четвертый — цифра, обозначающая номер модификации.

Например, корпус 201.14—2 — это прямоугольный корпус типа 2, типоразмера 01, с 14 выводами, модификация вторая.

Габаритные и присоединительные размеры на чертежах (в технических условиях, справочниках, паспортах ИМС) указывают без учета специальных элементов или устройств для дополнительного отвода тепла от корпусов микросхем, если эти устройства не являются неотъемлемыми частями корпусов. Специальные элементы или устройства (теплоотводы) и способы их крепления указывают в технической документации на микросхемы конкретных типов.

Для корпусов ИМС установлен шаг выводов: для корпусов типов 1 и 2—2,5 мм; типа 3 — под углом 30 или 45°; типа 4 — 1,25 мм.

Интегральные микросхемы, разработанные до 1972 г., оформлены в нестандартные корпуса (их характеристики указаны в специальной технической документации).

8.3. Основные параметры усилительных ИМС

Наименования основных параметров ИМС, термины, определения и буквенные обозначения установлены государственными стандартами. К числу основных параметров усилительных микросхем относятся:

Параметры, имеющие размерность напряжения:

максимальное входное напряжение $U_{вх\ max}$ — наибольшее входное напряжение

ИМС, при котором выходное напряжение соответствует заданному;

минимальное входное напряжение $U_{вх\ min}$ — наименьшее входное напряжение

ИМС, при котором выходное напряжение соответствует заданному;

чувствительность S — наименьшее входное напряжение, при котором электрические параметры ИМС соответствуют заданным;

диапазон входных напряжений $\Delta U_{вх}$ — интервал напряжений от минимального

входного напряжения до максимального;

входное напряжение покоя $U_{0вх}$ — напряжение на входе ИМС при отсутствии входного сигнала;

выходное напряжение покоя $U_{0вых}$ — напряжение на выходе ИМС при отсутствии входного сигнала;

напряжение смещения $U_{см}$ — напряжение постоянного тока на входе ИМС,

при котором выходное напряжение равно нулю;

синфазное входное напряжение $U_{сф\ вх}$ — напряжение между каждым из входов

ИМС и общим выводом, амплитуда и фаза которых совпадает;

помехоустойчивость $U_{п\ max}$ — наибольшее напряжение на входе ИМС, при кото-

ром еще не происходит изменения уровня выходного напряжения;

максимальное выходное напряжение $U_{вых\ max}$ — наибольшее выходное напряже-

ние, при котором изменения параметров ИМС соответствуют заданным;

минимальное выходное напряжение $U_{вых\ min}$ — наименьшее выходное напряжение,

при котором изменения параметров ИМС соответствуют заданным;

напряжения источника питания $U_{и\ п}$.

Параметры, имеющие размерность тока:

разность входных токов $\Delta I_{\text{вх}}$ — разность токов, протекающих через входы ИМС в заданном режиме;
средний входной ток $I_{\text{вх.ср}}$ — среднее арифметическое значение входных токов, протекающих через входы сбалансированной ИМС;
максимальный выходной ток $I_{\text{вых.мах}}$ — наибольший выходной ток, при котором обеспечиваются заданные параметры ИМС;
минимальный выходной ток $I_{\text{вых.мин}}$ — наименьший выходной ток, при котором обеспечиваются заданные параметры ИМС;
ток потребления $I_{\text{пот}}$ — ток, потребляемый ИМС от источника питания в заданном режиме.

Параметры, имеющие размерность мощности:

потребляемая мощность $P_{\text{пот}}$ — мощность, потребляемая ИМС от источников питания в заданном режиме;
максимальная потребляемая мощность $P_{\text{пот.мах}}$ — мощность, потребляемая ИМС в предельном режиме;
выходная мощность $P_{\text{вых}}$ — мощность сигнала, выделяемая на нагрузке ИМС в заданном режиме.

Параметры, имеющие размерность частоты:

нижняя граничная частота полосы пропускания $f_{\text{н}}$ — наименьшая частота, на которой коэффициент усиления ИМС уменьшается на 3 дБ от значения на заданной частоте;
верхняя граничная частота полосы пропускания $f_{\text{в}}$ — наибольшая частота, на которой коэффициент усиления ИМС уменьшается на 3 дБ от значения на заданной частоте;

полоса пропускания Δf — диапазон частот между верхней и нижней граничными частотами полосы пропускания ИМС.

Относительные параметры:

коэффициент усиления напряжения K_{yU} — отношение выходного напряжения ИМС к входному;

коэффициент усиления тока K_{yI} — отношение выходного тока ИМС к входному;

коэффициент усиления мощности K_{yP} — отношение выходной мощности ИМС к входной;

коэффициент ослабления синфазных входных напряжений $K_{\text{ос.сф}}$ — отношение коэффициента усиления напряжения ИМС к коэффициенту усиления синфазных входных напряжений;

коэффициент нелинейности амплитудной характеристики $K_{\text{нла}}$ — наибольшее отклонение крутизны амплитудной характеристики ИМС относительно крутизны амплитудной характеристики, изменяющейся по линейному закону;

коэффициент неравномерности амплитудно-частотной характеристики $K_{\text{нра}}$ — отношение максимального выходного напряжения ИМС к минимальному в заданном диапазоне частот полосы пропускания, выраженное в децибелах;

коэффициент гармоник $K_{\text{г}}$ — отношение среднеквадратического напряжения суммы всех, кроме первой, гармоник сигнала, к среднеквадратическому напряжению первой гармоники,

Прочие параметры:

сопротивление нагрузки $R_{\text{н}}$ — активное сопротивление, подключенное к выходу ИМС, при котором обеспечивается заданное выходное напряжение (ток) или заданное усиление;

входное сопротивление $R_{\text{вх}}$ — отношение приращения входного напряжения ИМС к приращению активной составляющей входного тока при заданной частоте сигнала;

выходное сопротивление $R_{\text{вых}}$ — отношение приращения выходного напряжения ИМС к вызвавшей его активной составляющей выходного постоянного или синусоидального тока при заданной частоте сигнала;

емкость нагрузки $C_{\text{н}}$ — максимальная емкость, подключенная к выходу интегральной микросхемы, при которой обеспечиваются заданные частотные и иные параметры.

8.4. Дифференциальный усилитель как базовый элемент линейных ИМС

Наиболее типичной усилительной микросхемой универсального назначения является дифференциальный усилитель (ДУ). Для ДУ характерны высокая устойчивость к дестабилизирующему влиянию внешних факторов и слабая зависимость результирующих параметров схемы от параметров отдельных элементов [7, 10, 23, 25, 36].

Принципиальная электрическая схема однокаскадного ДУ приведена на рис. 8.2. Усилитель состоит из дифференциального каскада, выполненного на транзисторах $V1$ и $V2$ с нагрузочными резисторами $R1$ и $R2$ и токопитающего каскада на транзисторе $V3$, выполняющего роль генератора стабильного тока (ГСТ) для эмиттерной цепи транзисторов $V1$ и $V2$. Требуемый режим транзистора $V3$ обеспечивается с помощью резисторов $R5$, $R6$, $R7$, а его температурная стабилизация — с помощью диода $V4$.

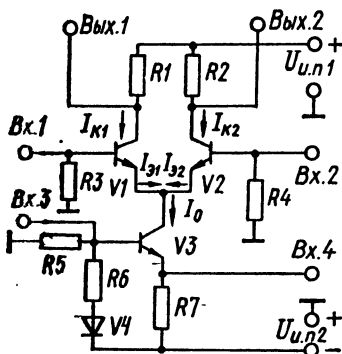


Рис. 8.2. Типовая схема ДУ с транзисторным токопитающим каскадом

Входные сигналы могут подаваться на дифференциальный (Вх. 1 и Вх. 2) и токопитающий (Вх. 3 и Вх. 4) каскады. Источник входного сигнала может включаться как между выводами Вх. 1 и Вх. 2 (симметричный вход), так и между общей точкой и выводами Вх. 1 и Вх. 2 (несимметричный вход). В первом случае оба полюса источника сигнала должны быть либо изолированы от общей точки схемы, либо источник сигнала должен иметь симметричный выход; во втором случае неиспользуемый вход соединяется с общей точкой. При подаче сигнала на токопитающий каскад (Вх. 3 или Вх. 4) один из полюсов источника сигнала соединяется с общей точкой схемы. Источник сигнала с двумя изолированными полюсами может подключаться между Вх. 3 и Вх. 4.

Выходное напряжение может сниматься между выводами Вых. 1 и Вых. 2 (симметричный выход) или с любого из них относительно общей точки (несимметричный выход). При этом Вых. 1 является инвертирующим для Вх. 1 и неинвертирующим для Вх. 2. Соответственно, Вых. 2 — инвертирующий для Вх. 2 и неинвертирующий для Вх. 1.

Питание ДУ может осуществляться как от двух источников постоянного напряжения (рис. 8.1), так и от одного источника с искусственной средней точкой, полученной с помощью резистивного делителя напряжения.

Большое число входов и выходов обеспечивает широкие возможности введения и комбинирования отрицательных и положительных обратных связей для получения требуемых качественных показателей усилителя, а также позволяет успешно согласовывать ДУ с предшествующими и последующими каскадами.

Основная задача ДУ — получить на выходе напряжение, пропорциональное разности потенциалов на входах и не зависящее от абсолютного значения входных напряжений, возможной нестабильности напряжения питания, температуры окружающей среды и других факторов, т. е.

$$U_{\text{вых}} = (U_{\text{вх1}} - U_{\text{вх2}}) K_{yU}, \quad (8.1)$$

где K_{yU} — коэффициент усиления ДУ по напряжению.

В идеальном случае ДУ не должен усиливать общий (сифазный) для обоих входов сигнал, так как постоянный уровень сигналов в ДУ подавляется в результате вычитания и не влияет на выходное напряжение. Однако практически полного подавления постоянного уровня добиться трудно даже при использовании интегральных транзисторов и резисторов с идентичными параметрами. Поэтому в общем случае выходное напряжение ДУ равно

$$U_{\text{вых}} = K_{yU} (U_{\text{вх1}} - U_{\text{вх2}}) + K_{y,\text{сф}} U_{\text{вх.сф}}, \quad (8.2)$$

где $K_{y,\text{сф}}$ — коэффициент усиления сифазного входного напряжения; $U_{\text{вх.сф}}$ — напряжения между каждым из входов ДУ и общей точкой схемы, амплитуды и фазы которых совпадают.

Коэффициент усиления по напряжению — основной параметр ДУ. В случае несимметричного выхода он равен

$$K_{yU1} = \Delta U_{\text{вых1}} / (U_{\text{вх1}} - U_{\text{вх2}}) \quad (8.3)$$

или

$$K_{yU2} = \Delta U_{\text{вых2}} / (U_{\text{вх1}} - U_{\text{вх2}}). \quad (8.4)$$

При симметричном подключении нагрузки

$$K_{yU} = K_{yU1} + K_{yU2} = (\Delta U_{\text{вых1}} + \Delta U_{\text{вых2}}) / (U_{\text{вх1}} - U_{\text{вх2}}). \quad (8.5)$$

Это означает, что дифференциальный коэффициент усиления напряжения K_{yU} равен сумме двух плечевых K_{yU1} и K_{yU2} коэффициентов усиления каскада.

Одним из показателей качества работы ДУ является коэффициент ослабления синфазного входного напряжения

$$K_{\text{ос.сф}} = K_{yU} / K_{y,\text{сф}}. \quad (8.6)$$

Чем выше значение $K_{\text{ос.сф}}$, тем сильнее подавляется уровень синфазного сигнала.

В дифференциальном каскаде сумма эмиттерных токов транзисторов $V1$ и $V2$ не зависит от напряжений на входах усилителя, а определяется режимом работы генератора стабильного тока, выполненного на транзисторе $V3$,

$$I_{\text{Э1}} + I_{\text{Э2}} = I_0, \quad (8.7)$$

где I_0 — ток генератора стабильного тока.

При равенстве потенциалов на входе ДУ и при полной симметрии схемы значения эмиттерных токов будут равны между собой, т. е. $I_{\text{Э1}} = I_{\text{Э2}} = I_0/2$ и соответственно токи коллекторов также будут равны

$$I_{\text{К1}} = I_{\text{К2}} = h_{21\text{б}} I_0 / 2, \quad (8.8)$$

где $h_{21\text{б}}$ — коэффициент передачи тока транзистора в схеме с общей базой.

При любых одновременных и одинаковых (синфазных) изменениях режима работы каждого плеча ДУ (за счет нестабильности питающего напряжения, температуры и т. п.) выходной сигнал практически не меняется, так как токи в цепях коллекторов не меняют своего значения. При появлении на входах ДУ разности потенциалов (дифференциальный сигнал) ток I_0 будет перераспределяться между транзисторами $V1$ и $V2$ в результате чего на выходе появится усиленное напряжение.

В практических схемах использования ДУ для балансировки каскада (выравнивания потенциалов коллекторов с требуемой точностью) на вход подается напряжение смещения $U_{\text{см}}$. К числу параметров ДУ относят средний входной ток $I_{\text{вх}} = (I_{\text{вх1}} + I_{\text{вх2}}) / 2$, а также изменения (дрейф) указанных величин $\Delta U_{\text{см}}$ и $\Delta I_{\text{вх}}$. Чем меньше $\Delta U_{\text{см}}$ и $\Delta I_{\text{вх}}$, тем более качественно работает усилитель.

8.5. Характеристика интегральных микросхем на базе ДУ

В настоящее время промышленность выпускает большое количество интегральных ДУ как полупроводниковых, так и гибридных. Практически каждая серия современных аналоговых ИМС содержит дифференциальные усилители, которые отличаются технологией изготовления, значениями верхних граничных частот, степенью интеграции, напряжениями источников питания, уровнем схемной завершенности. Ниже рассматриваются некоторые типичные усилительные схемы на базе ДУ, которые по своим техническим показателям могут быть отнесены к усилителям общего назначения, способных выполнять как функции усилителей низкочастотных и высокочастотных сигналов, так и функции усилителей постоянного тока и широкополосных (импульсных) усилителей [1, 10, 14, 17, 25, 26, 29, 35, 36].

На рис. 8.3, а приведена достаточно простая схема однокаскадного дифференциального усилителя на ИМС К118УД1 (А, Б, В). Схема состоит из дифференциальной пары транзисторов $V1$, $V4$, с коллекторными нагрузками $R1$, $R5$, генератора стабильного тока на транзисторе $V2$ и цепи смещения, состоящей из резисторов $R3$, $R4$, $R6$

и транзистора ВЗ в диодном включении. Цепь смещения служит для задания режима работы генератора стабильного тока и температурной стабилизации этого режима. Типовая схема включения ИМС К118УД1 приведена на рис. 8.3, б.

Номинальные напряжения питания: ИМС К118УД1А — 4 В и +4 В, а ИМС К118УД1Б и К118УД1В — 6,3 и +6,3 В. Допустимые отклонения напряжений питания от номинальных значений $\pm 10\%$. Электрические параметры ИМС К118УД1 при номинальных напряжениях питания и разомкнутом выводе ($R_n = \infty$)¹: $I_{\text{пот}7}$ (по выводу 7) = 1,0...1,3 мА (при $U_{\text{вх}} = 0$); $I_{\text{пот}14}$ (по выводу 14) = 1,8...2,4 мА (при $U_{\text{вх}} = 0$); $U_{\text{овых}} = 2,5...4,9$ В (при $t^\circ = 25^\circ\text{C}$ и $U_{\text{вх}} = 0$); $U_{\text{см}} = \pm 5$ мВ; $\Delta U_{\text{см}}$ — не более ± 50 мкВ/°С; $I_{\text{вх}} = 10...20$ мкА; $\Delta I_{\text{вх}} = \pm (2...4)$ мкА;

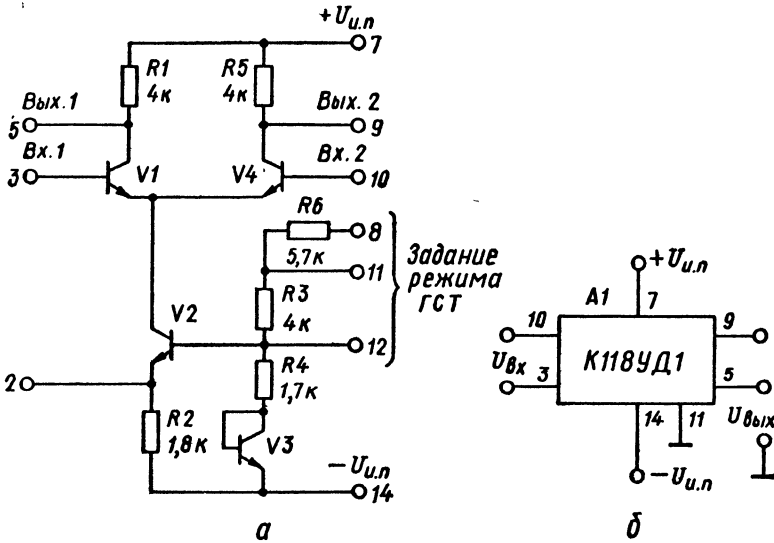


Рис. 8.3. Принципиальная схема ДУ на ИМС К118УД1 (а) и типовая схема его включения (б)

$K_{yU} = 15...22$ (при $U_{\text{вх}} = 10$ мВ и $f = 12$ кГц) и $K_{yU} = 5...8$ (при $U_{\text{вх}} = 10$ мВ и $f = 5$ МГц); $\Delta K_{yU} = -30...+45\%$; $K_{\text{ос.сф}} = 60$ дБ; $K_r = 5\%$; $R_{\text{вх}} = 3...6$ кОм; $R_{\text{вых}} = 3...7$ кОм.

Оптимальным режимом работы ИМС считается режим при заземленном выводе 11. При этом через цепь смещения протекает ток

$$I_{\text{см}} = (U_{\text{н.п}} - U_{\text{ЭВЗ}}) / (R_3 + R_4). \quad (8.9)$$

Напряжение $U_{\text{ЭВЗ}}$ ориентировочно равно 0,7 В. Следовательно, для ИМС группы А ток смещения ГСТ, рассчитанный по формуле (8.9), составит 0,65 мА, а для ИМС групп Б и В (при $U_{\text{н.п}} = \pm 6,3$ В) этот ток равен приблизительно 1 мА.

Учитывая примерное равенство сопротивлений резисторов R_2 и R_4 , ток, протекающий в цепи ГСТ, оказывается практически равным току в цепи смещения. Для повышения коэффициента усиления схемы можно увеличить ток ГСТ путем параллельного соединения внутренних резисторов ИМС R_3 и R_6 (выводы 8 и 12 при этом замыкают, а вывод 11 заземляют). Тогда ток в цепи смещения составит

$$I_{\text{см}} = (U_{\text{н.п}} - U_{\text{ЭВЗ}}) \left[R_3 + \left(\frac{R_3 R_6}{R_3 + R_6} \right) \right]. \quad (8.10)$$

¹ Приводимые интервалы цифровых значений параметров ИМС обусловлены различием групп ИМС (А, Б, В), а также различным режимом измерений.

Из энергетических соображений и в целях повышения надежности схемы ток смещения не должен превышать 1 мА для ИМС группы А и 1,25 мА для ИМС групп Б и В. Из тех же соображений не следует шунтировать резистор R2 внешним резистором, подключаемым к выводам 2 и 14.

Сопротивление нагрузки, подключенное к выводам 5 или 9 относительно корпуса, рекомендуется выбирать не менее 20 кОм, в противном случае будет падать коэффициент усиления ДУ [1].

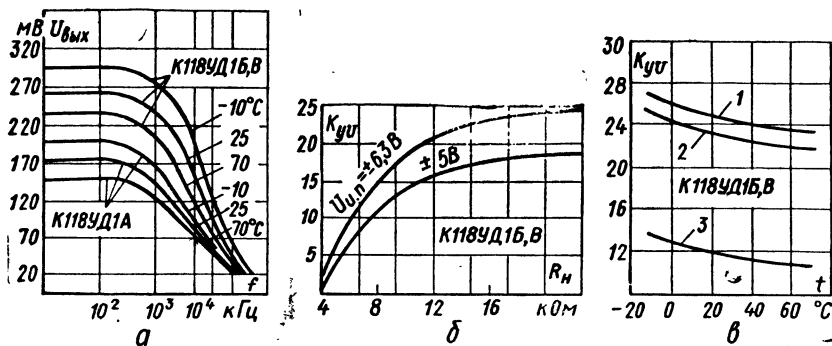


Рис. 8.4. Характеристики ИМС К118УД1:

а — амплитудно-частотная; б — нагрузочная; в — зависимость коэффициента усиления от температуры окружающей среды при различных режимах ГСТ (1 — вывод 8 подключен к +U_{и.п.}; 2 — вывод 11 заземлен; 3 — вывод 8 заземлен)

На рис. 8.4 приведены основные характеристики рассматриваемой ИМС, позволяющие судить о возможности применения ДУ в различных электронных устройствах. Так, из рис. 8.4, а видно, что верхняя граничная частота полосы пропускания усилителя составляет примерно 10^4 Гц. Следовательно, данную ИМС целесообразно использовать в качестве усилителя постоянного тока или УНЧ. В области высоких частот и для широкополосного усиления приведенную схему ДУ применять нельзя. Нагрузочная характеристика усилителя (рис. 8.4, б) показывает, что уменьшение R_N (ниже 18...20 кОм) приводит к значительному снижению коэффициента усиления схемы, а графики на рис. 8.4, в позволяют выбрать оптимальный режим ГСТ при различных температурных условиях эксплуатации усилителя.

Усилитель на ИМС серии К118 (рис. 8.3) является примером типичной усилительной схемы с использованием ДУ. Аналогичную схему и параметры имеют ИМС К1УТ181 (А, Б, В), К1УТ221 и др. [13, 16, 24, 25, 29, 36, 42], хотя их конструктивное оформление (тип корпуса) могут быть различными.

Более сложные схемы ДУ на ИМС серии К198 приведены на рис. 8.5. В серии К198 имеются две разновидности ИМС: многофункциональный усилитель общего назначения К198УТ1 (рис. 8.5, а) и универсальный линейный каскад К198УН1 (рис. 8.5, б). Конструктивно микросхемы оформлены в прямоугольном металлостеклянном корпусе 401.14—4. Питание осуществляется от двух источников $\pm 6,3$ В и $-6,3$ В с допустимыми отклонениями от номинальных значений $\pm 10\%$.

Микросхема К198УТ1 представляет собой ДУ с выходными эмиттерными повторителями на транзисторах V1 и V6 (рис. 8.5, а), которые позволяют уменьшить выходное сопротивление схемы и тем самым улучшить согласование ДУ с последующими каскадами усилителя или с сопротивлением нагрузки. Основные параметры схемы (при $R_N = \infty$): $I_{\text{пот}} = 5$ мА; $U_{\text{см}} = \pm 5$ В (для ИМС группы А) и $U_{\text{см}} = \pm 12$ В (для ИМС группы Б); $\Delta U_{\text{см}} = 30$ мкВ/°С (при $t^\circ = (-45...+85)$ °С); $I_{\text{вх}} = (10...20)$ мкА; $\Delta I_{\text{вх}} = (3...8)$ мкА; $K_{yU} = 20...70$ (при $U_{\text{вых1}} \leq 0,7$ В; $U_{\text{вх2}} = 0$; $f = 10$ кГц); $U_{\text{вых max}} = 2,5$ В (при $K_{\Gamma} \leq 10\%$; $f = 10$ кГц); $K_{\text{ос.сф}} = 70$ дБ (при $U_{\text{вх1}} = 2,5$ В; $U_{\text{вх2}} = -2,5$ В); $f_{\text{в}} = 0,7$ МГц; $R_{\text{вх}} = 5$ кОм; $R_{\text{вых}} = 0,5$ кОм. Сопротивление нагрузки R_N рекомендуется выбирать не менее 200 Ом. Коэффициент усиления ДУ можно регулировать, подавая на вывод 2 внешнее напряжение (отклю-

чив предварительно вывод 2 от земли). При изменении этого напряжения от -6 до 0 В можно регулировать K_{yU} от -10 до $+30$ дБ.

Микросхема К198УН1 (рис. 8.5, б) представляет собой несимметричный ДУ (V1—V3) с эмиттерным повторителем (V4) на выходе. Номинальные напряжения пи-

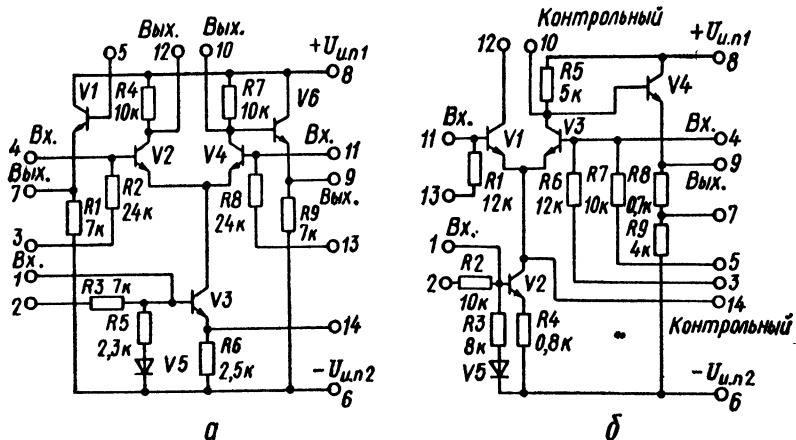


Рис. 8.5. Принципиальные схемы ДУ на ИМС К198УТ1 (а) и К198УН1 (б)

тания $+6,3$ В и $-6,3$ В с допустимыми отклонениями от номинальных значений $\pm 10\%$. Предельно допустимое входное (дифференциальное) напряжение не более ± 4 В (при $I_{вх} \leq 2$ мА). В зависимости от коэффициента усиления и коэффициента шума микросхемы серии К198УН1 делятся на группы А, Б и В.

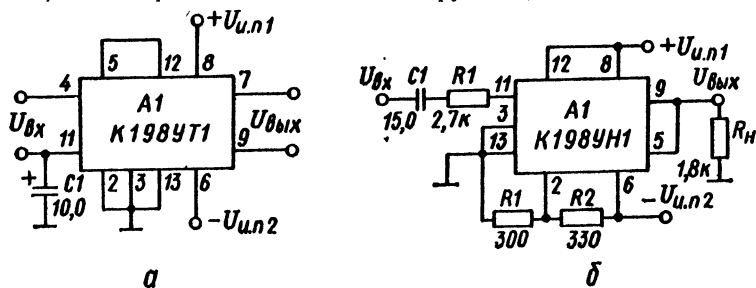


Рис. 8.6. Типовые схемы включения ИМС К198УТ1 (а) и К198УН1 (б)

Электрические параметры ИМС К198 (при $R_n = 1,8$ кОм и номинальных питающих напряжениях): $I_{пот} = (6...8)$ мА (при $U_{вх} = 0,1$ В; $f = 10$ кГц и $t^\circ = (+25... -85)^\circ\text{C}$); $K_{yU} = 4$ (при $U_{ввых} = 0,8$ В; $f = 10$ кГц); $\Delta K_{yU} = 15\%$; коэффициент шума $K_{ш} = 30$ дБ (для ИМС группы А); $U_{ввых\max} = 2$ В (при $f = 10$ кГц); $K_f = 10\%$ (при $U_{ввых} = 20$ мВ; $f = 10$ кГц); $f_v = 1$ МГц; $R_{вх} = 3,3$ кОм (при $U_{вх} = 0,3$ В; $f = 10$ кГц). В основном ИМС К198УН1 применяются в усилителях низкой частоты.

Типовые схемы включения ИМС К198УТ1 и К198УН1 приведены на рис. 8.6.

Распространенными усилительными схемами многофункционального (общего) назначения являются ИМС, относящиеся к классу операционных усилителей, обладающих большим коэффициентом усиления и используемых, главным образом, в качестве активных элементов в схемах с обратными связями. Первоначально операционные усилители (ОУ) использовались для выполнения математических операций (суммирование, вычитание, интегрирование, дифференцирование) в аналоговых вычисли-

тельных устройствах. Однако высокие технические показатели этих усилителей (высокий коэффициент усиления, широкий диапазон частот, устойчивость, низкий уровень искажений за счет введения глубокой отрицательной обратной связи и др.) позволяют на их основе строить самые разнообразные устройства: усилители постоянного и переменного тока, генераторы гармонических и импульсных сигналов, функциональные преобразователи и т. п.

Типичными представителями операционных усилителей с использованием базовых каскадов ДУ являются ИМС серии К140.

На рис. 8.7 приведена принципиальная схема ИМС К140УД1, представляющая собой операционный усилитель общего назначения. В зависимости от значений напря-

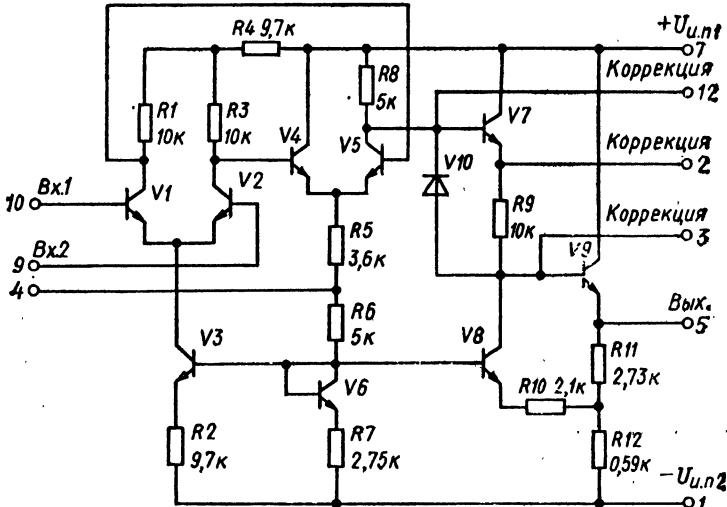


Рис. 8.7. Принципиальная схема усилителя на ИМС К140УД1

жений питания и других электрических параметров ИМС этого типа делятся на группы А, Б и В. Микросхема К140УД1А имеет номинальные напряжения питания $+6,3$ В и $-6,3$ В, микросхемы К140УД1Б и К140УД1В питаются от источников с напряжениями $+12,6$ В и $-12,6$ В. Допустимые отклонения питающих напряжений от номинальных значений $\pm 5\%$.

Приведенная на рис. 8.7 схема представляет собой трехкаскадный усилитель. Первый каскад выполнен по типовой схеме ДУ (транзисторы V1 и V2) с генератором стабильного тока (транзистор V3). Поскольку входное сопротивление ДУ обратно пропорционально уровню его рабочего тока I_0 , то этот ток должен быть небольшим (порядка десятков микроампер). Но из-за малого значения I_0 коэффициент усиления каскада оказывается низким. Поэтому в схеме используется второй каскад ДУ (на транзисторах V4 и V5), предназначенный для усиления напряжения. Этот каскад работает при токах эмиттера порядка миллиампера и обеспечивает усиление порядка 200...300 раз. Третий каскад (на транзисторах V7, V8 и V9) предназначен для формирования выходного сигнала. Он содержит схему сдвига уровня и выходную цепь (эмиттерный повторитель на транзисторе V9), позволяющие получить требуемые динамический диапазон и выходное сопротивление усилителя¹.

Электрические параметры ИМС К140УД1 (при номинальных напряжениях питания и $R_n = 5$ кОм): $I_{\text{пот}} = (4,5...10)$ мА (в зависимости от группы ИМС, при $U_{\text{вх}} = 0$ и $t^\circ = (-45...+85)$ °С); $U_{\text{см}} = 17$ мВ; $\Delta U_{\text{см}} = 60$ мкВ/°С; $I_{\text{вх}} = (7...9)$ мкА; $\Delta I_{\text{вх}} = 2,5$ мкА; $K_{\text{vU}} = 500 \dots 4500$ (для ИМС группы А); 1300...12 000 (для группы Б);

¹ Подробное объяснение работы схемы трехкаскадного операционного усилителя на ИМС приведено В. Л. Шило [42].

8000 для ИМС группы В (при $U_{вх} = 8$ мкВ и $f = 1$ кГц); $K_{ос.сф} = 60$ дБ; $U_{вых} = \pm (2,8...6)$ В при $U_{вх} = 100$ мВ; верхняя граничная частота усилителя не ниже 100 кГц.

В качестве примера на рис. 8.8 показаны типовые схемы включения ИМС К140УД1 при использовании их в предварительных каскадах усилителей низкой частоты. Если напряжение входного сигнала подается на инвертирующий вход (рис. 8.8, а), то фаза выходного сигнала сдвигается относительно входного на 180° , т. е. усилитель инвертирует сигнал. Если же сигнал подается на неинвертирующий вход (рис. 8.8, б), то выходной сигнал совпадает по фазе с входным. Для улучшения качественных показателей работы усилителя в схему вводится глубокая отрицательная обратная связь по постоянному и переменному токам через резистор R_3 , вклю-

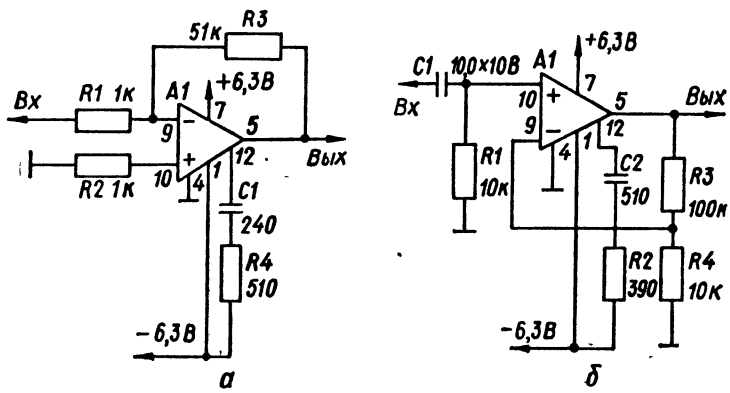


Рис. 8.8. Типовые схемы включения ИМС типа К140УД1 при использовании в качестве предварительных каскадов усиления:
 а — инвертирующий усилитель; б — неинвертирующий усилитель,

ченный между выходом усилителя (вывод 5) и инвертирующим входом (вывод 9). Цепочка RC , включенная между выводами 1 и 12, служит для устранения самовозбуждения усилителя и одновременно может быть использована для коррекции амплитудно-частотной характеристики.

Коэффициент усиления инвертирующего усилителя с ООС равен отношению сопротивлений резисторов R_3 и R_1 и не зависит от параметров операционного усилителя. Если резистор R_1 в схеме отсутствует, то сопротивление резистора R_2 должно быть равно выходному сопротивлению источника сигнала. В этом случае коэффициент усиления усилителя равен соотношению сопротивлений резистора R_3 и источника сигнала.

Для инвертирующего усилителя на ИМС типа К1404Д1А рекомендуется использовать резисторы R_1 и R_2 с сопротивлениями 1...50 кОм, R_3 с сопротивлением 5...200 кОм. При этом должно выполняться условие $R_3 > R_1$. Коэффициент усиления усилителя, собранного по схеме на рис. 8.8, а, равен 50 в диапазоне частот до 2 МГц при напряжении выходного сигнала не более 100 мВ. При увеличении напряжения выходного сигнала верхняя граничная частота усилителя уменьшается.

Входное сопротивление инвертирующего усилителя равно сопротивлению резистора R_1 . Выходное сопротивление определяется по формуле

$$R_{вых} = R_{вых.у} / (1 + \beta K_{уУ}), \quad (8.11)$$

где $R_{вых.у}$ — выходное сопротивление усилителя без отрицательной обратной связи; $\beta = R_1 / (R_1 + R_3)$ — коэффициент передачи обратной связи; $K_{уУ}$ — коэффициент усиления напряжения усилителя без отрицательной обратной связи.

Для неинвертирующего усилителя (рис. 8.8, б) коэффициент усиления определяется по формуле

$$K_{уУ} = 1 + R_3 / R_4. \quad (8.12)$$

Особенностью неинвертирующего усилителя является его высокое входное сопротивление, которое можно определить по формуле

$$R_{вх} = R_{вх.у} (1 + \beta K_{уД}), \quad (8.13)$$

где $R_{вх.у}$ — входное сопротивление усилителя без отрицательной обратной связи.

Для неинвертирующего усилителя рекомендуются сопротивления резистора $R1$ в пределах (1...50) кОм, резистора $R3$ — (5...200) кОм, резистора $R4$ — (1...50) кОм.

Для повышения устойчивости работы усилителей с обратной связью используются различные корректирующие цепи. Устойчивая работа усилителей серии К140 обычно достигается включением корректирующей цепи между выводами 1 и 12 (рис. 8.8) [30].

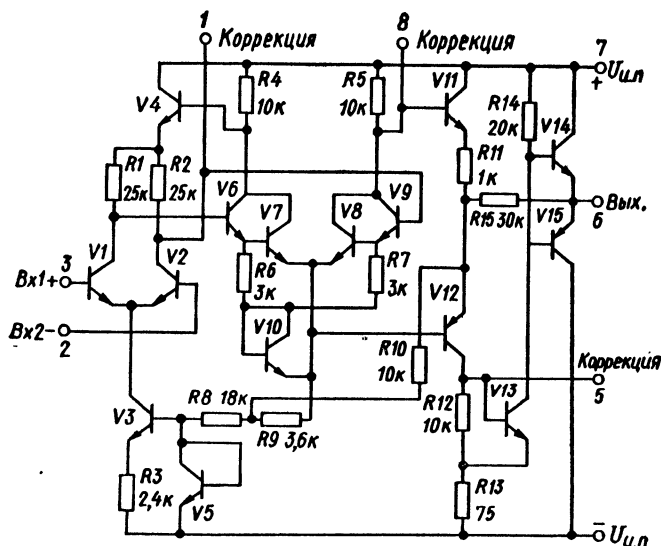


Рис. 8.9. Принципиальная схема усилителя на ИМС К153УД1

Вывод 4 микросхемы рекомендуется заземлять в случае работы ИМС при больших входных сигналах. Однако при этом коэффициенты ослабления синфазных входных напряжений и влияния нестабильности источников питания на напряжение смещения ухудшаются. Кроме того, при асимметрии питающих напряжений даже в пределах допустимых значений $\pm 5\%$ значительно ухудшаются такие параметры, как коэффициент усиления и напряжение смещения. Поэтому при применении ИМС с заземленным выводом 4 нельзя допускать асимметрии напряжений источников питания.

При работе ИМС с малыми сигналами вывод 4 заземлять не рекомендуется. При этом электрические параметры схемы не ухудшаются, а возможная асимметрия питающих напряжений не влияет на параметры усилителя.

К широко распространенным аналоговым ИМС общего назначения следует отнести операционный усилитель на ИМС К153УД1¹. Принципиальная схема усилителя приведена на рис. 8.9. Этот дешевый высококачественный усилитель применяется в самых разнообразных электронных устройствах как в качестве самостоятельного элемента, так и в составе более сложных схем. Он содержит три усилительных каскада. Первый дифференциальный каскад на транзисторах $V1$ и $V2$ собран по типовой схеме ДУ с генератором тока на транзисторе $V3$. Второй каскад — разностная дифференциальная схема на составных транзисторах $V6$ — $V9$ — отличается тем, что сигнал в ней снимается с одного плеча. Далее включен еще один разностный каскад на транзисторах $V11$ и $V12$. Он образован транзисторами разной проводимости, и его собственный дрейф велик. Но этот каскад включен после двух каскадов с малым дрейфом,

¹ Усилитель типа К153УД1 по своей схеме аналогичен ИМС типа $\mu A709$.

поэтому общий дрейф усилителя остается достаточно низким. Особенность третьего каскада состоит в том, что используемый в нем транзистор V_{12} типа $p-n-p$ имеет малый коэффициент передачи тока ($h_{213} \approx 2$), и сам каскад служит не только для усиления, сколько для сдвига уровня сигнала по постоянному току¹. Каскад на транзисторах V_{11} и V_{12} нагружен на каскад (на транзисторе V_{13}), включенный по схеме с общим эмиттером, на выходе которого имеется эмиттерный повторитель с дополнительной симметрией (транзисторы V_{14} , V_{15}).

Эмиттерный повторитель на транзисторе V_4 , питая нагрузочные цепи входного каскада, обеспечивает требуемое соотношение режимов первого и второго каскадов и способствует подавлению синфазной составляющей входного сигнала. Использование

во втором каскаде усилителя составных транзисторов позволяет повысить входное сопротивление этого каскада примерно до 100 кОм, что обеспечивает хорошее согласование первого и второго каскада усилителя друг с другом.

Основные параметры ИМС К153УД1:
 $U_{н.п1} = +15$ В; $U_{н.п2} = -15$ В; допустимые отклонения питающих напряжений от номинальных значений $\pm 10\%$; $I_{пот} = 6$ мА; $K_{yU} = 20 \cdot 10^3$; $I_{вх} \leq 1,5$ мА; $U_{см} \leq \pm 7,5$ мВ; $\Delta I_{вх} \leq 0,5$ мА; $U_{вых} \geq 10$ В; $R_{вх} \geq 300$ кОм; $K_{ос.сф} = 86$.

Типовая схема включения усилителя К153УД1 приведена на рис. 8.10. Ток,

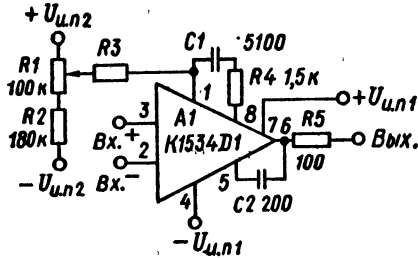


Рис. 8.10. Типовая схема включения ИМС К153УД1

протекающий через резистор с большим сопротивлением R_3 , может изменяться в диапазоне ± 5 мА по отношению к току коллекторной цепи транзистора V_2 и обеспечивает установку нуля усилителя. Благодаря цепи $C_1 R_4$ и конденсатору C_2 формируется частотная характеристика усилителя, обеспечивающая устойчивость каскада при введении отрицательной обратной связи.

8.6. Интегральные схемы УНЧ

Несмотря на широкое использование в микроэлектронной аппаратуре универсальных усилительных схем на базе ДУ, при построении низкочастотных, высокочастотных и широкополосных усилителей часто применяются полупроводниковые и гибридные ИМС, специально предназначенные для выполнения заданных конкретных функций. К весьма распространенным ИМС, рассчитанным на использование в усилителях низкой частоты, следует отнести микросхемы серий К123УН1, К148УН1 (2), К157УН1, К167УН3, К174УН3 (5, 7, 8, 9), К224УН16 (17) и др.

Микросхема К123УН1 (рис. 8.11, а) представляет собой усилитель низкой частоты, характеризующийся следующими основными параметрами: $U_{н.п} = +6,3$ В $\pm \pm 10\%$; $U_{вх.мах} = 0,5$ В; $I_{пот} = 15$ мА; $K_{yU} = 300..500$ (при $f = 1$ кГц, $U_{вых} = 0,5$ В, $R_n = 0,5$ кОм); $\Delta K_{yU} = (-20..+15)\%$; $K_r = (2..5)\%$ (при $U_{вх} = 0,5$ мВ); $R_{вых} = 0,2$ кОм; $R_{вх} = 10$ кОм; $f_n = 20$ Гц; $f_v = 100$ кГц.

Типовая схема включения усилителя на ИМС К123УН1 приведена на рис. 8.11, б. Величина емкости корректирующего конденсатора C_3 существенно влияет на форму амплитудно-частотной характеристики усилителя. Рекомендуемые значения этой емкости лежат в пределах (36...1000) пФ. Чем больше C_3 , тем ниже верхняя граничная частота усилителя. Для расширения полосы частот между выводами 3 и 4 микросхемы может быть включен конденсатор емкостью 1000 пФ...0,15 мкФ; если же необходимо осуществить завал частотной характеристики на высоких частотах, то между выводами 4 и 5 включается конденсатор, емкость которого лежит в пределах 100 пФ...0,15 мкФ.

¹ Подробное описание работы схемы усилителя на ИМС типа К153УД1 приведено в работе [7].

Коэффициент усиления во всей полосе частот можно регулировать, меняя глубину отрицательной обратной связи. Так, при включении резистора с сопротивлением порядка 100 Ом...15 кОм между выводами 3 и 4 коэффициент усиления возрастает тем больше, чем меньше сопротивление этого резистора. Коэффициент усиления ИМС

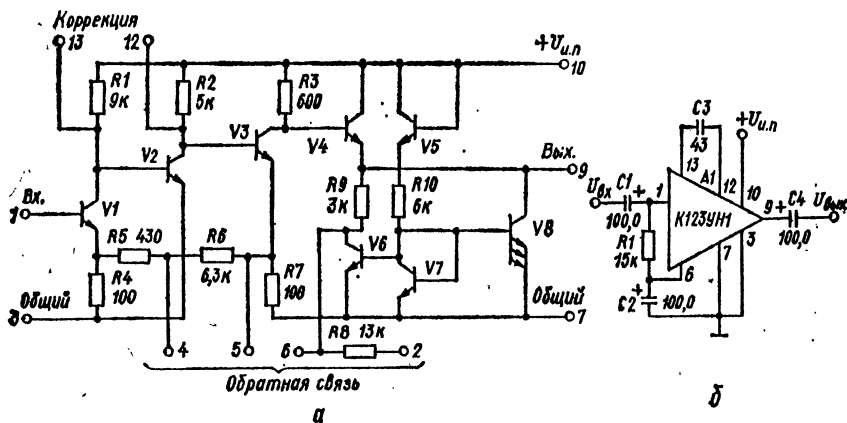


Рис. 8.11. Принципиальная схема усилителя на ИМС К123УН1 (а) и типовая схема его включения (б)

практически не изменяется при уменьшении сопротивления нагрузки до 500 Ом. Усилитель обладает сравнительно низким уровнем напряжения шумов (не более 10 мкВ).

Микросхема, включенная в соответствии с рис. 8.11, б, может быть использована не только как УНЧ, но и как широкополосный импульсный усилитель с такими ори-

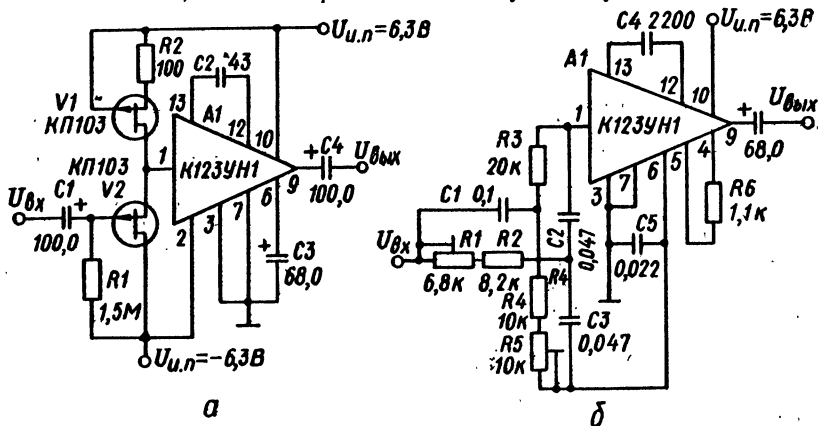


Рис. 8.12. Принципиальные схемы УНЧ с высоким входным сопротивлением (а) и низкочастотного избирательного усилителя (б) на ИМС К123УН1

ентировочными параметрами: амплитуда входных импульсов до 0,4 В; полярность входных импульсов — положительная или отрицательная; длительность импульсов не менее 10 мкс; частота повторения импульсов не более 50 кГц.

Для повышения входного сопротивления ИМС К123УН1 на ее входе включают полевые транзисторы в соответствии с типовой схемой, приведенной на рис. 8.12, а. Входной каскад выполнен по схеме эмиттерного повторителя, причем транзистор V2 фактически является нагрузкой в цепи истока транзистора V1. Входное сопротивление такой схемы достигает 1,5 МОм и выше.

На базе ИМС К123УН1 можно выполнить избирательный низкочастотный усилитель. Для этого в схему должны быть введены частотно-избирательные элементы типа LC или RC, включенные на входе, выходе или в цепи обратной связи. На рис. 8.12, б в качестве примера приведена схема избирательного усилителя, настроенного на частоту 160 Гц [1].

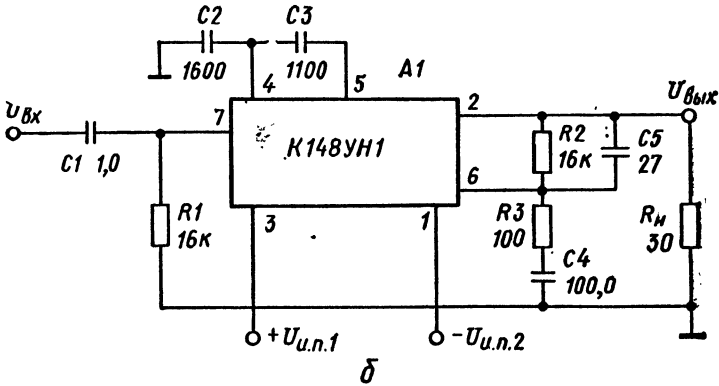
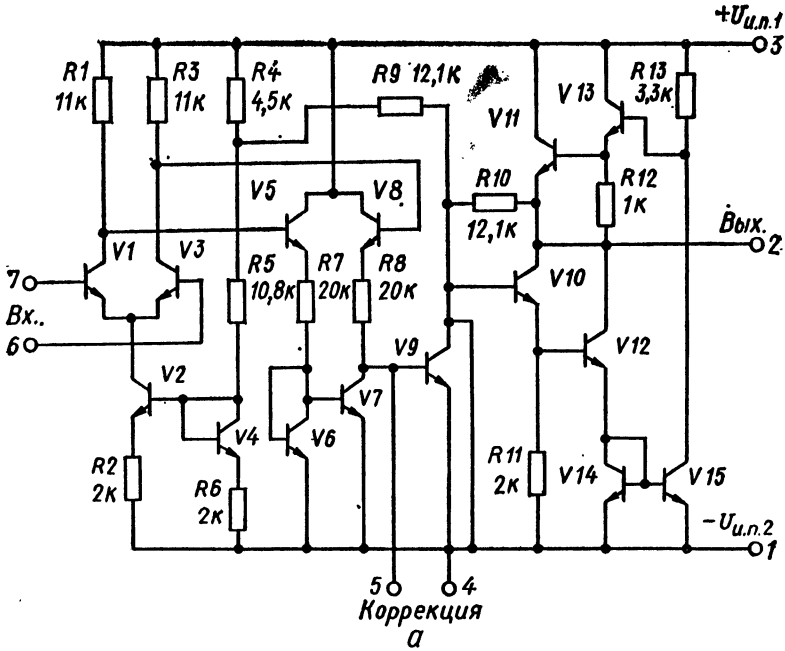


Рис. 8.13. Принципиальная схема усилителя на ИМС К148УН1 (а) и типовая схема его включения (б)

Низкочастотный усилитель с выходной мощностью 1 Вт можно построить с помощью ИМС типа К148УН1 (рис. 8.13, а). Основные электрические параметры схемы: напряжения источников питания $U_{н.1} = +12$ В; $U_{н.2} = -12$ В (с допустимыми отклонениями от номинальных значений $\pm 10\%$); $U_{вх} \leq 1,5$ В; $I_{пот} = 30$ мА (при $U_{вх} = 0$); $K_{yU} = 100 \dots 200$ (при $t^\circ = 25^\circ \text{C}$, $f = 1$ кГц, $U_{вх} = 10$ мВ); $\Delta K_{yU} = \pm 30\%$; $K_f = 2,5 \dots 7$ (при $P_{вых} = 1$ Вт; $U_{вых} = 5,5$ В; $f = (0,1 \dots 10)$ кГц); $R_{вх} =$

$= 10 \text{ кОм}$ (при $U_{вх} = 30 \text{ мВ}$, $f = 1 \text{ кГц}$); $f_{н} = 30 \text{ Гц}$; $f_{в} = 20 \text{ кГц}$ (при $U_{вх} = 10 \text{ мВ}$); $R_{н} = 30 \text{ Ом}$.

а) Схема включения усилителя на ИМС К148УН1 приведена на рис. 8.13, б. В усилителях мощности низкой частоты используется микросхема К174УН9 (рис. 8.14, а). Номинальная выходная мощность усилителя равна 5 Вт при сопротивлении нагрузки $R_{н} = 4 \text{ Ом}$. Микросхема имеет защиту выхода от коротких замыканий и перегрузок. Номинальное напряжение питания схемы $U_{п.н} = +18 \text{ В} \pm 10\%$. Основные электрические параметры усилителя: $I_{пот} = 30 \text{ мА}$ (при $t^\circ = 25^\circ \text{ С}$ и

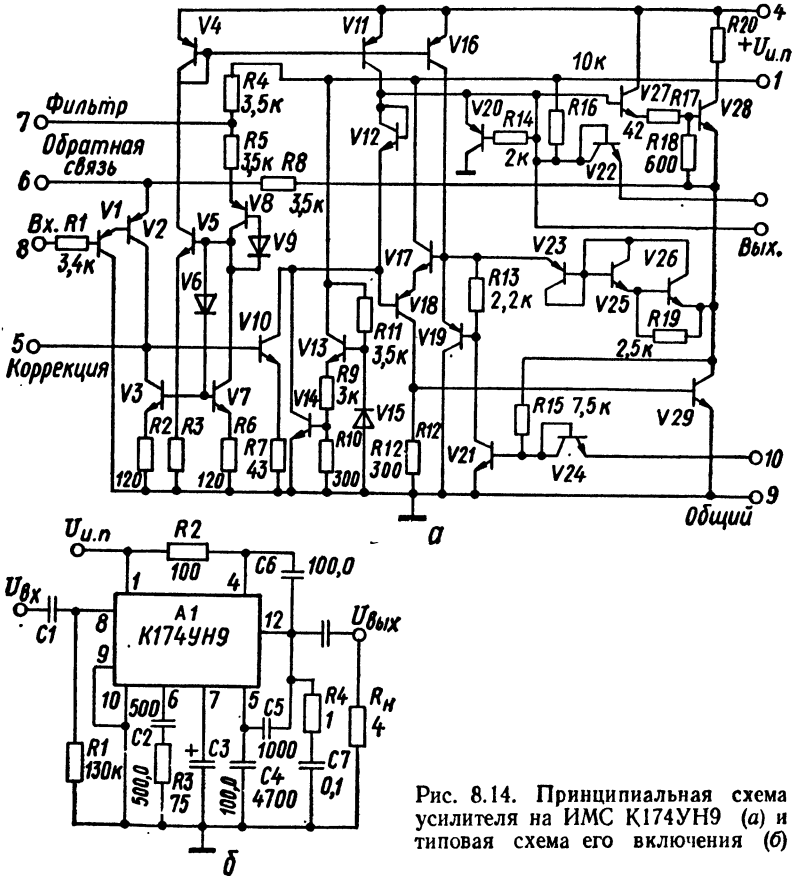


Рис. 8.14. Принципиальная схема усилителя на ИМС К174УН9 (а) и типовая схема его включения (б)

$U_{вх} = 0$); $K_{г} = 1...2\%$ (при $U_{вых} = (0,45...4,5) \text{ В}$; $P_{вых} = (0,05...5,0) \text{ Вт}$, $f = 1 \text{ кГц}$); напряжение шумов на выходе $U_{ш} = 1,5 \text{ мВ}$; чувствительность $S = 50...120 \text{ мВ}$ (при $U_{вых} = 4,5 \text{ В}$, $f = 1 \text{ кГц}$); $f_{н} = 40 \text{ Гц}$; $f_{в} = 20 \text{ кГц}$; $R_{вх} = 100 \text{ кОм}$.

Не допускается применение микросхемы без дополнительного теплоотвода. При температуре корпуса микросхемы выше 55° С максимальная рассеиваемая мощность P_{max} рассчитывается по формуле

$$P_{max} = (t_{кр\ max} - t_{кор})/R_{кр.кор}, \quad (8.14)$$

где $t_{кр\ max}$ — максимальная температура кристалла, при которой гарантируется надежная работа ИМС (условно принимают $t_{кр\ max} = 150^\circ \text{ С}$); $t_{кор}$ — температура

корпуса ИМС, измеренная на теплоотводе у основания корпуса; $R_{кр.кор}$ — тепловое сопротивление от кристалла к корпусу ($R_{кр.кор} \approx 12$ град/Вт).

Типовая схема включения усилителя на ИМС К174УН9 приведена на рис. 8.14, б.

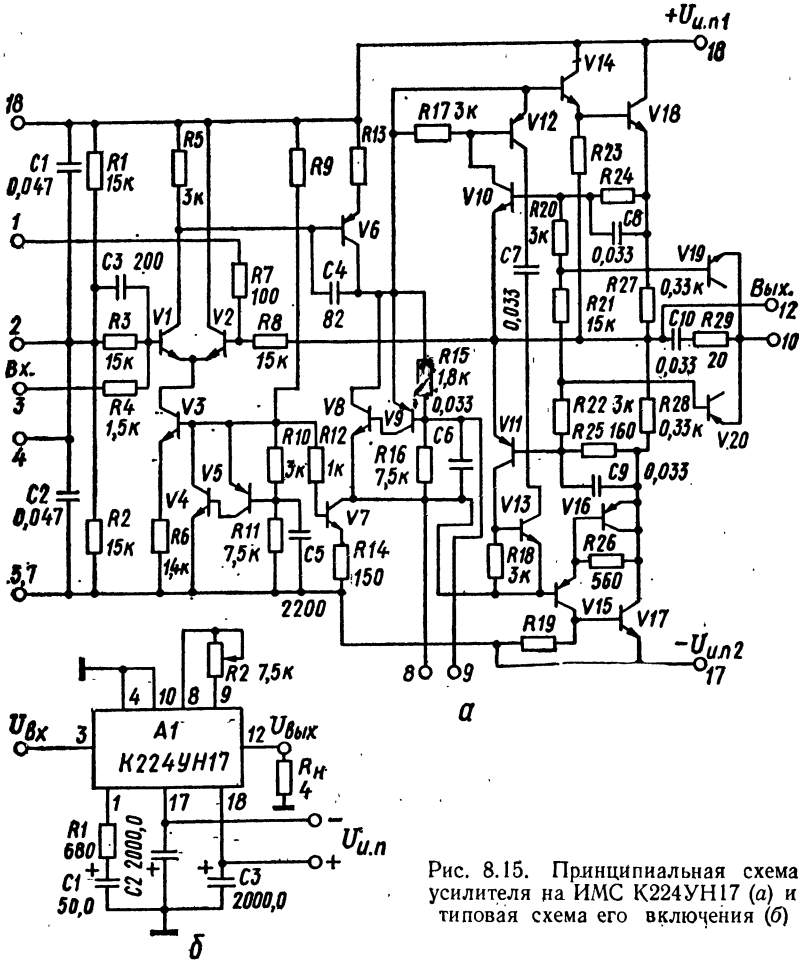


Рис. 8.15. Принципиальная схема усилителя на ИМС К224УН17 (а) и типовая схема его включения (б)

Усилитель мощности низкой частоты с номинальной выходной мощностью $P_{вых} = 20$ Вт при $R_n = 4$ Ом может быть построен на ИМС К224УН17 (рис. 8.15, а). Схема питается от источников напряжения $U_{и.п1} = +24 \text{ В} \pm 10\%$ и $U_{и.п2} = -24 \text{ В} \pm 10\%$. Основные параметры схемы: $S = 0,8 \text{ В}$ (при $t^\circ = +25^\circ \text{C}$; $U_{вых} = 9 \text{ В}$, $f = 1 \text{ кГц}$); $K_f = 1,5\%$ (при $U_{вых} = 6,3 \text{ В}$, $f = 1 \text{ кГц}$); диапазон частот $f_n \dots f_v = (0,02 \dots 20) \text{ кГц}$ (при неравномерности амплитудно-частотной характеристики $K_{чр.ч} = 3 \text{ дБ}$); $R_{вх} = 10 \text{ кОм}$. Схема включения усилителя показана на рис. 8.15, б.

8.7. Интегральные схемы избирательных усилителей

В настоящее время выпускается несколько серий линейных гибридных ИМС, специально предназначенных для радиотехнических и телевизионных устройств [1, 35]. Каждая из них содержит несколько разновидностей микросхем определенного назначения, например К2УС24 для радиовещательной и телевизионной аппаратуры, К237 для радиовещательной и звукозаписывающей аппаратуры и т. д. Ниже приведены основные технические характеристики ИМС для избирательных усилителей, причем систематизированы они не по сериям, а по количеству примененных усилительных транзисторов [35].

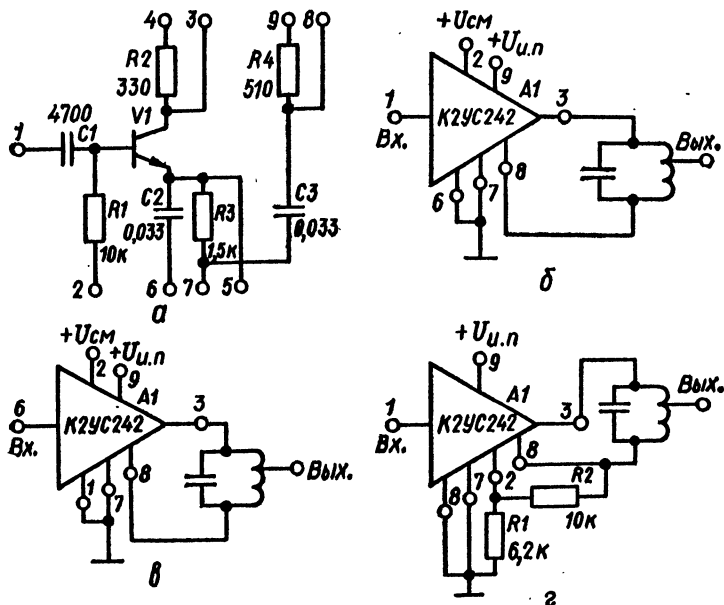


Рис. 8.16. Избирательный усилитель на ИМС К2УС242:

а — принципиальная схема; б — вариант включения с ОЭ; в — вариант включения с ОБ; г — вариант включения с ОЭ с одним источником питания

К однотранзисторным избирательным схемам относятся усилители на ИМС К2УС242, К2УС243, К2УС249 и К2УС281.

Принципиальная схема усилителя на ИМС К2УС242 приведена на рис. 8.16, а, в которой использован транзистор типа КТТ-5 с параметрами, близкими к параметрам транзистора КТ307 (А—Г): $P_{\max} = 15$ мВт; $f_{гр} = 250$ МГц; $R_{пер.окр} = 3$ °С/мВт; $t_{окр} = (-60 \dots +85)$ °С; $U_{КВ\max} = 10$ В; $U_{КЭR\max} = 10$ В; $U_{ЭБ\max} = 4$ В; $I_{К\max} = 20$ мА; $I_{КВ0} \leq 0,5$ мкА; $h_{21Э} = 20 \dots 80$ (при $U_{КЭ} = 1$ В; $I_{К} = 10$ мА); $U_{КЭ\text{огр}} = 5$ В (при $I_{Э} = 1$ мА); $U_{КЭ\text{нас}} = 0,4$ В; $U_{БЭ\text{нас}} = 1,1$ В (при $I_{К} = 20$ мА); $t_{рас} = 0,03$ мкс; $C_{к} = 6$ пФ; $C_{э} = 3$ пФ.

На рис. 8.16, б, г показаны варианты включения усилителя при использовании транзистора с ОЭ, а на рис. 8.16, в — с ОБ. При $U_{см} = +3$ В ток эмиттера транзистора $I_{Э} \approx 1,6$ мА (рис. 8.16, б и в). При этом напряжение коллекторного источника питания $U_{и.п} = (+3,6 \dots +9)$ В. На рис. 8.16, г показан вариант схемы с одним источником питания. В этом случае при $U_{и.п} = +9$ В, $I_{Э} \approx 1,6$ мА. Основные электрические параметры ИМС К2УС242: $I_{пот} \leq 1,8$ мА; $S_{ВА} \geq 25$ мА/В; $R_{вх} \geq 150$ Ом; $f_{н} = 0,15$ МГц; $f_{в} = 30$ МГц.

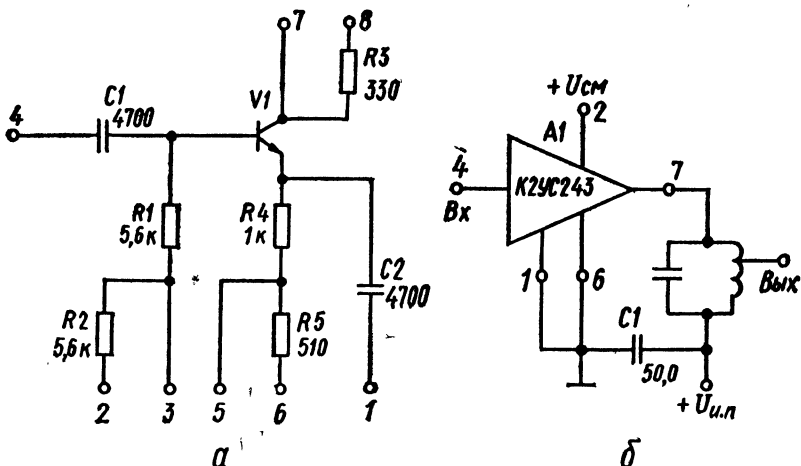


Рис. 8.17. Избирательный усилитель на ИМС К2УС243:
 а — принципиальная схема; б — вариант включения с ОЭ

Микросхема К2УС243 (рис. 8.17, а) предназначена для использования в УВЧ и УПЧ УКВ ЧМ радиоприемников, однако может быть применена и в других типах усилителей высокой частоты и преобразователях в диапазоне 10...110 МГц. На рис. 8.17, б показан вариант включения схемы с ОЭ, но на высоких частотах более целесообразно транзистор включать по схеме с ОБ. Основные параметры ИМС: $U_{и.п} = (+3,6...+9)$ В; $U_{см} = +3$ В $\pm 5\%$; $I_{пот} \leq 1,8$ мА; $S_{BA} \geq 25$ мА/В; $R_{вх} \geq 150$ Ом; $f_H = 10$ МГц; $f_B = 110$ МГц.

В микросхеме К2УС281 (рис. 8.18, а) использован транзистор КТ307. При напряжении питания $U_{и.п} = +6,3$ В и $U_{см} = -6,3$ В схема обеспечивает усиление сигнала в диапазоне $f_H...f_B = 0,5...110$ МГц, причем нижний предел ограничен емкостью внешних разделительного и блокировочного конденсаторов, а верхний — предельной частотой транзистора КТ307. Основные параметры схемы: $P_{пот} \leq 70$ мВт; $S_{BA} = (9,5...10,5)$ мА/В (при $f = 5$ МГц); $S_{BA} = 7,5$ мА/В (при $f = 60$ МГц); $I_K = I_{вых} = (3,2...4)$ мА; $R_{вх} \geq 400$ Ом (при $f = 60$ МГц); $R_{вых} \leq 50$ кОм (при $f = 60$ МГц).

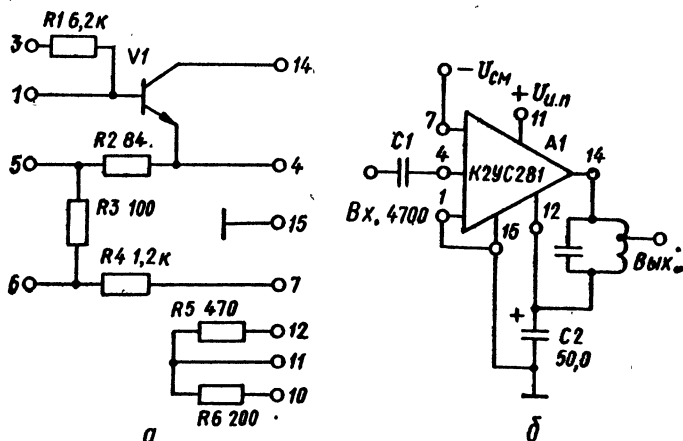


Рис. 8.18. Избирательный усилитель на ИМС К2УС281:
 а — принципиальная схема; б — вариант включения с ОБ

Избирательные ИМС с одностранзисторными усилительными элементами целесообразно использовать в усилителях с малым коэффициентом усиления или в сочетании с другими ИМС для доведения коэффициента усиления до требуемого значения.

Типичными представителями двухтранзисторных избирательных усилителей могут служить ИМС серий К228, К224, К218 и др. [35].

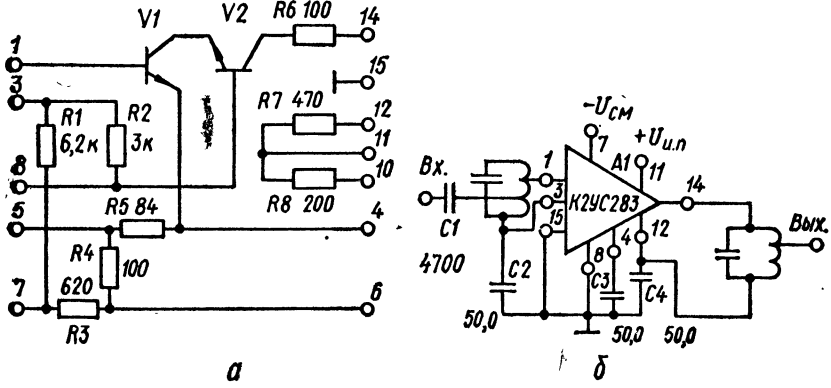


Рис. 8.19. Избирательный усилитель на ИМС К2УС283:
а — принципиальная схема; б — схема включения

Микросхема К2УС283 состоит из двух транзисторов КТ307, включенных по схеме ОЭ—ОБ (рис. 8.19, а), и нескольких резисторов, необходимых для установки режима по постоянному току. Резистор R_6 в цепи коллектора транзистора V_2 служит для обеспечения устойчивой работы усилителя. При напряжениях $U_{н.п} = +6,3$ В и

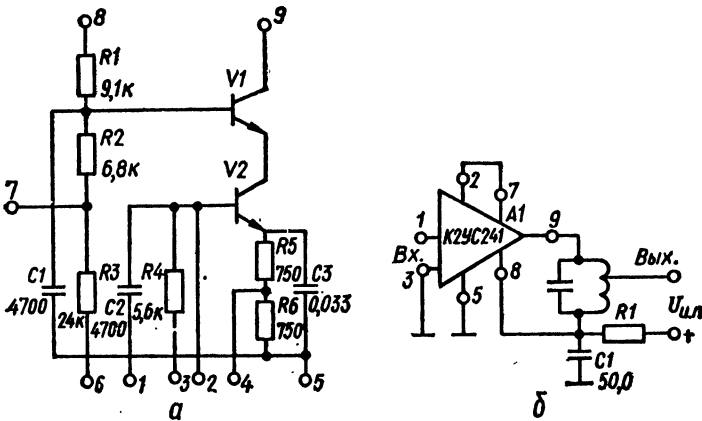


Рис. 8.20. Избирательный усилитель на ИМС К2УС241:
а — принципиальная схема; б — схема включения

$U_{см} = -6,3$ В ток эмиттера каждого транзистора составляет 5 мА. Микросхему целесообразно использовать в узкополосных УВЧ и УПЧ в диапазоне 0,15...110 МГц. Основные параметры ИМС К2УС283: $P_{пот} \leq 70$ мВт; $S_{ВА} = (9,5...10,5)$ мА/В (при $f = 5$ МГц); $S_{ВА} = 7,5$ мА/В (при $f = 60$ МГц); $I_K = I_{Вых} = (3,0...4,6)$ мА; $R_{Вх} \geq 400$ Ом (при $f = 60$ МГц); $R_{Вых} \leq 100$ Ом (при $f = 60$ МГц).

Схема включения усилителя на ИМС К2УС283 приведена на рис. 8.19, б.

В микросхеме К2УС241 (рис 8.20, а) транзисторы также включены по схеме ОЭ — ОБ. При $U_{н.п} = +12$ В ток эмиттера $I_Э \approx 1,6$ мА; если замкнуть выводы

4 и 5, то $I_{Э} \approx 3,2$ мА. На рис. 8.20, б показан вариант питания схемы от одного источника. Возможен вариант питания ИМС от двух источников. В этом случае на вывод 8 подается $U_{см} = +3$ В, а выводы 2 и 7 замыкаются. Диапазон рабочих частот усилителя 0,15...110 МГц. Основные параметры: $I_{пот} \leq 4$ мА; $S_{ВА} \geq 25$ мА/В; $R_{вх} \geq 150$ Ом.

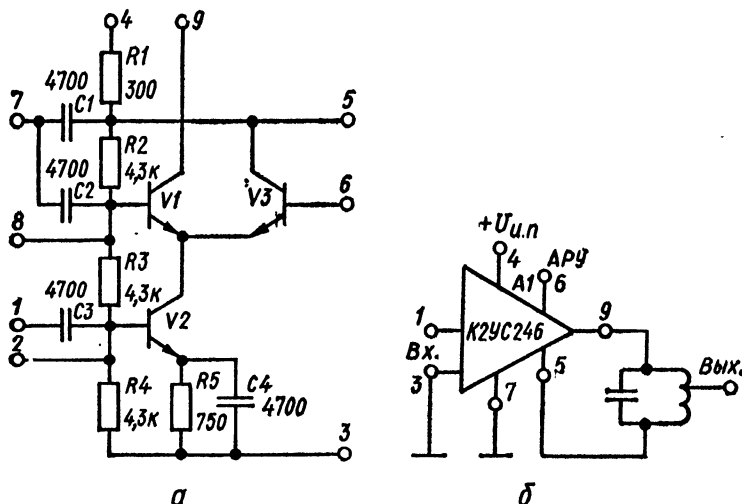


Рис. 8.21. Избирательный усилитель на ИМС К2УС246:
а — принципиальная схема; б — схема включения

Микросхема К2УС246 (рис. 8.21, а) чаще всего используется для работы в качестве регулируемого усилителя в трактах промежуточной частоты телевизионных приемников, но ее можно применять и в других высокочастотных избирательных устройствах. Отличительная особенность данной ИМС — возможность осуществления руч-

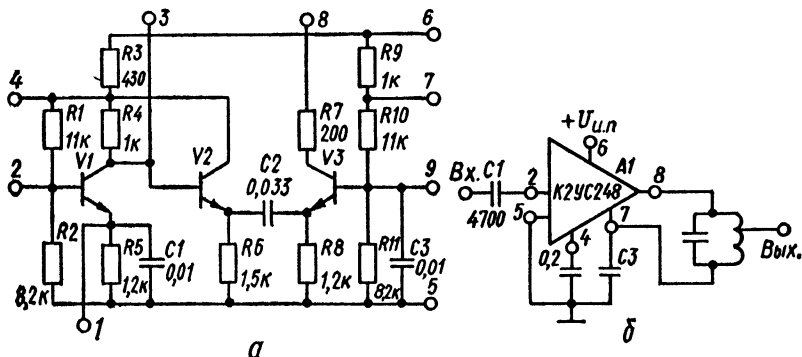


Рис. 8.22. Избирательный усилитель на ИМС К2УС248:
а — принципиальная схема; б — схема включения

ной или автоматической (АРУ) регулировки усиления путем изменения режима транзистора V2 с помощью вспомогательного транзистора V3. Транзисторы V1 и V2 образуют каскодную схему ОЭ — ОБ, токи эмиттеров которых при закрытом V3 равны $I_{Э} \approx 3,5$ мА. При подаче на базу транзистора V3 отпирающего напряжения коллекторный ток транзистора V1 перераспределяется между V2 и V3. Это приводит к уменьшению тока основного транзистора V2, в результате чего усиление этого

транзистора падает. Высокочастотная составляющая выходного тока транзистора V1 проходит в основном через уменьшающееся входное сопротивление транзистора V3. При изменении напряжения АРУ от +7 до +9,5 В диапазон регулировки усиления оказывается не менее 40 дБ.

Основные электрические параметры: $U_{и.п} = 12 В \pm 10\%$; $I_{пот} \leq 8 мА$; $S_{ВА} \geq 25 мА/В$; $f_n = 30 МГц$; $f_v = 45 МГц$.

Типовая схема включения усилителя приведена на рис. 8.21, б.

Двухтранзисторные ИМС избирательных усилителей характеризуются более высокими качественными показателями по сравнению с одностранзисторными (увеличением коэффициента усиления на каскад, повышенной устойчивостью, более высокой степенью интеграции элементов), что, в конечном счете, ведет к удешевлению устройства.

Типичной схемой трехтранзисторного избирательного усилителя является ИМС К2УС248 (рис. 8.22, а). В ИМС применены транзисторы КТТ-5, включенные по схеме ОЭ — ОК — ОБ. Основное назначение схемы — каскады УПЧ тракта звукового

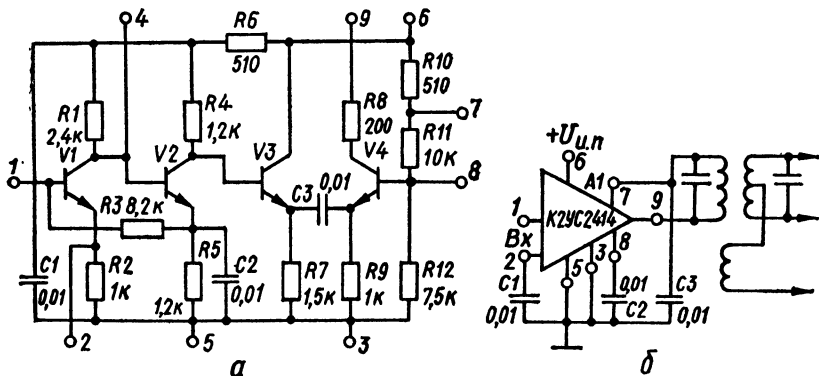


Рис. 8.23. Избирательный усилитель на ИМС К2УС2414:
а — принципиальная схема; б — схема включения

сопровождения телевизионных приемников. Основные электрические параметры: $U_{и.п} = +12 В \pm 10\%$; $I_{пот} \leq 15 мА$; $S_{ВА} \geq 1000 мА/В$ (на частоте 6,5 МГц); $f_n = 4 МГц$; $f_v = 10 МГц$.

Схема включения ИМС К2УС248 приведена на рис. 8.22, б.

Построение четырехтранзисторной ИМС избирательного усилителя иллюстрирует рис. 8.23, а. Такую схему имеет ИМС типа К2УС2414. В этой схеме транзисторы образуют последовательную цепь: ОЭ — ОК — ОК — ОБ. Схема находит широкое применение в избирательных усилителях радиоприемных и телевизионных устройств. Ее параметры $U_{и.п} = +12 В \pm 10\%$; $S_{AB} = 2000 мА/В$ (на частоте $f = 6,5 МГц$); $f_n = 4 МГц$; $f_v = 10 МГц$. Схема включения приведена на рис. 8.23, б.

Повышение степени интеграции элементов в ИМС привело к созданию многофункциональных устройств, которые при использовании соответствующих внешних элементов способны реализовать разнообразные задачи, связанные с усилением и преобразованием сигналов. К числу таких ИМС можно отнести микросхемы серии К174, К237 и др.

На рис. 8.24, а приведена функциональная схема, а на рис. 8.24, б — типовая схема включения ИМС типа К174УР1. Эта схема выполняет функции усилителя — ограничителя напряжения промежуточной частоты, частотного детектора и электронного регулятора напряжения низкой частоты звукового канала телевизионного приемника. Основные электрические параметры схемы: $U_{и.п} = +12 В \pm 10\%$; $U_{твх} \leq 300 мВ$; $I_{пот} = 11...22 мА$ (при $U_{вх} = 0$); постоянное управляющее напряжение по выводу 5 $U_5 \leq 4 В$; запирающий ток по выводу 13 или 2 $I_{13} = I_2 \leq 300 мкА$; сопротивление внешних элементов между выводами 13, 14 $R_{13-14} \leq 1 кОм$; крутизна преобразования частотного детектора (отношение выходного на-

пряжения НЧ к девятикратности частоты входного сигнала, вызвавшей это напряжение) $S_{пр.чд} = 5...6$ мВ/кГц (при $U_{вх} = 1$ мВ; $f_{вх} = 6,5$ МГц); коэффициент подавления амплитудной модуляции $K_{под.АМ} = 46$ дБ; диапазон электронной регулировки передачи $D_{э.р.п} = 60$ дБ ($D_{э.р.п} = 20 \lg(U'_{вых}/U''_{вых})$, где $U'_{вых}$ — напряжение на выходе,

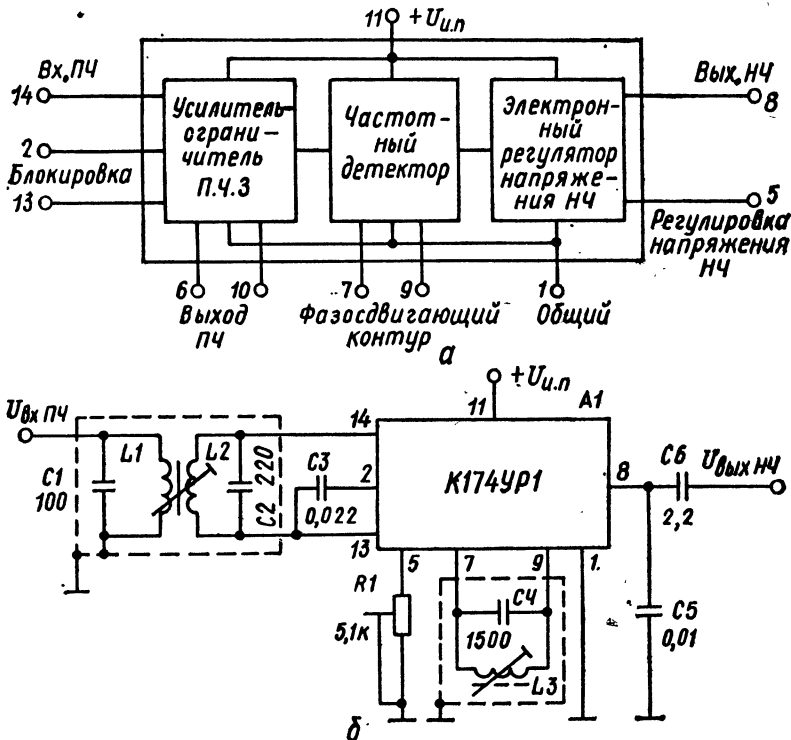


Рис. 8.24. Функциональная схема ИМС К174УР1 (а) и типовая схема ее включения (б)

когда вывод 5 ИМС подключен к корпусу; $U''_{вых}$ — напряжение на выходе, когда вывод 5 ИМС подключен к земле через резистор с сопротивлением 5,1 кОм); $K_{г} = 2\%$.

Характеристика аналогичных многофункциональных устройств, используемых в трактах высокочастотного избирательного усиления, приведена в работах [1, 13, 16, 29, 36]. Рекомендации по выбору рационального типа ИМС для избирательного усилителя и определению ее параметров, в частности, устойчивого коэффициента усиления, подробно изложены в работах [19, 21, 35, 42].

8.8. Интегральные схемы широкополосных усилителей

Одним из классов линейных интегральных микросхем являются широкополосные интегральные усилители (ШИУ). К ним относятся универсальные усилители с плоской амплитудно-частотной характеристикой, видеоусилители, импульсные усилители, широкополосные УПЧ, селективные усилители с перестройкой частоты в широком диапазоне и др. ШИУ находят широкое применение в связанной, навигационной, радиолокационной, измерительной аппаратуре, в телевизионной и вычислительной технике.

Схемотехническая эволюция ШИУ прошла следующие этапы: в числе первых полупроводниковых ИМС широкополосных усилителей были схемы двухкаскадных усилителей — «двоек» (типичным представителем этого типа могут служить ИМС типа К1УС751, К175УВ1, К175УВ3 и др.); затем были разработаны ШИУ на каска-

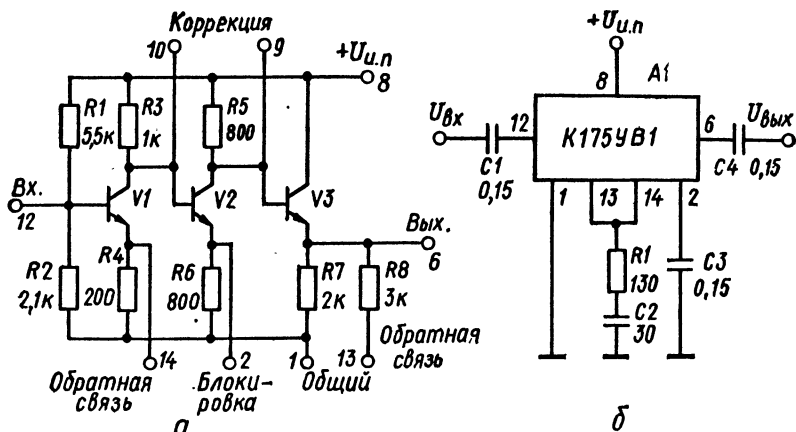


Рис. 8.25. Принципиальная схема ИМС К175УВ1 (а) и типовая схема ее включения (б)

дах с емкостной эмиттерной коррекцией (типа 153УВ1); наиболее высококачественные современные ШИУ представляют собой многокаскадные дифференциальные усилители с различными способами повышения широкополосности [10, 17, 42].

На рис. 8.25, а приведена схема ШИУ на ИМС типа К175УВ1. В зависимости от верхней граничной частоты полосы пропускания различают ИМС группы А и Б. ИМС К175УВ1А имеет верхнюю граничную частоту не менее 30 МГц, а ИМС К175УВ1Б — 45 МГц. Номинальное напряжение питания схемы $U_{н.п} = +6,3 В \pm 10\%$.

Нижняя граничная частота полосы пропускания определяется емкостью конденсаторов $C1, C4$ (рис. 8.25, б). Амплитудно-частотную характеристику усилителя можно корректировать, изменяя емкость конденсатора $C2$ в пределах 0—30 пФ.

Основные электрические параметры (при $R_H = 1$ кОм и $C_H = 5$ пФ); $I_{пот} = (3...4,5)$ мА (при $t_{окр} = +25^\circ C$; $U_{вх} = 0$); $K_{yU} = 10$ (при $U_{вх} = 10$ мВ, $f = 1$ МГц); $\Delta K_{yU} = 25\%$; $K_T = 10\%$; $K_{ш} = 12$ дБ (при $f = 20$ МГц); $R_{вх} = 1$ кОм (при $f = 0,1$ МГц); $U_{вх max} = 1,5$ В.

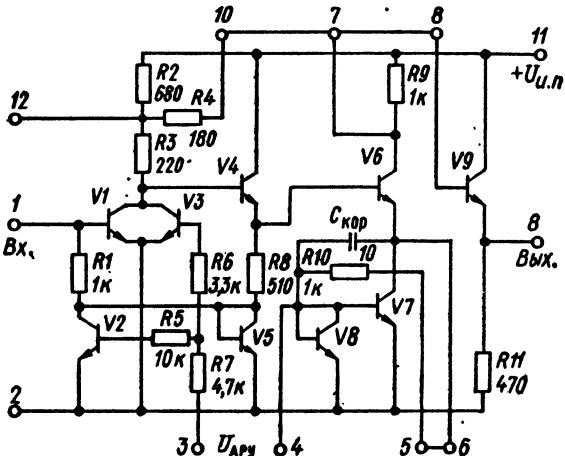


Рис. 8.26. Принципиальная схема широкополосного усилителя на ИМС 153УВ1

На рис. 8.26 приведена более сложная электрическая принципиальная схема универсального ШИУ типа 153УВ1. Схема включает в себя двухкаскадный усилитель («двойку») с общей отрицательной обратной связью на транзисторах $V1, V4$ и $V5$, каскад с ОЭ и емкостной коррекцией на транзисторах $V6—V8$ (генератор тока на $V7$

и V_8 , $R_{10}C_{кор}$ — корректирующий двухполюсник) и выходной каскад на транзисторе V_9 (эмиттерный повторитель). Транзисторы V_2 , V_3 и резисторы R_5 — R_7 образуют цепь широкополосной регулировки усиления (управляющее напряжение $U_{ДРУ}$ подается на вывод 3).

Изменение величины сопротивления резистора в цепи отрицательной обратной связи (между выводами 7 и 12, т. е. между цепями коллекторов транзисторов V_1 и V_6) в пределах 180 Ом...3 кОм позволяет изменять коэффициент усиления ИМС в пределах 17...40 дБ.

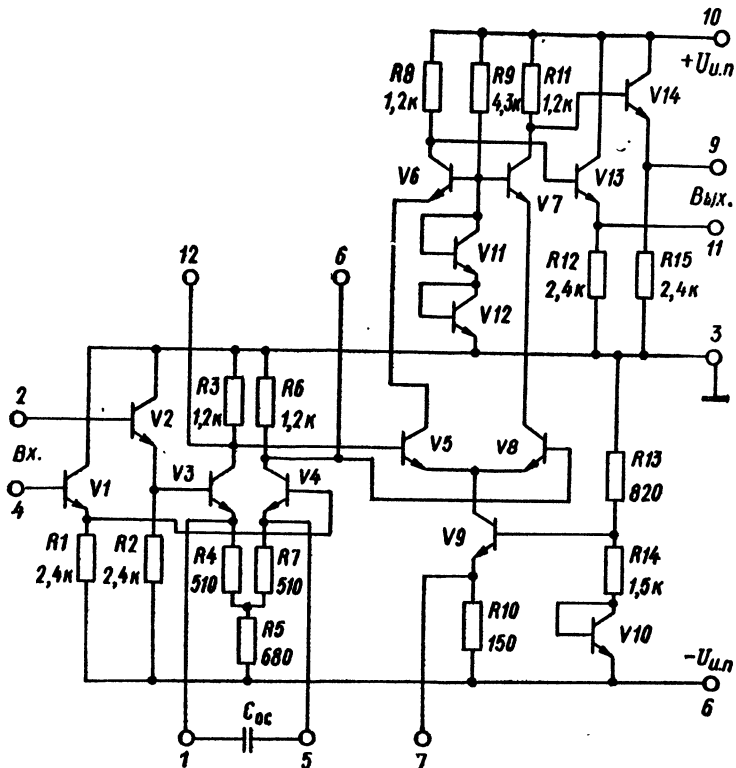


Рис. 8.27. Принципиальная схема ШИУ на ДУ

Конденсатор $C_{кор}$ выполнен в виде коллекторного перехода транзистора с большой площадью базы. Это позволяет реализовать емкость конденсатора 10 пФ с точностью $\pm 20\%$.

Из рис. 8.26 следует, что в ИМС использована схемная конфигурация ОЭ—ОК—ОЭ—ОК, т. е. чередование каскадов с ОЭ и ОК. Это приводит к подключению на вход каскада с ОЭ выходного сопротивления эмиттерного повторителя. Выходное сопротивление носит индуктивный характер, что позволяет выполнить частотную коррекцию входной проводимости каскада с ОЭ и расширить полосу пропускания усилителя. Верхняя граничная частота усилителя на ИМС 153УВ1 (в зависимости от величины корректирующей емкости $C_{кор}$) лежит в пределах 50...200 МГц [17].

На рис. 8.27 приведена экспериментальная схема многокаскадного ШИУ с использованием ДУ.

Схема состоит из дифференциального входного каскада на эмиттерных повторителях (V_1 и V_2), дифференциальной схемы с емкостной коррекцией (V_3 и V_4 , корректирующей двухполюсник R_4 , R_7 , $C_{ос}$), дифференциального каскада на транзисторах

V5—V12 и выходного каскада на эмиттерных повторителях V13 и V14. Изменяя управляющее напряжение на выводе 7, можно регулировать усиление в пределах 16 дБ. При использовании навесного корректирующего конденсатора $C_{oc} = 62$ пФ обеспечиваются параметры: $f_H = 15$ МГц; $f_B = 75$ МГц; $K_{yU} = 46$ дБ. Уменьшение C_{oc} ведет к расширению полосы пропускания (до 120 МГц), однако коэффициент усиления схемы при этом снижается [17, с. 101—103].

8.9. Интегральные усилители на полевых транзисторах

Преимущества полевых транзисторов перед биполярными (высокое входное сопротивление, низкий уровень шума, высокая температурная устойчивость), возможность достижения большой плотности расположения полевых транзисторов при использовании в ИМС привели к созданию разнообразных по своему назначению микросхем на полевых транзисторах с $p-n$ -переходами и МДП (МОП)-транзисторах.

На рис. 8.28, а приведена схема предварительного усилителя низкой частоты на ИМС К167УНЗ.

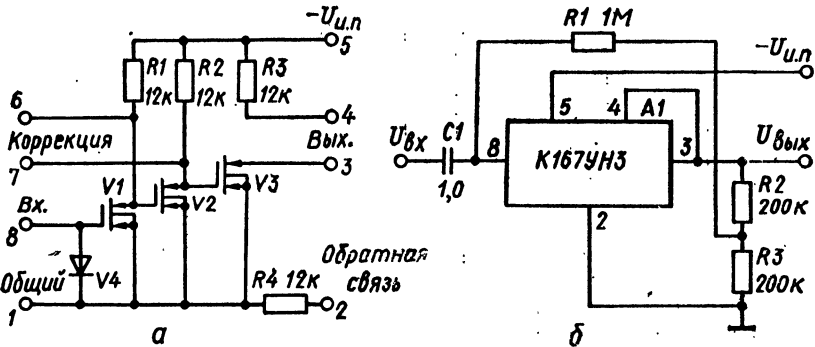


Рис. 8.28. Принципиальная схема ИМС К167УНЗ (а) и типовая схема ее включения (б)

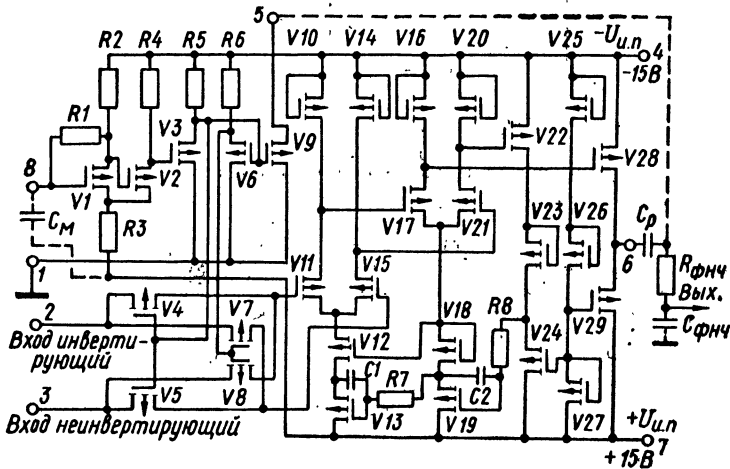
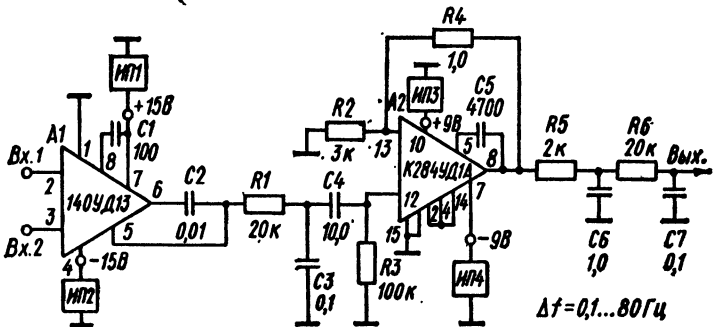
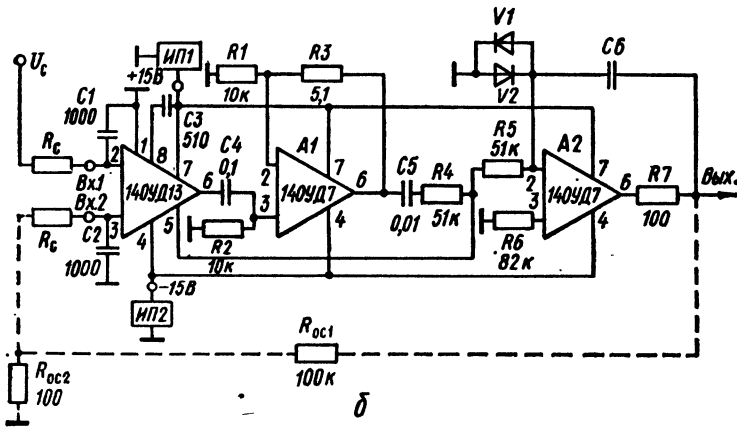


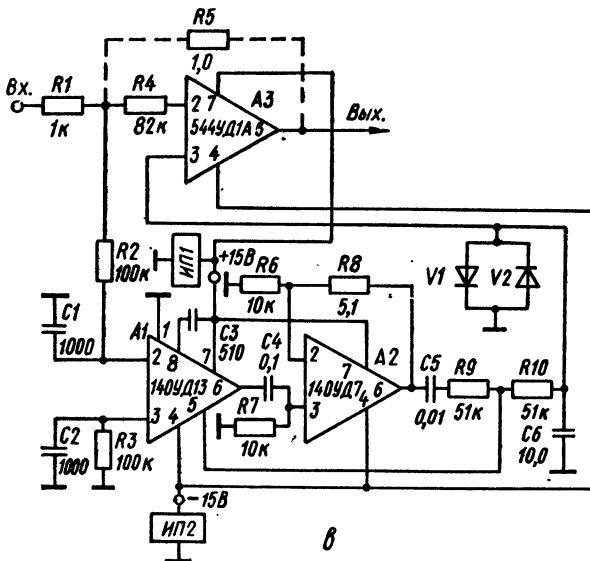
Рис. 8.29. Принципиальная схема интегрального УПТ типа МДМ на ИМС К140УД13



а



б



в

Рис. 8.30. Примеры применения ИМС 140YD13:

а — малозумяющий УНЧ для измерения биопотенциалов; б — измерительный УПТ; в — широкополосный операционный усилитель со стабилизирующим МДМ каналом

Преимущества схемы УНЧ на МДП-транзисторах особенно очевидны при работе с высокоомными датчиками (гидроакустическими пьезоэлементами, датчиками инфракрасного излучения, конденсаторными микрофонами, высокоомными магнитными головками и т. п.). Схема состоит из трех усилительных каскадов, охваченных общей глубокой отрицательной обратной связью по постоянному току. Благодаря использованию гальванических связей между каскадами схема сравнительно просто реализуется в полупроводниковом интегральном исполнении. Основные параметры ИМС типа К167УНЗ: $U_{и.п} = -12 \text{ В} \pm 10 \%$; $I_{пот} = 6 \text{ мА}$ (при $t_{окр} = +25^\circ\text{С}$, $U_{вх} = 0$); $K_{yU} = 100 \dots 150$ (при $U_{вх} = 10 \text{ мВ}$, $f = 1 \text{ кГц}$); $\Delta K_{yU} = \pm 15 \%$; $K_r = 1 \%$ (при $U_{вых} = 1 \text{ В}$, $f = 1 \text{ кГц}$); $U_{вых0} = (-4 \dots -7) \text{ В}$; $f_b = 100 \text{ кГц}$; $R_{вх} \geq 100 \text{ МОм}$; $R_{вых} = (1,6 \dots 2,5) \text{ кОм}$; $C_{вх} = 300 \text{ пФ}$.

Верхняя граничная частота f_b и входная емкость $C_{вх}$ определяются в основном первым и вторым каскадами, проектирование которых подчинено выполнению основного требования — получению минимального шума. Поэтому вместо активных транзисторных нагрузок (занимающих меньшую площадь) используются диффузионные резисторы R_1 , R_2 , R_3 , обладающие лучшими шумовыми характеристиками. Спектральная плотность напряжения шума в усилителе К167УНЗ достаточно мала: $E_{ш} = 10 \text{ нВ/Гц}^{1/2}$ на частоте 1 кГц , причем уровень шума минимален при сопротивлении источника сигнала $100 \text{ кОм} \dots 1 \text{ МОм}$.

Для повышения температурной стабильности параметров ИМС, расширения частотной характеристики, уменьшения входной емкости в схему введена общая ООС по току с помощью резистора R_4 , температурный коэффициент которого равен температурному коэффициенту нагрузочного резистора R_3 . Одинаковый температурный коэффициент этих резисторов обеспечивается автоматически, так как они выполняются методом диффузии в одном кристалле.

Полевые транзисторы с успехом используются на входе операционных усилителей общего назначения, построенных на ИМС К284УД1, К544УД1 и др. [1]. Это позволяет существенно повысить входное сопротивление усилителей. Так, в ИМС К284УД1 $R_{вх} = 5 \text{ МОм}$, а в ИМС К544УД1 оно достигает величины 10^9 Ом .

Примером ИМС, полностью построенной на МДП-транзисторах, может служить микросхема 140УД13, представляющая собой интегральный УПТ типа МДМ. Принципиальная схема этого усилителя приведена на рис. 8.29. Микросхема выполнена по технологии совместного получения МДП-транзисторов и ионнолегированных резисторов. УПТ состоит из балансного последовательно-параллельного модулятора (V_4 , V_5 , V_7 и V_8), мультивибратора (V_1 , V_2), двухкаскадного дифференциального усилителя модулированного сигнала ($V_{10} \dots V_{29}$) и демодулятора (V_9). Основные электрические параметры усилителя: $U_{и.п} = 15 \text{ В} \pm 10 \%$; $P_{пот} = 60 \text{ мВт}$; $U_{см} = 20 \text{ мкВ}$; $\Delta U_{см} = 0,1 \text{ мкВ/}^\circ\text{С}$; $I_{вх} = 0,1 \text{ нА}$; $\Delta I_{вх} = 0,03 \text{ нА}$; $R_{вх} = 100 \text{ МОм}$; $U_{ш} \leq 1,5 \text{ мкВ}$; $K_{yU} = 15$; $K_{ос.сф} = 100 \text{ дБ}$; $R_{вых} = 5 \text{ кОм}$.

Возможности применения ИМС 140УД13 иллюстрируются рис. 8.30 [6, 33, с. 172—173]. Малошумящий усилитель низкой частоты, используемый для измерения биопотенциалов (рис. 8.30, а) характеризуется параметрами: $I_{вх} = 0,1 \text{ нА}$; $\Delta I_{вх} = 0,03 \text{ нА}$; $U_{ш} = 1,5 \text{ мкВ}$; $R_{вх} = 100 \text{ МОм}$; $K_{yU} = 10^3$; $R_{вых} = 4 \text{ кОм}$; $P_{пот} = 150 \text{ мВт}$. Измерительный УПТ (рис. 8.30, б) характеризуется следующими показателями: $U_{см} = 20 \text{ мкВ}$; $\Delta U_{см} = 0,1 \text{ мкВ/}^\circ\text{С}$; $I_{вх} = 0,1 \text{ нА}$; $\Delta I_{вх} = 0,03 \text{ нА}$; $U_{ш} = 1,5 \text{ мкВ}$; $R_{вх} = 100 \text{ МОм}$; $K_{ос.сф} = 100 \text{ дБ}$; $K_{yU} = 10^7$; $R_{вых} = 0,1 \text{ кОм}$. Широкополосный операционный усилитель со стабилизирующим МДМ-каналом (рис. 8.30, в) обладает такими свойствами: $U_{см} = 20 \text{ мкВ}$; $\Delta U_{см} = 0,1 \text{ мкВ/}^\circ\text{С}$; $I_{вх} = 0,6 \text{ нА}$; $U_{ш} = 3 \text{ мкВ}$; $R_{вх} = 100 \text{ МОм}$; $K_{yU} = 10^7$; $R_{вых} = 0,1 \text{ кОм}$.

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННОЙ ЛИТЕРАТУРЫ К РАЗДЕЛУ II

1. Аналоговые интегральные микросхемы: Справочник / Кудряшов Б. П., Назаров Ю. В., Тарабрин Б. В. и др. — М.: Радио и связь, 1981. — 160 с.
2. Аперiodические усилители на полупроводниковых приборах: Проектирование и расчет / Под ред. Р. А. Валитова, А. А. Куликовского. — М.: Сов. радио. 1968. — 299 с.

3. Баркан В. Ф., Жданов В. К. Усилительная и импульсная техника.— М. : Машиностроение, 1981.— 230 с.
4. Бочаров Л. Н., Жебряков С. К., Колесников И. Ф. Расчет электронных устройств на транзисторах.— М. : Энергия, 1978.— 208 с.
5. Буланов Ю. А., Усов С. Н. Усилители и радиоприемные устройства : 3-е изд., перераб. и доп.— М. : Высшая школа, 1980.— 415 с.
6. Галкин В. Н. Полевые транзисторы в чувствительных усилителях.— Л. : Энергия, 1974.— 144 с.
7. Гальперин М. В. Введение в схемотехнику.— М. : Энергоиздат, 1982.— 120 с.
8. Гальперин М. В., Злобин Ю. П., Павленко В. А. Транзисторные усилители постоянного тока.— М. : Энергия, 1972.— 272 с.
9. Гапличук Л. С. Структурный синтез транзисторных усилителей с обратной связью / Под ред. А. В. Шереметьева.— М. : Связь, 1972.— 128 с.
10. Герзбен А. Б. Проектирование аналоговых интегральных схем. Пер. с англ.— М. : Энергия, 1976.— 256 с.
11. Гершунский Б. С. Основы электроники : 2-е изд., перераб. и доп. — Киев : Вища школа. Головное изд-во. 1982.— 440 с.
12. Гершунский Б. С. Расчет основных электронных и полупроводниковых схем в примерах.— Киев : Изд-во Киев. ун-та, 1968.— 250 с.
13. Гурлев Д. С. Справочник по электронным приборам: 6-е изд., перераб. и доп.— Киев : Техніка, 1979.— 464 с.
14. Гутников В. С. Интегральная электроника в измерительных устройствах.— Л. : Энергия, 1980.— 248 с.
15. Екимов В. Д., Павлов К. М. Проектирование радиоприемных устройств: 2-е изд.— М. : Связь, 1970.— 503 с.
16. Лавриненко В. Ю. Справочник по полупроводниковым приборам : 9-е изд., перераб.— Киев : Техніка, 1980.— 464 с.
17. Ламекин В. Ф. Широкополосные интегральные усилители / Под ред. С. Я. Шаца.— М. : Сов. радио, 1980.— 224 с.
18. Лурье Б. Я. Проектирование транзисторных усилителей с глубокой обратной связью.— М. : Связь, 1965.— 151 с.
19. Масленников В. В., Сироткин А. П. Избирательные RC-усилители.— М. : Энергия, 1980.— 216 с.
20. Милехин А. Г. Радиотехнические схемы на полевых транзисторах.— М. : Энергия, 1976.— 144 с.
21. Музыка Э. Н., Пустоваров В. Е., Сеницкий Б. Г. Расчет высокочастотных каскадов радиоприемных устройств на транзисторах.— М. : Энергия, 1975.— 160 с.
22. Обеспечение тепловых режимов изделий электронной техники / Чернышев А. А., Иванов В. И., Аксенов А. И. и др.— М. : Энергия, 1980.— 216 с.
23. Операционные усилители с непосредственной связью каскадов / Анисимов В. И., Капитонов М. В., Прокопенко И. Н. и др.— Л. : Энергия, 1979.— 151 с.
24. Основы проектирования микросхемной аппаратуры / Под ред. Б. Ф. Высоцкого.— М. : Сов. радио, 1977.— 352 с.
25. Остапенко Г. С. Аналоговые полупроводниковые интегральные микросхемы.— М. : Радио и связь, 1981.— 280 с.
26. Полковский И. М., Стыцько В. П., Рудберг Ю. Е. Схемотехника микросхемной аппаратуры.— М. : Радио и связь, 1981.— 320 с.
27. Проектирование усилительных устройств на транзисторах / Под общ. ред. Г. В. Войшвилло.— М. : Связь, 1972.— 184 с.
28. Синельников А. Х. Бестрансформаторные транзисторные усилители низкой частоты.— М. : Энергия, 1969.— 56 с.
29. Справочник по интегральным микросхемам / Под ред. Б. В. Тарабрина.— М. : Энергия, 1977.— 584 с.
30. Терещук Р. М., Терещук К. М., Седов С. А. Полупроводниковые приемно-усилительные устройства : Справочник радиолюбителя.— Киев : Наукова думка, 1981.— 671 с.
31. Транзисторы / Чернышев А. А., Иванов В. И., Галахов В. Д. и др. Под общ. ред. А. А. Чернышева: 2-е изд., перераб. и доп.— М. : Энергия, 1980.— 144 с.
32. Транзисторы для аппаратуры широкого применения : Справочник / Брежнев К. М., Гантман Е. И., Давыдова Т. И. и др. Под ред. Б. Л. Перельмана.— М. : Радио и связь, 1981.— 656 с.

33. Усилители с полевыми транзисторами / Немчинов В. М., Никитаев В. Г., Ожогин М. А. и др. Под ред. И. П. Степаненко.— М. : Сов. радио, 1980.— 192 с.
34. Усилители с широким динамическим диапазоном на микросхемах / Лукошкин А. П., Киренский И. Г., Монахов Ю. Е. и др.— М. : Радио и связь, 1981.— 120 с.
35. Уточкин Г. В. Интегральные и многотранзисторные каскады избирательных усилителей.— М., Энергия, 1978.— 80 с.
36. Функциональные устройства на интегральных микросхемах дифференциального усилителя / Под ред. В. З. Найдерова.— М. : Сов. радио, 1977.— 128 с.
37. Цыкина А. В. Проектирование транзисторных усилителей низкой частоты.— М. : Связь, 1967.— 184 с.
38. Цыкина А. В. Усилители.— М. : Связь, 1972.— 360 с.
39. Шапиро Д. Н. Расчет каскадов транзисторных радиоприемников.— Л. : Энергия, 1968.— 351 с.
40. Шафер Д. В. Расчет, настройка и испытания транзисторных усилителей с автоматической регулировкой усиления.— М. : Связь, 1974.— 105 с.
41. Шафер Д. В. Регулировка, испытания и проверочные расчеты транзисторных усилителей.— М. : Связь, 1971.— 312 с.
42. Шило В. Л. Линейные интегральные схемы в радиоэлектронной аппаратуре: 2-е изд., перераб. и доп.— М. : Сов. радио, 1979.— 368 с.

РАЗДЕЛ III

РАСЧЕТ ГЕНЕРАТОРОВ

ГЛАВА 9

ГЕНЕРАТОРЫ СИНУСОИДАЛЬНЫХ КОЛЕБАНИЙ

9.1. Общие сведения

Электронный генератор представляет собой устройство, преобразующее электрическую энергию источника постоянного тока в энергию незатухающих электрических колебаний требуемой формы, частоты и мощности.

По принципу работы и схемному построению различают *генераторы с самовозбуждением* (автогенераторы) и *генераторы с внешним возбуждением*, которые по существу являются усилителями мощности генерируемых колебаний заданной частоты.

Электронные автогенераторы подразделяются на автогенераторы синусоидальных (гармонических) колебаний и автогенераторы колебаний несинусоидальной формы, которые принято называть релаксационными (импульсными) автогенераторами.

В данной главе рассматриваются автогенераторы синусоидальных колебаний.

Являясь первоисточником электрических колебаний, генераторы с самовозбуждением широко используются в радиопередаточных и радиоприемных (супергетеродинных) устройствах, в измерительной аппаратуре, в ЭВМ, в устройствах телеметрии и т. д. Ниже приводится деление генераторов по диапазону генерируемых частот.

Тип генераторов	Диапазон частот
низкочастотные	от 0,01 Гц до 100 кГц
высокочастотные	от 100 кГц до 100 МГц
сверхвысокочастотные	от 100 МГц и выше

Наиболее распространенные схемы генераторов содержат усилительный элемент и колебательную систему, связанные между собой цепью положительной обратной связи. Но в принципе любой усилитель может быть превращен в автогенератор, если его охватить положительной обратной связью и обеспечить выполнение условия $\beta K_U \gg 1$. Для построения генератора обычно используют два типа усилительных схем — резонансные усилители и усилители на резисторах. Генераторы, выполненные на основе схемы резонансного усилителя, часто называют генераторами типа *LC*, а генераторы, построенные на основе схемы усилителя на резисторах, — генераторами типа *RC*. Первые используются главным образом на высоких частотах, вторые — на низких.

В качестве усилительных элементов схем автогенераторов сравнительно небольшой мощности наиболее часто применяются транзисторы.

9.2. Генераторы типа LC

Известно много разновидностей схем транзисторных генераторов типа *LC*, но любая из них должна содержать: колебательную систему (обычно колебательный контур), в которой возбуждаются требуемые незатухающие колебания; источник электрической энергии, за счет которого в контуре поддерживаются незатухающие колебания; транзистор, с помощью которого регулируется подача энергии от источника в контур; элемент обратной связи, посредством которого осуществляется подача необходимого возбуждающего переменного напряжения из выходной цепи во входную.

Простейшая схема транзисторного генератора типа *LC* приведена на рис. 9.1.

Такая схема называется генератором с трансформаторной связью и используется обычно в диапазоне высоких частот.

Элементы $R1$, $R2$, $R3$ и $C2$ предназначены (так же, как и в усилителях) для обеспечения необходимого режима по постоянному току и его термостабилизации. С помощью конденсатора $C1$, емкостное сопротивление которого на высокой частоте незначительно, заземляется один конец базовой обмотки. В момент включения источника питания в коллекторной цепи транзистора появляется ток I_K , заряжающий конденсатор $C3$ колебательного контура. Так как к конденсатору подключена катушка $L1$, то после заряда он начинает разряжаться на катушку. В результате обмена энергией между конденсатором и катушкой в контуре возникают свободные затухающие колебания, частота которых определяется параметрами контура

$$f_0 = 1/2\pi \sqrt{L_1 C_3}. \quad (9.1)$$

Переменный (колебательный) ток контура, проходя через катушку $L1$, создает вокруг нее переменное магнитное поле. Вследствие этого в катушке обратной связи $L2$, включенной в цепь базы транзистора, наводится переменное напряжение той же частоты, с которой происходят колебания в контуре. Это напряжение вызывает пульсацию тока коллектора, в котором появляется переменная составляющая.

Переменная составляющая коллекторного тока восполняет потери энергии в контуре, создавая на нем усиленное транзистором переменное напряжение. Это приводит к новому нарастанию напряжения на катушке связи $L2$, которое влечет за собой новое нарастание амплитуды тока коллектора и т. д.

Нарастание коллекторного тока наблюдается лишь в пределах активного участка выходной характеристики транзистора (на участке насыщения, как известно, ток коллектора практически не меняется). Что же касается амплитуды колебаний в контуре, то ее рост ограничивается сопротивлением потерь контура, а также затуханием, вносимым в контур за счет протекания тока в базовой обмотке.

Незатухающие колебания в контуре автогенератора установятся лишь при выполнении двух основных условий, которые получили название *условий самовозбуждения*.

Первое из этих условий называют условием баланса фаз. Сущность его сводится к тому, что в схеме должна быть установлена именно положительная обратная связь между выходной и входной цепями транзистора. Только в этом случае создаются необходимые предпосылки для восполнения потерь энергии в контуре.

Поскольку резонансное сопротивление параллельного контура носит чисто активный характер, то при воздействии на базу сигнала с частотой, равной частоте резонанса, напряжение на коллекторе будет сдвинуто по фазе на 180° (как для обычного резистивного каскада усиления). Напряжение, наводимое на базовой катушке за счет тока I_K , протекающего через контурную катушку $L1$, равно

$$U_B = \pm j\omega_0 M I_K, \quad (9.2)$$

где M — коэффициент взаимной индукции между катушками.

Очевидно, необходимо так выбрать направление намотки базовой катушки, чтобы $U_B = -j\omega_0 M I_K$. Только в этом случае общий фазовый сдвиг в цепи усилитель — обратная связь будет равен нулю, т. е. в схеме будет установлена положительная обратная связь. Если же $U_B = +j\omega_0 M I_K$, то обратная связь окажется отрицательной и колебания в контуре прекратятся.

На практике выполнение условия баланса фаз достигается соответствующим включением концов катушек $L1$ и $L2$. При отсутствии самовозбуждения необходимо поменять местами концы катушки связи $L2$. При этом автогенератор должен самовозбуждаться, если в схеме нет других неисправностей.

Выполнение условия баланса фаз является необходимым, но недостаточным для самовозбуждения схемы. Второе условие самовозбуждения состоит в том, что для существования автоколебательного режима ослабление сигнала, вносимое цепью об-

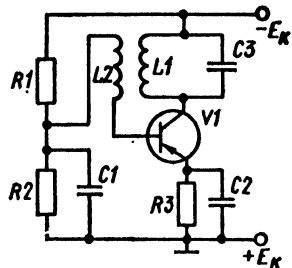


Рис. 9.1. Транзисторный автогенератор типа LC с трансформаторной связью

ратной связи, должно компенсироваться усилителем. Иными словами, глубина положительной обратной связи должна быть такой, чтобы потери энергии в контуре восполнились полностью.

При наличии положительной обратной связи коэффициент усиления равен

$$K_{U_{св}} = K_U / (1 - \beta K_U), \quad (9.3)$$

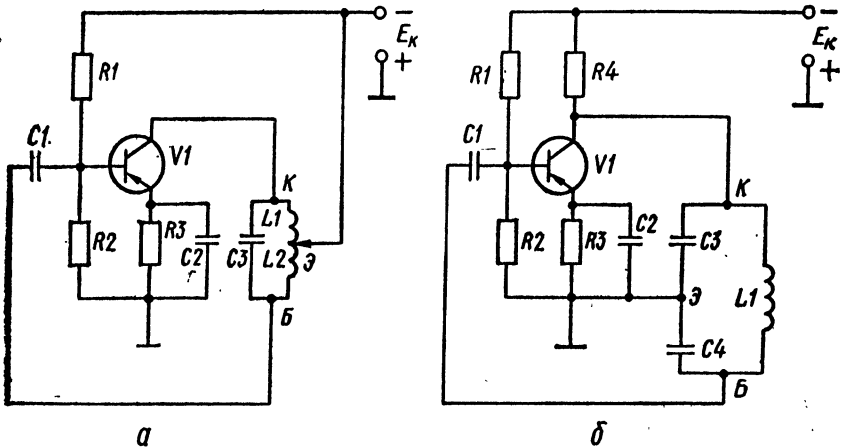


Рис. 9.2. Трехточечные схемы генераторов типа LC:
а — с автотрансформаторной связью; б — с емкостной связью

где K_U — коэффициент усиления усилителя без обратной связи; β — коэффициент передачи цепи обратной связи.

Для рассматриваемой схемы коэффициент β , показывающий, какая часть переменного напряжения контура подается на базу транзистора в установившемся режиме работы, равен

$$\beta = U_{БЭ} / U_{КЭ} = I_{Км} \omega_0 M / I_{Км} \omega_0 L_1 = M / L_1, \quad (9.4)$$

где $I_{Км}$ — амплитуда тока в контуре автогенератора.

Учитывая, что усилитель с положительной обратной связью переходит в режим генерации при условии $\beta K_U \geq 1$, получаем значение коэффициента передачи цепи обратной связи, необходимое для самовозбуждения,

$$\beta \geq 1 / K_U. \quad (9.5)$$

Условие самовозбуждения, выраженное формулой (9.5), называют условием баланса амплитуд.

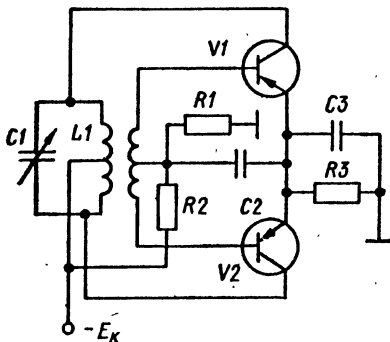


Рис. 9.3. Двухтактная схема генератора типа LC

Помимо схем с трансформаторной связью, широкое распространение в электронной аппаратуре получили так называемые трехточечные схемы с автотрансформаторной (рис. 9.2, а) и емкостной связью (рис. 9.2, б). Режим по постоянному току и его термостабилизация осуществляются в приведенных схемах так же, как и в схеме, приведенной на рис. 9.1. По переменному току высокой частоты контур присоединяется к трем электродам транзистора — эмиттеру, базе, коллектору — тремя точками: Э, Б, К. В схеме, приведенной на рис. 9.2, а, отвод от соответствующего витка контурной катушки подключен к эмиттеру транзистора через малое внутреннее сопротивление источника питания.

Напряжение обратной связи (рис. 9.2, а) снимается с части витков контурной катушки L_2 и через конденсатор C_1 поступает на базу транзистора. Поскольку знаки мгновенных напряжений на L_1 и L_2 относительно средней точки противоположны, т. е. напряжения сдвинуты между собой по фазе на 180° , а усилительный каскад поворачивает фазу еще на 180° , то обратная связь будет положительной, т. е. условие баланса фаз выполняется. Аналогично работает и схема, приведенная на рис. 9.2, б, только здесь напряжение обратной связи снимается с конденсатора C_4 .

Для увеличения выходной мощности применяются двухтактные схемы автогенераторов, которые по существу представляют собой сочетание однотактных схем с общим контуром, общим питанием и другими общими элементами (рис. 9.3).

К любому автогенератору предъявляются определенные электрические и эксплуатационные требования. Важнейшими из них являются: обеспечение заданной мощности колебаний в нагрузке и высокая стабильность частоты генерируемых колебаний. В соответствии с этими требованиями расчет автогенератора складывается из расчета энергетического режима и контура.

9.2.1. Выбор энергетического режима генератора. Транзисторный автогенератор типа LC может работать в разных режимах. Для установки соответствующего режима выбирается коэффициент использования коллекторного напряжения ξ . Этот коэффициент равен отношению амплитуды переменного напряжения на контуре U_{K_m} к постоянному напряжению на коллекторе E_K

$$\xi = U_{K_m} / E_K \quad (9.6)$$

При $\xi < 1$ устанавливается недонапряженный режим работы автогенератора. При $\xi > 1$ режим работы называют перенапряженным. При $\xi = 1$ генератор работает в так называемом критическом режиме. Обычно используется критический режим работы автогенератора. В этом случае автогенератор отдает требуемую полезную мощность при достаточно высоком КПД. Форма тока в коллекторной цепи автогенератора зависит от режима работы. Если ток проходит на протяжении всего периода напряжения на входе, то колебания его имеют синусоидальную форму и их называют колебаниями первого рода. Этот режим (подобный режиму А в усилителях) характеризуется малым КПД и поэтому в автогенераторах используется редко. Более выгодным является режим колебаний второго рода с отсечкой коллекторного тока (подобный режиму В в усилителях). Угол отсечки коллекторного тока транзистора в критическом режиме составляет $\theta = 90^\circ$.

Известно, что ток, имеющий форму импульсов, можно разложить в ряд Фурье и представить в виде суммы постоянного тока, переменного той же частоты, что и частота повторения импульсов (первая гармоника), переменного тока удвоенной частоты (вторая гармоника), а также переменных токов более высоких частот (высшие гармоники). Важно отметить, что именно первая гармоника тока I_{K1m} создает на контуре автогенератора переменное напряжение требуемой частоты, амплитуда которого определяется по формуле

$$U_{K_m} = I_{K1m} R_{рез} \quad (9.7)$$

где $R_{рез}$ — резонансное сопротивление контура автогенератора.

Для токов других частот контур имеет малое сопротивление и токи этих частот проходят через контур, не создавая на нем заметного напряжения. Таким образом, несмотря на то, что ток коллектора по форме отличается от синусоидального, колебательное напряжение на контуре оказывается синусоидальным.

Амплитуду первой гармоники, а также величину постоянной составляющей импульсного тока можно найти с помощью коэффициентов разложения α_1 и α_0 , зависящих от угла отсечки (рис. 9.4).

Между амплитудным значением первой гармоники тока I_{K1m} , постоянной составляющей тока $I_{Kпост}$ и максимальным значением импульсного тока $I_{K,и\max}$ существуют соотношения

$$I_{K1m} = \alpha_1 I_{K,и\max} \quad (9.8)$$

$$I_{Kпост} = \alpha_0 I_{K,и\max} \quad (9.9)$$

Для анализа и расчета транзисторных генераторов допустимо пользоваться идеализированными (спрямленными) характеристиками транзисторов (рис. 9.5).

Одним из основных параметров транзистора, работающего в схеме генератора, является крутизна линии критического режима $S_{кр}$ (рис. 9.5, а). У некоторых типов транзисторов $S_{кр}$ достигает сотен миллиампер на вольт и выше.

Важными параметрами являются также крутизна характеристики тока коллектора

$$S_0 = \Delta I_K / \Delta U_{БЭ} \text{ при } U_{КЭ} = \text{const} \quad (9.10)$$

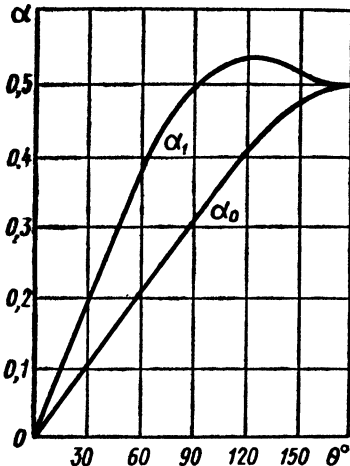


Рис. 9.4. Графики коэффициентов разложения импульсов тока

и напряжение среза E_c , определяемое для заданного рабочего напряжения на коллекторе $U_{КЭр}$ (рис. 9.5, б).

Главную особенность работы транзисторов на высоких частотах составляет влияние времени пробега τ_n носителей тока (электронов или дырок). Это время невелико и на сравнительно низких частотах им можно пренебречь, но с повышением частоты влияние его значительно усиливается. Действие времени τ_n проявляется прежде всего в том, что заряды, инжектированные эмиттером в один и тот же момент времени, приходят к коллектору в разное время. Появляется рассеяние носителей тока, которое приводит к уменьшению коэффициента усиления транзистора по току, тем более сильному, чем выше частота генерируемых колебаний. Инерционность носителей тока приводит также к возникновению между первой гармоникой коллекторного тока и колебательным напряжением на контуре фазового сдвига $\Phi_{пр}$, зависящего от времени движения носителей тока.

Существенное влияние на работу транзисторного генератора в области высоких частот оказывают емкости эмиттерного и коллекторного $p-n$ -переходов транзистора. С повышением частоты для поддержания на требуемом уровне коллекторного тока и полезной мощности на выходе генератора необходимо увеличивать амплитуду напряжения возбуждения на участке база — эмиттер.

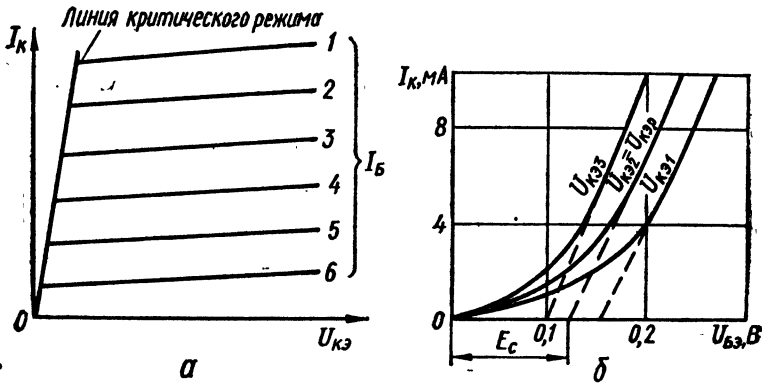


Рис. 9.5. Идеализованные характеристики транзистора

9.2.2 Стабилизация частоты LC-генераторов. В процессе работы автогенератор подвергается различным влияниям, которые приводят к изменению его рабочей частоты. Основными причинами нестабильности частоты являются: изменения окружающей температуры, приводящие к изменению геометрических размеров и электрических свойств деталей схемы; изменения напряжения источников питания; механическая вибрация и деформация деталей и др. Кроме того, на стабильность частоты

вливают паразитные индуктивности и емкости схемы — междуэлектродные емкости усилительных элементов, изменяющиеся с изменением режима работы, индуктивности выводов электродов, емкости монтажа и т. д. Уменьшение влияния этих факторов достигается применением для изготовления деталей материалов, мало меняющих свои свойства при изменении температуры, экранировкой и герметизацией контуров, стабилизацией источников питания, рациональным монтажом и т. д. Однако эти методы не обеспечивают высокой стабильности частоты, которая часто необходима при измерениях, радиосвязи и т. п.

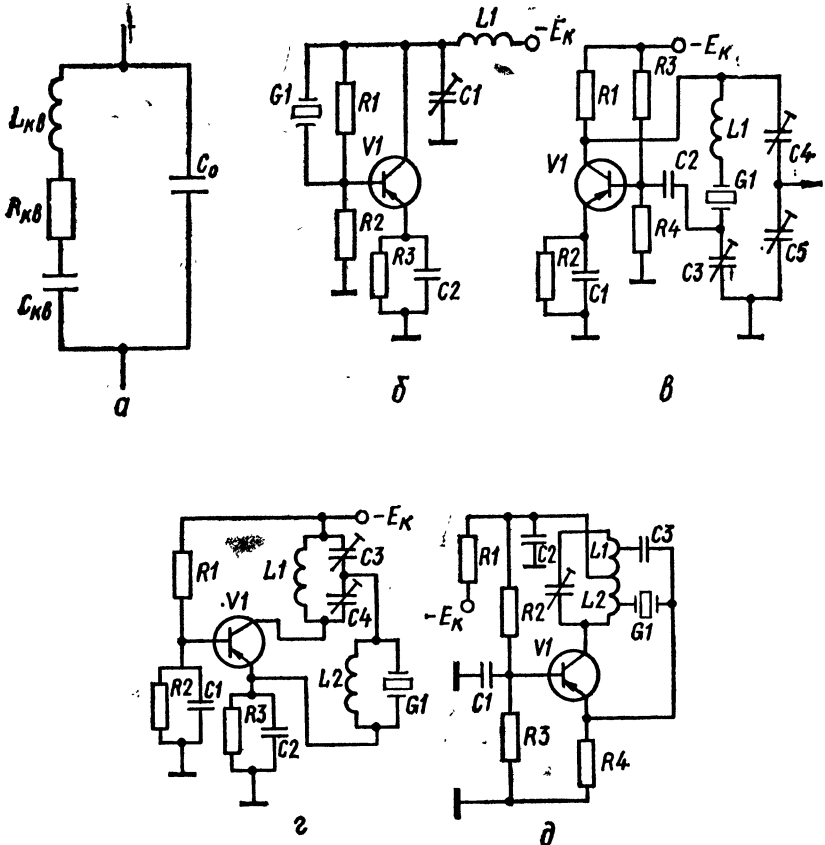


Рис. 9.6. Транзисторные кварцевые автогенераторы:

а — эквивалентная схема кварца; б — генератор с общим коллектором; в — генератор с возбуждением кварца на последовательном резонансе; г — двухконтурная схема (схема Батлера); д — гармоничный генератор с мостовой схемой нейтрализации; $C_{кв}$, $L_{кв}$, $R_{кв}$ — параметры контура, свойства которого аналогичны свойствам кварца; C_0 — емкость кварцедержателя

Наиболее эффективной мерой повышения устойчивости частоты автогенераторов типа LC является кварцевая стабилизация. Она основана на применении в схеме автогенератора кварцевых пластинок с сильно выраженным пьезоэлектрическим эффектом.

Если кварцевую пластинку сжать или растянуть, то на ее противоположных гранях появляются равные по величине, но разные по знаку электрические заряды. Величина их пропорциональна давлению, а знаки зависят от направления силы давления. Это явление носит название прямого пьезоэлектрического эффекта. Если же к граням пластинки кварца приложить электрическое напряжение, то пластинка будет

сжиматься или растягиваться в зависимости от полярности приложенного напряжения. Это явление называется обратным пьезоэлектрическим эффектом.

Ценным свойством кварца является очень высокая стабильность частоты механических колебаний, которая определяется геометрическими размерами кварцевой пластинки и направлением деформации. Это свойство в сочетании с прямым пьезоэлектрическим эффектом, превращающим механические колебания в электрические, дает возможность использовать кварцевые пластинки для стабилизации частоты автогенератора. Эквивалентная схема кварцевой пластинки представлена на рис. 9.6, а. Добротность такого эквивалентного контура достигает величины $Q_{кв} = 10^6 \dots 10^7$. Поэтому фиксирующая способность кварцевой колебательной системы оказывается очень высокой. В зависимости от способа деформации кварцевой пластинки длина волны λ , стабилизируемая кварцем, лежит в пределах

$$\lambda = (106 \dots 110) d, \quad (9.11)$$

где d — толщина пластинки, мм.

На частотах, превышающих 10 МГц, толщина пластин настолько мала (около 0,3 мм), что они становятся чрезвычайно хрупкими. Поэтому применение кварца на этих частотах практически невозможно. Типовые схемы транзисторных кварцевых автогенераторов приведены на рис. 9.6, б—г [14, 36].

9.2.3. Порядок расчета LC-генератора на транзисторе. Основными техническими данными для расчета транзисторного LC-генератора являются: выходная мощность, отдаваемая генератором в нагрузку, $P_{вых}$ и частота генерируемых колебаний f_p . Порядок расчета транзисторного генератора рассмотрим применительно к схеме, приведенной на рис. 9.2, а.

1. Выбираем тип транзистора. При заданном значении $P_{вых}$ мощность P_K , которую должен отдать транзистор в контур, составляет

$$P_K = P_{вых} / \eta_K. \quad (9.12)$$

где η_K — КПД контура.

При повышенных требованиях к стабильности частоты автогенератора КПД контура η_K выбирают в пределах 0,1...0,2. В остальных случаях его можно увеличить до 0,5...0,8.

Выбирая транзистор, необходимо исходить из условий

$$P_{K \max} > P_K; \quad (9.13)$$

$$f_{\max} \geq f_p, \quad (9.14)$$

где $P_{K \max}$ — максимально допустимая постоянная рассеиваемая мощность коллектора выбранного транзистора; f_{\max} — максимальная частота генерации биполярного транзистора выбранного типа. Параметры $P_{K \max}$ и f_{\max} высокочастотных транзисторов приведены в справочниках по полупроводниковым приборам [14].

2. Рассчитываем энергетический режим работы генератора. Выбираем импульс коллекторного тока косинусоидальной формы. Считая, что в критическом режиме угол отсечки тока коллектора $\theta = 90^\circ$, по графикам рис. 9.4 находим коэффициенты разложения импульса коллекторного тока $\alpha_1 = 0,5$; $\alpha_0 = 0,318$.

Находим усредненное время движения τ_n носителей тока между p - n -переходами транзистора по формуле

$$\tau_n \approx 1/2\pi f_{\max}. \quad (9.15)$$

Вычисляем угол пробега носителей тока φ_{np}

$$\varphi_{np} = 2\pi f_p \tau_n. \quad (9.16)$$

Вычисленное по формуле (9.16) значение φ_{np} выражаем в градусах. При этом учитываем, что при $\varphi_{np} = 2\pi$ угол $\varphi_{np} = 360^\circ$. Находим угол отсечки тока эмиттера

$$\theta_{\Sigma} = \theta - \varphi_{np}^0. \quad (9.17)$$

По графикам рис. 9.4 определяем коэффициенты разложения импульса эмиттерного тока $\alpha_{1(\Sigma)}$ и $\alpha_{0(\Sigma)}$.

Коэффициент использования коллекторного напряжения выбираем из соотношения

$$\xi = 1 - 2P_K/E_K^2 S_{кр} \alpha_1, \quad (9.18)$$

где $S_{кр}$ — крутизна линии критического режима выбранного транзистора (при отсуствии данного параметра в справочнике значение $S_{кр}$ определяют графически в семействе идеализированных выходных характеристик транзистора (рис. 9.5, а). Для этого на линии критического режима строят характеристический треугольник и находят $S_{кр}$ по формуле $S_{кр} = \Delta I_K / \Delta U_{КЭ}$.

Определяем основные электрические параметры режима: амплитуду переменного напряжения на контуре

$$U_{mk} = \xi |E_K|; \quad (9.19)$$

амплитуду первой гармоники коллекторного тока

$$I_{K1m} = 2P_K / U_{mk}; \quad (9.20)$$

постоянную составляющую коллекторного тока

$$I_{K, \text{пост}} = \alpha_0 I_{K1m} / \alpha_1; \quad (9.21)$$

максимальное значение импульса тока коллектора

$$I_{K, \text{и max}} = I_{K1m} / \alpha_1; \quad (9.22)$$

мощность, расходуемую источником тока в цепи коллектора,

$$P_0 = I_{K, \text{пост}} |E_K|; \quad (9.23)$$

мощность, рассеиваемую на коллекторе,

$$P_{K, \text{рас}} = P_0 - P_K; \quad (9.24)$$

причем необходимо, чтобы

$$P_{K, \text{рас}} < P_{K, \text{max}}, \quad (9.25)$$

КПД по цепи коллектора

$$\eta = P_K / P_0. \quad (9.26)$$

Эквивалентное резонансное сопротивление контура в цепи коллектора

$$R_{\text{рез}} = U_{mk} / I_{K1m}. \quad (9.27)$$

Находим коэффициент передачи тока транзистора в схеме с ОБ на рабочей частоте

$$h_{216}(f_p) = h_{216} / \sqrt{1 + (f_p / f_{h_{216}})^2}, \quad (9.28)$$

где h_{216} — коэффициент передачи тока на низкой частоте; $f_{h_{216}}$ — предельная частота коэффициента передачи тока биполярного транзистора выбранного типа.

Для определения параметра h_{216} (значение которого не всегда приводится в справочниках) может быть использована формула

$$h_{216} = h_{219} / (1 + h_{219}), \quad (9.29)$$

где h_{219} — коэффициент передачи тока биполярного транзистора в режиме малого сигнала в схеме с ОЭ.

Определяем амплитуду первой гармоники тока эмиттера

$$I_{\Delta 1m} = I_{K1m} / h_{216}(f_p). \quad (9.30)$$

Находим амплитуду импульса тока эмиттера

$$I_{\Delta, \text{и max}} = I_{\Delta 1m} / \alpha_{1(\Delta)}. \quad (9.31)$$

Рассчитываем амплитудное значение напряжения возбуждения на базе транзистора, необходимое для обеспечения импульса тока эмиттера $I_{Э,и \max}$ без учета влияния частоты

$$U_{БЭм} = I_{Э,и \max} / (1 - \cos \theta_э) S_0, \quad (9.32)$$

где S_0 — крутизна характеристики тока коллектора. В тех случаях, когда значение S_0 не приводится в справочнике, его можно найти графически по характеристикам транзистора $I_K = f(U_{БЭ})$ (рис. 9.5, б), пользуясь формулой (9.10).

Определяем напряжение смещения на базе, обеспечивающее угол отсечки тока эмиттера,

$$U_{БЭсм} = E_c + U_{БЭм} \cos \theta_э, \quad (9.33)$$

где E_c — напряжение среза.

В случаях, когда значение напряжения среза в справочниках не приводится, его можно найти по идеализированным (спрямленным) характеристикам транзистора (рис. 9.5, б) или ориентировочно принять равным $E_c = (0,1 \dots 0,2)$ В (полярность E_c зависит от типа транзистора: для транзисторов $p-n-p$ на базу подается отрицательное, а для транзисторов $n-p-n$ положительное напряжение смещения).

Находим коэффициент обратной связи

$$K_{св} = U_{БЭм} / U_{мк}. \quad (9.34)$$

Для выполнения условия баланса амплитуд необходимо выполнить условие

$$K_{св} \geq K_{св \min} = 1 / S_0 R_{рез}. \quad (9.35)$$

Рассчитываем сопротивление резисторов R_1 и R_2 . Для этого задаемся током делителя, проходящим через эти резисторы

$$I_D \approx 5 I_{Бпост}, \quad (9.36)$$

где $I_{Бпост}$ — постоянная составляющая тока базы выбранного транзистора. Величину $I_{Бпост}$ можно найти по формуле

$$I_{Бпост} = I_{Кпост} / h_{21Э} \quad (9.37)$$

($h_{21Э}$ — статический коэффициент передачи тока биполярного транзистора выбранного типа в схеме с общим эмиттером).

Зная I_D , находим R_2 по формуле

$$R_2 = U_{БЭсм} / I_D. \quad (9.38)$$

Поскольку ток делителя намного превышает ток базы транзистора, последний не изменит существенно ток, протекающий через резистор R_1 , поэтому

$$R_1 = (E_c - U_{БЭсм}) / I_D. \quad (9.39)$$

Мощность, рассеиваемая на резисторах R_1 и R_2 , соответственно равна $P_{R_1} = I_D^2 R_1$; $P_{R_2} = I_D^2 R_2$. С учетом этих значений выбираем стандартный тип резисторов R_1 и R_2 по шкале номинальных сопротивлений резисторов.

Находим емкость разделительного конденсатора C_1 : $C_1 \approx (10 \dots 20) C_э$, где $C_э$ — емкость эмиттерного перехода транзистора.

Элементы цепочки термостабилизации $R_3 C_2$ определяются так же, как и при расчете избирательного усилителя на транзисторе (см. § 6.3)

$$R_3 \approx U_э / I_{Эпост}, \quad (9.41)$$

где $U_э$ — падение напряжения на резисторе эмиттерной стабилизации (порядка $(0,7 \dots 1,5)$ В); $I_{Эпост}$ — постоянный ток эмиттера ($I_{Эпост} \approx I_{Кпост}$).

Емкость конденсатора C_2 равна

$$C_2 \geq (15 \dots 30) 10^3 / f_p R_3, \quad (9.42)$$

где C_2 выражается в микрофарадах; f_p — мегагерцах; R_3 — в килоомах.

Стандартные значения $R3$ и $C2$ выбираются по шкале номинальных значений сопротивлений резисторов и емкостей конденсаторов (табл. 1.18).

3 Определяем параметры контура. Задаемся добротностью одиночного (ненагруженного) контура. Экспериментальным путем установлено, что у генераторов малой и средней мощности добротность ненагруженных контуров составляет:

на волнах 20 ... 50м (15 МГц ... 6 МГц) $Q = 150 \dots 300$;
 на волнах 50 ... 100м (6 МГц ... 3 МГц) $Q = 100 \dots 250$;
 на волнах 100 ... 1000м (3 МГц ... 300 кГц) $Q = 80 \dots 200$.

Добротность нагруженного контура подсчитывается по формуле

$$Q' = Q(1 - \eta_K), \quad (9.43)$$

где η_K — КПД контура.

Находим минимальную общую емкость контура $C_{K \min}$ по приближенной формуле

$$C_{K \min} \approx (1 \dots 2) \lambda_p, \quad (9.44)$$

(λ_p — рабочая длина волны колебаний ($\lambda_p = c/f_p$, где c — скорость света), м; $C_{K \min}$ выражается в пикофарадах).

В общую емкость контура $C_{K \min}$ входят емкость конденсатора $C3$ (рис. 9.2, а) и вносимые (паразитные) емкости: выходная емкость транзистора, емкость катушки контура, емкость монтажа и др. Общая величина вносимой емкости $C_{вн}$ обычно составляет десятки пикофарад. Следовательно, емкость конденсатора контура $C3$ может быть найдена по формуле

$$C_3 \approx C_{K \min} - C_{вн}. \quad (9.45)$$

Вполне понятно, что формула (9.45) позволяет установить лишь ориентировочное значение емкости $C3$; более точное значение определяется в процессе настройки схемы.

Рассчитываем общую индуктивность контура L_K

$$L_K = 0,282 \lambda_p^2 / C_{K \min}, \quad (9.46)$$

где L_K выражается в микрогенри; λ_p — в метрах; $C_{K \min}$ — в пикофарадах.

Определяем волновое (характеристическое) сопротивление контура

$$\rho = 10^3 \sqrt{L_K / C_{K \min}}, \quad (9.47)$$

(ρ выражается в омах; L_K — в микрогенри; $C_{K \min}$ — в пикофарадах).

Находим сопротивление потерь контура

$$R_{\Pi} = \rho / Q'. \quad (9.48)$$

Рассчитываем сопротивление, вносимое в контур,

$$R_{вн} = R_{\Pi} \eta_K / (1 - \eta_K). \quad (9.49)$$

Полное сопротивление контура равно

$$R_K = R_{\Pi} + R_{вн}. \quad (9.50)$$

Определяем амплитуду колебательного тока в нагруженном контуре

$$I_{mk} = \sqrt{2P_K / R_K}. \quad (9.51)$$

9.2, а) Находим величину индуктивности $L2$ связи контура с базой транзистора (рис.

$$L_2 = K_{сб} L_K. \quad (9.52)$$

Определяем величину индуктивности связи контура с коллектором транзистора

$$L_1 = L_K - L_2. \quad (9.53)$$

9.2.4. Генераторы типа LC на интегральных микросхемах. В современных мало-мощных автогенераторах типа LC успешно используются ИМС, причем наиболее

часто в качестве базовых элементов применяются каскады ДУ. На рис. 9.7 приведена принципиальная схема двухтактного автогенератора с трансформаторной обратной связью. В данной схеме транзисторы $V1$ и $V2$ дифференциального каскада в зависимости от глубины обратной связи могут работать как с отсечкой, так и без отсечки коллекторных токов. Выходные напряжения, снимаемые с коллекторов транзисторов $V1$ и $V2$ относительно общей точки схемы (несимметричный выход), находятся в противофазе друг с другом. Это позволяет в случае необходимости снимать два гармонических сигнала, сдвинутых по фазе на 180° . При подключении внешней нагрузки между коллекторами транзисторов $V1$ и $V2$ (симметричный выход) амплитуда выходного напряжения увеличивается вдвое. Для уменьшения влияния внешней нагрузки на стабильность частоты генерируемых колебаний и улучшения нагрузочной способности генератора выходное напряжение можно снимать через эмиттерный повторитель, собранный на транзисторе $V4$ (рис. 9.7).

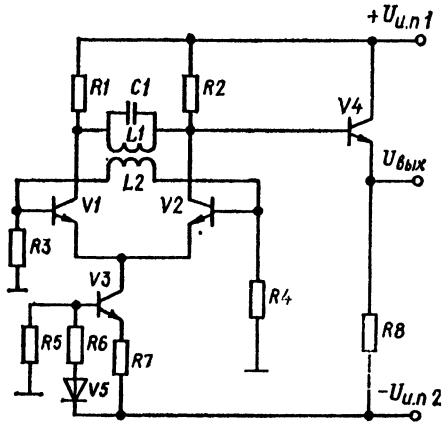


Рис. 9.7. Генератор типа LC на базе ДУ в интегральном исполнении

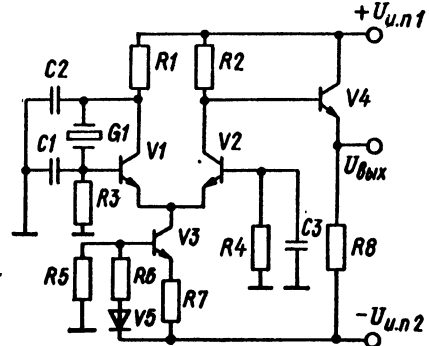


Рис. 9.8. Принципиальная схема кварцевого генератора на базе ДУ

При использовании ИМС серии $K198$ максимальная частота генерации составляет 2 МГц. Следует отметить, что в спектре коллекторных токов транзисторов $V1$ и $V2$ практически отсутствуют четные гармоники, что улучшает качественные показатели генератора [31].

На основе ИМС ДУ могут быть построены различные варианты схем кварцевых генераторов. Типичная схема такого генератора приведена на рис. 9.8. В этой схеме собственно кварцевый генератор собран на транзисторе $V1$. Выходной сигнал снимается с коллектора транзистора $V2$ через эмиттерный повторитель на транзисторе $V4$. Частота колебаний кварцевого генератора может быть определена по формуле

$$f \approx f_{кв} (1 + C_{кв}/2C_{к.экв}), \quad (9.54)$$

где $f_{кв} = 1/2\pi \sqrt{L_{кв}C_{кв}}$ — резонансная частота контура, эквивалентного кварцу; $C_{к.экв}$ — обобщенная эквивалентная емкость контура, учитывающая емкость кварцедержателя и суммарную емкость схемы.

Для уменьшения влияния междуэлектродных емкостей транзистора на стабильность частоты емкости конденсаторов $C1$ и $C2$ следует выбирать так, чтобы $C1 \gg \gg C11$ и $C2 \gg C22$, где $C11$ — входная, а $C22$ — выходная емкости транзистора $V1$.

В схемах с высокочастотными транзисторами на частотах генерации порядка единиц мегагерц емкости конденсаторов $C1$ и $C2$ составляют сотни пикофард. Для подстройки частоты кварцевого автогенератора последовательно с кварцевой пластиной можно включить подстроечный конденсатор.

9.3. Генераторы типа RC

Применение генераторов с колебательными контурами (типа LC) для генерирования колебаний с частотами меньше 15—20 кГц затруднено и неудобно из-за громоздкости контуров. В настоящее время для этих целей широко используются генераторы типа RC , в которых вместо колебательного контура применяются избирательные

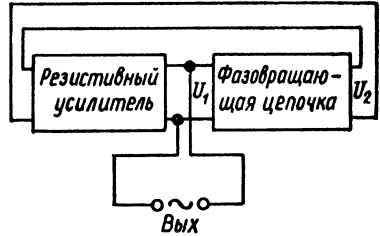


Рис. 9.9. Структурная схема генератора типа RC

Структурная схема генератора синусоидальных колебаний типа RC приведена на рис. 9.9.

Усилитель строится по обычной резистивной схеме. Для самовозбуждения усилителя, т. е. для превращения первоначально возникших колебаний в незатухающие, необходимо на вход усилителя подавать часть выходного напряжения, превышающее входное или равное ему по величине и совпадающее с ним по фазе, иными словами, охватить усилитель положительной обратной связью достаточной глубины. При непосредственном соединении выхода усилителя с его входом происходит самовозбуждение, однако форма генерируемых колебаний будет резко отличаться от синусоидальной, поскольку условия самовозбуждения будут одновременно выполняться для колебаний многих частот. Для получения синусоидальных колебаний необходимо,

чтобы эти условия выполнялись только на одной определенной частоте] и резко нарушались на всех других частотах. Эта задача решается с помощью фазовращающей цепочки, которая имеет несколько звеньев RC и служит для поворота фазы выходного напряжения усилителя на 180° . Изменение фазы зависит от числа звеньев n и равно

$$\varphi = 180^\circ/n. \quad (9.55)$$

В связи с тем, что одно звено RC изменяет фазу на угол $\varphi < 90^\circ$, минимальное число звеньев фазовращающей цепочки

Таблица 9.1. Формулы для расчета генераторов типа RC

Тип фазовращающей цепочки (рис. 9.10)	Число звеньев	Частота f_p	Затухание $N = U_1/U_2$
а	3	$f_p = 1/2\pi \sqrt{6} RC = 0,065/RC$	29
б	4	$f_p = 1/2\pi \sqrt{10/7} RC = 0,133/RC$	18,4
в	3	$f_p = \sqrt{6}/2\pi RC = 0,39/RC$	29
г	4	$f_p = \sqrt{10/7}/2\pi RC = 0,193/RC$	18,4

возвращающей цепочки $n = 3$. В практических схемах обычно используют три или четыре звена.

На рис. 9.10 изображены типовые схемы трех- и четырехзвенных фазовращающих цепочек, которые в зависимости от включения элементов R и C получили название R -параллель (рис. 9.10, а, б) и C -параллель (рис. 9.10, в, г). Для этих схем в табл. 9.1 приведены формулы частоты f_p генерируемых синусоидальных колебаний, при которой напряжения на входе U_1 и выходе U_2 фазовращающей цепочки сдвинуты по фазе на 180° . В этой же таблице даны значения затухания $N = U_1/U_2$, вносимого цепочкой RC положительной обратной связи.

Элементы фазовращающих цепочек обычно выбирают такими, чтобы все RC -звенья создавали для возбуждаемых колебаний частоты f_p одинаковый фазовый сдвиг. Это имеет место при одинаковых постоянных времени $\tau = RC$ всех звеньев.

Следует отметить, что фазовращающие RC -цепочки с одинаковыми по величине элементами R и C в каждом звене неоптимальны с точки зрения условий работы генератора. Такой выбор обусловлен главным образом удобствами расчета и конструирования генератора. Более рационально элементы звеньев RC -цепочек (рис. 9.10) выбирать так, чтобы сопротивление каждого последующего звена было в m раз больше сопротивления предыдущего звена ($R1, mR1, m^2 R1$ и т. д.); а емкости звеньев во столько же раз уменьшались ($C1, C1/m, C1/m^2$ и т. д.). Обычно выбирают $m = 3 \dots 5$. Затухание N , вносимое RC -цепочками, элементы которых выбраны по прогрессивной зависимости, заметно уменьшается. Это означает, что для удовлетворения условия

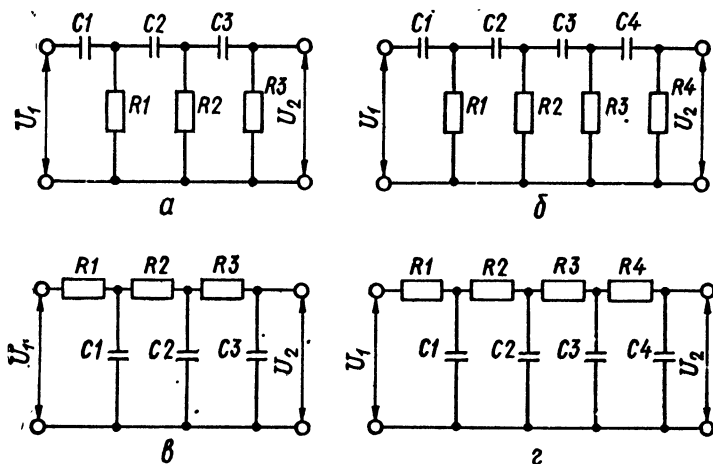


Рис. 9.10. Схемы трех- и четырехзвенных фазовращающих цепочек: а, б — типа R -параллель; в, г — типа C -параллель

баланса амплитуд ($K_U > N$) величина требуемого коэффициента усиления каскада K_U также соответственно понижается.

Следует отметить, что в расчетные формулы частоты генерируемых колебаний (табл. 9.1) при использовании прогрессивных цепочек следует подставлять значение $R1$ первого RC -звена.

Для уменьшения шунтирующего действия фазовращающей цепочки на нагрузочное сопротивление усилительного каскада необходимо сопротивление $R1$ выбрать значительно большим (в 5...10 раз), чем сопротивление коллекторной нагрузки транзистора.

На рис. 9.11 приведена одна из возможных схем автогенератора типа RC с фазовращающей цепочкой.

С точки зрения обеспечения условия баланса фаз такой генератор можно было бы построить и на одном транзисторе $V2$ с общим эмиттером. Однако в этом случае цепочка обратной связи заметно шунтирует сопротивление коллекторной нагрузки усилительного транзистора и снижает его усиление, а малое входное сопротивление транзистора резко увеличивает затухание в цепи обратной связи. Поэтому целесообразно разделить выход фазовращающей цепи и вход усилителя с помощью эмиттерного повторителя, собранного на транзисторе $V1$ (рис. 9.11).

Работа автогенератора начинается в момент включения источника питания. Возникающий при этом импульс коллекторного тока содержит широкий и непрерывный спектр частот, содержащий и необходимую частоту генерации. Благодаря выполнению условий самовозбуждения колебания именно этой частоты становятся незатухающими, тогда как колебания всех других частот, для которых условие баланса фаз не выполняется, быстро затухают.

Автогенераторы с фазовращающими цепями обычно применяются для генерации синусоидальных колебаний фиксированной частоты. Это связано с трудностью перестройки частоты в широком диапазоне. Диапазонные автогенераторы типа RC стро-

яется несколько иначе. Известно, что при четном числе каскадов усилитель поворачивает фазу входного сигнала на 2π . Это означает, что при охвате такого усилителя положительной обратной связью достаточной глубины он может генерировать незатухающие электрические колебания и без включения специальной фазовращающей цепочки. Для выделения требуемой частоты синусоидальных колебаний из всего спектра частот, генерируемых такой схемой, необходимо обеспечить выполнение условий самовозбуждения только для одной частоты.

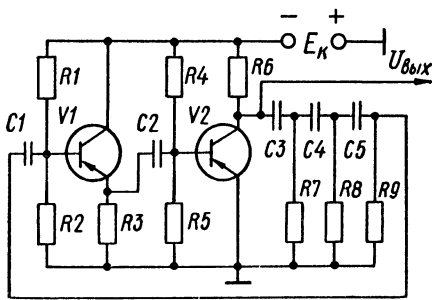


Рис. 9.11. Схема транзисторного RC-генератора с фиксированной настройкой

С этой целью в цепь обратной связи может быть включена последовательно-параллельная избирательная цепочка, схема которой приведена

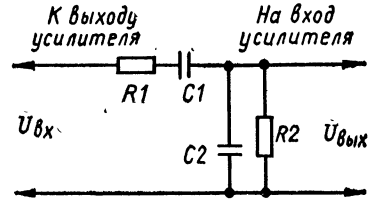


Рис. 9.12. Последовательно-параллельная избирательная цепочка

на рис. 9.12. Рассматривая цепочку как делитель напряжения, можно записать

$$\dot{U}_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВХ}} z_2 / (z_1 + z_2), \quad (9.56)$$

где $z_1 = R_1 + 1/j\omega C_1$; $z_2 = 1/(1/R_2 + j\omega C_2)$. Коэффициент передачи напряжения этой цепью

$$\beta = U_{\text{ВЫХ}} / \dot{U}_{\text{ВХ}} = (-jR_2/\omega C_2) / [R_1 R_2 + 1/\omega^2 C_1 C_2 - j(R_2/\omega C_1 + R_1/\omega C_2 + R_2/\omega C_2)]. \quad (9.57)$$

На квазирезонансной частоте ω_0 коэффициент передачи напряжения должен быть равен действительному числу. Это возможно лишь в том случае, если сопротивления, выраженные соответствующей математической записью в числителе и знаменателе формулы (9.57), будут иметь одинаковый характер. Данное требование обеспечивается при условии равенства нулю действительной части знаменателя, т. е.

$$R_1 R_2 - 1/\omega^2 C_1 C_2 = 0. \quad (9.58)$$

Отсюда частота квазирезонанса

$$\omega_0 = 1/\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}, \quad (9.59)$$

или

$$f_0 = 1/2\pi \sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}. \quad (9.60)$$

Что же касается коэффициента передачи напряжения, то на квазирезонансной частоте он равен

$$\beta_0 = (R_2/\omega_0 C_2) / (R_2/\omega_0 C_1 + R_1/\omega_0 C_2 + R_2/\omega_0 C_2). \quad (9.61)$$

Подставляя в формулу (9.61) значение ω_0 из выражения (9.59), получим

$$\beta_0 = 1/(1 + R_1/R_2 + C_1/C_2). \quad (9.62)$$

Считая $R_1 = R_2 = R$ и $C_1 = C_2 = C$, находим окончательные значения f_0 и β_0

$$f_0 = 1/2\pi RC; \quad (9.63)$$

$$\beta_0 = 1/3. \quad (9.64)$$

Следовательно, затухание, вносимое рассматриваемой избирательной цепочкой на квазирезонансной частоте, равно

$$N = U_{\text{ВХ}} / U_{\text{ВЫХ}} = 1/\beta_0 = 3. \quad (9.65)$$

Это означает, что минимальный коэффициент усиления, при котором удовлетворяется условие баланса амплитуд, также должен быть равен 3. Реальный транзисторный усилитель, имеющий два каскада (наименьшее четное число), позволяет получить усиление по напряжению, намного превышающее $K_U = 3$. Поэтому целесообразно, наряду с положительной обратной связью, ввести в усилитель отрицательную обратную связь, которая, снижая коэффициент усиления, в то же время существенно уменьшает возможные нелинейные искажения генерируемых колебаний и повышает устойчивость работы генератора. Принципиальная схема такого генератора приведена на рис. 9.13. Терморезистор в цепи отрицательной обратной связи предназначен для ста-

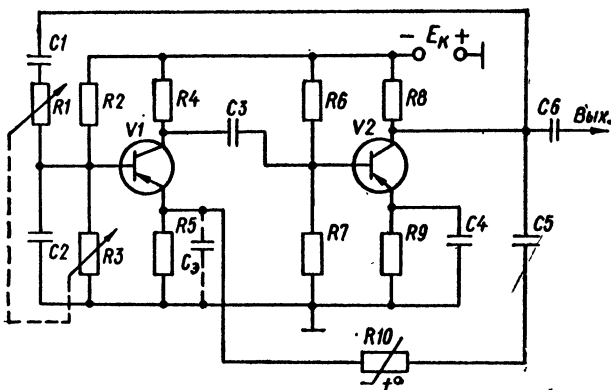


Рис. 9.13. Схема диапазонного RC-генератора на транзисторах

билизации амплитуды выходного напряжения при изменении температуры. Регулировка частоты колебаний осуществляется с помощью спаренного потенциометра R_1R_4 .

9.3.1. Расчет генератора типа RC с фиксированной настройкой (рис. 9.11). Расчет любой схемы RC-генератора сводится к определению параметров схемы базового усилителя, обеспечивающего требуемый коэффициент усиления и минимальные нелинейные искажения, и выбору элементов фазовращающих цепочек, а также элементов цепей положительной и отрицательной обратной связи. В результате расчета усилителя, который может быть проведен по методике, изложенной в гл. 4, должны быть определены типы транзисторов, а также режим работы усилителя по постоянному току. Поэтому расчет автогенератора типа RC фактически сводится к определению лишь тех элементов схемы, которые переводят усилитель в режим генерации и позволяют получить колебания заданной частоты и формы.

Исходные данные для расчета: рабочая частота генератора f_p ; типы транзисторов; типовая схема генератора, подлежащая расчету.

Рассмотрим расчет генератора типа RC с фиксированной настройкой (рис. 9.11).

1. Находим величину входного сопротивления эмиттерного повторителя на транзисторе V1

$$R_{вх1} \approx (1 + h_{21э}) R_{нэ}, \quad (9.66)$$

где $R_{нэ} = R_3 R_{вх2} / (R_3 + R_{вх2})$.

Значения сопротивления нагрузки R_3 эмиттерного повторителя (рис. 9.11) и входного сопротивления второго каскада $R_{вх2}$ на транзисторе V2 определяются в процессе предварительного расчета данной схемы, рассматриваемой как усилитель.

2. Определяем величину сопротивлений резисторов фазовращающей цепочки. Принимаем $R_7 = R_8 = R_9 = R$ (рис. 9.11). Величину R находим из соотношения

$$R \approx R_{вх1} / (2 \dots 5). \quad (9.67)$$

Выбираем резисторы $R_7 = R_8 = R_9 = R$ стандартного типа.

3. Уточняем величину нагрузочного сопротивления R_6 в цепи коллектора выходного каскада (предварительно значение R_6 определяется в процессе расчета усилителя) по формуле

$$R_6 = R/(2 \dots 5). \quad (9.68)$$

Выбираем стандартное значение резистора R_6 .

4. Рассчитываем коэффициент усиления по напряжению каскада на транзисторе V_2

$$K_{U(2)} \approx R_6 h_{21\lambda(2)} / R_{вх2}, \quad (9.69)$$

где $h_{21\lambda(2)}$ — коэффициент передачи тока транзистора V_2 .

5. Считая коэффициент усиления по напряжению эмиттерного повторителя близким к единице, принимаем общий коэффициент усиления двухкаскадного усилителя равным

$$K_{U\text{общ}} \approx K_{U(2)}. \quad (9.70)$$

6. Проверяем выполнение условия баланса фаз. Из табл. 9.1 находим коэффициент затухания фазовращающей цепочки, примененной в рассчитываемом генераторе, N . Необходимо, чтобы

$$K_{U\text{общ}} > N. \quad (9.71)$$

7. Находим величину емкостей конденсаторов фазовращающей цепочки. Принимаем $C_3 = C_4 = C_5 = C$ (рис. 9.11). Величину C определяем по формуле табл. 9.1 для трехзвенной цепочки типа R -параллель

$$C = 10^9 / 2\pi f_p R \sqrt{6}, \quad (9.72)$$

где C выражается в микрофарадах; f_p — в герцах; R — в омах. Выбираем конденсаторы $C_3 = C_4 = C_5 = C$ стандартного типа (табл. 1.18).

8. Уточняем величину сопротивления нагрузки эмиттерного повторителя из условия

$$R_3 \geq (10 \dots 20) R_{вх1} / h_{21\lambda(1)} \quad (9.73)$$

($h_{21\lambda(1)}$ — коэффициент передачи тока транзистора V_1 при включении его в схему с ОЭ). Выбираем стандартный резистор R_3 .

9. Находим емкость разделительных конденсаторов C_1 и C_2 (рис. 9.11). Эти конденсаторы не должны вносить заметных фазовых сдвигов и ослаблять амплитуду генерируемых колебаний в области низких частот. С учетом этих требований

$$C_1 = 10^9 / 2\pi f_p 0,1 R_{вх1}; \quad (9.74)$$

$$C_2 = 10^9 / 2\pi f_p 0,1 R_{вх2}. \quad (9.75)$$

(C_1 и C_2 выражается в микрофарадах; f_p — в герцах; $R_{вх1}$ и $R_{вх2}$ — в омах). Выбираем стандартные конденсаторы C_1 и C_2 .

10. Сопротивления резисторов R_1, R_2, R_4 и R_5 , образующих делители напряжения в базовых цепях транзисторов, определяются также, как и при расчете УНЧ (см. гл. 4). Для расчета необходимо предварительно задаться величиной напряжения источника питания E_K .

С целью стабилизации коэффициента усиления и уменьшения нелинейных искажений в выходном каскаде можно применить отрицательную обратную связь включением резистора с небольшим сопротивлением (порядка 100 Ом) в цепь эмиттера транзистора V_2 .

9.3.2. Расчет диапазонного генератора типа RC с отрицательной обратной связью (рис. 9.13). Исходные данные: диапазон рабочих частот $f_{н\dots f_{в}}$; тип транзисторов V_1 и V_2 , элементы схемы усилителя на транзисторах V_1 и V_2 , обеспечивающие необходимый режим работы усилителя (сопротивления резисторов R_2 — R_9 и емкости конденсаторов C_3, C_4, C_6 и C_5 определяются в процессе предварительного расчета усилителя). В результате расчета требуется определить параметры элементов цепей положительной и отрицательной обратной связи, обеспечивающие устойчивую работу генератора. Расчет ведется в такой последовательности:

1. Выбираем цепочки обратной связи. Для осуществления положительной обратной связи используем последовательно-параллельную избирательную цепочку, составленную из конденсаторов $C1 = C2$ и резисторов $R1$ и $R3$ (строго говоря, роль второго (параллельного) резистора в цепи положительной обратной связи выполняет не резистор $R3$, а эквивалентное входное сопротивление $R_{вх1 экв}$ каскада на транзисторе $V1$). При выполнении условий $C1 = C2$ и $R1 = R_{вх1 экв}$ коэффициент передачи напряжения цепью положительной обратной связи $\beta = 1/3$, а затухание, вносимое этой цепью, $N = 3$.

Для введения отрицательной обратной связи используем резистор $R5$ в цепи эмиттера первого каскада, удалив блокирующий его конденсатор (C_3) и связав эмиттер первого каскада с коллектором второго цепочкой отрицательной обратной связи $C_5 R_{10}$.

2. Ориентировочно определяем коэффициент передачи цепи отрицательной обратной связи, охватывающей оба каскада, $\beta_{ООС}$. Поскольку коэффициент усиления каскада по напряжению должен лишь немногим превосходить коэффициент затухания цепи положительной обратной связи $N = 3$, глубина отрицательной обратной связи должна быть значительной. Таким образом,

$$\beta_{ООС} = R_5 / (R_5 + R_{10}). \quad (9.76)$$

Полагая, что коэффициент усиления усилителя с отрицательной обратной связью $K_{св} \approx 3$, и учитывая соотношение $K_{Усв} = K_U / (1 + \beta_{ООС} K_U) \approx 1/\beta_{ООС}$, получаем $\beta_{ООС} = 1/3$.

3. Находим величину сопротивления резистора R_{10} в цепи отрицательной обратной связи. Для этого воспользуемся формулой (9.76), считая $R5$ известным (величина сопротивления резистора $R5$ определяется при расчете усилителя)

$$R_{10} = R_5 (1 - \beta_{ООС}) / \beta_{ООС}. \quad (9.77)$$

4. Учитывая, что по переменной составляющей резистор $R9$ зашунтирован конденсатором $C4$, находим сопротивление нагрузки второго каскада переменному току. Из рис. 9.13 видно, что к резистору $R8$ через емкостное сопротивление конденсатора $C5$ и малое внутреннее сопротивление источника питания параллельно подключена цепочка резисторов $R_{10} + R_5$. Следовательно, суммарное сопротивление нагрузки каскада на транзисторе $V2$ составляет

$$R_{н(2)} = R_8 (R_5 + R_{10}) / (R_8 + R_5 + R_{10}). \quad (9.78)$$

5. Находим коэффициент усиления второго каскада по напряжению

$$K_{У(2)} = |h_{21э(2)} / [h_{11э(2)} (h_{22э(2)} + 1/R_{н(2)})]|. \quad (9.79)$$

6. Нагрузку первого каскада переменному току составляют параллельно соединенные резисторы $R4, R6, R7$ и входное сопротивление транзистора второго каскада $h_{11э(2)}$. Суммарная проводимость нагрузки в этом случае равна

$$1/R_{н(2)} = 1/R_4 + 1/R_6 + 1/R_7 + 1/h_{11э(2)}. \quad (9.80)$$

7. Определяем коэффициент усиления первого каскада по напряжению

$$K_{У1} = |h_{21э(1)} / [h_{11э(1)} (h_{22э(1)} + 1/R_{н(2)})]|. \quad (9.81)$$

8. Поскольку в первом каскаде существует местная отрицательная обратная связь по напряжению (резистор $R5$ не зашунтирован емкостью) с коэффициентом передачи

$$\beta_{1ООС} = R_5 / R_{н(1)}, \quad (9.82)$$

то в действительности коэффициент усиления первого каскада равен

$$K_{У1св} = K_{У1} / (1 + \beta_{1ООС} K_{У1}), \quad (9.83)$$

а его входное сопротивление

$$R'_{вх1св} = R_{вх1} (1 + \beta_{1ООС} K_{У1}). \quad (9.84)$$

9. Общий коэффициент усиления без учета внешней отрицательной обратной связи составляет

$$K'_{U_{обц}} = K_{U_{1св}} K_{U_2}. \quad (9.85)$$

10. Уточняем значение $\beta_{ООС}$ для уменьшения $K_{U_{обц}}$ до $K_{U_{обц,св}} = 3$

$$\beta'_{ООС} = (K'_{U_{обц}} - K_{U_{обц,св}}) / K'_{U_{обц}} K_{U_{обц,св}}. \quad (9.86)$$

11. Уточняем значение сопротивления резистора R_{10}

$$R_{10} = R_5 (1 - \beta'_{ООС}) / \beta'_{ООС}. \quad (9.87)$$

Выбираем в качестве R_{10} терморезистор с соответствующим номинальным сопротивлением [13].

12. Конденсатор C_5 служит для того, чтобы не пропускать в цепь обратной связи постоянной составляющей выходного напряжения. Емкость такого разделительного конденсатора может быть принята равной емкости удаленного из схемы (но известного из предварительного расчета усилителя) конденсатора C_3 (рис. 9.13). Ориентировочное значение C_5 — единицы — десятки микрофард.

13. Находим входное сопротивление первого каскада с учетом внешней отрицательной обратной связи

$$R_{вх1св} = R'_{вх1св} (1 + \beta'_{ООС} K'_{U_{обц}}). \quad (9.88)$$

14. Поскольку сопротивление $R_{вх1св}$ достаточно велико (сотни килоом-единицы мегом) и мало шунтирует сопротивление делителя первого каскада $R_2 R_3$, можно считать эквивалентное входное сопротивление $R_{вх1эв}$ первого каскада равным

$$R_{вх1эв} = R_2 R_3 / (R_2 + R_3), \quad (9.89)$$

где R_2 и R_3 — сопротивления делителя, найденные в процессе предварительного расчета усилителя.

Следовательно, сопротивление резистора R_1 последовательно-параллельной избирательной цепочки положительной обратной связи будет равно

$$R_1 = R_{вх1эв}. \quad (9.90)$$

Для перекрытия заданного диапазона частот резисторы R_1 и R_3 выбираются переменными, например, типа СПО (табл. 1.27).

15. Находим емкость конденсаторов $C_1 = C_2 = C$ цепочки положительной обратной связи по формуле (9.63) для средней частоты $f_{ср}$ заданного диапазона

$$C_1 = C_2 = 10^6 / 2\pi f_{ср} R_1 \quad (9.91)$$

(C_1, C_2 выражается в микрофарадах; $f_{ср}$ — в герцах; R_1 — в омах).

Выходное сопротивление усилителя без обратной связи ввиду малых значений $h_{22э(2)}$ можно принять равным $R_{н(2)}$. При введении отрицательной обратной связи оно уменьшается до величины

$$R_{вых,св} = R_{н(2)} / (1 + \beta'_{ООС} K'_{U_{обц}}). \quad (9.92)$$

Цепь положительной обратной связи не должна сильно нагружать выходной каскад. Поэтому следует стремиться к выполнению условия

$$R_1 > R_{вых,св}. \quad (9.93)$$

9.3.3. Генераторы типа RC на интегральных микросхемах. Для генерирования стабильных синусоидальных колебаний в диапазоне частот от долей герца до сотен килогерц с успехом используются дифференциальные каскады (ДУ) в интегральном исполнении. На рис. 9.14, а приведена схема генератора с трехзвенной цепочкой типа R -параллель, которая включена между коллектором и базой транзистора V_1 . Таким образом, собственно генератор собран на транзисторе V_1 , а выходное напряжение снимается с коллектора транзистора V_2 , что уменьшает влияние нагрузки на работу схемы. Низкоомную нагрузку целесообразно подключать через эмиттерный повторитель (рис. 9.14, б).

Как показывают экспериментальные исследования [31, с. 51], коэффициент нелинейных искажений генерируемых сигналов в таких схемах в диапазоне частот (100... 1000) Гц не превышает 1,2 % (при амплитуде выходного напряжения не более 1 В).

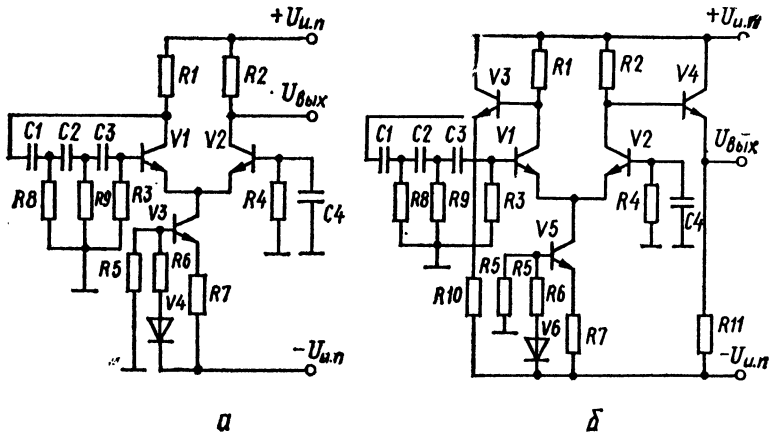


Рис. 9.14. Принципиальные схемы RC -генераторов на базе ИМС:
 а — генератор с фазовращающей цепочкой типа R -параллель на базе каскада ДУ; б — генератор типа RC с выходным эмиттерным повторителем

Расчет цепи положительной обратной связи производится так же, как и для дискретных транзисторных автогенераторов с фазовращающими RC -цепочками (см. § 9.3.1). Так, для схемы, приведенной на рис. 9.14, б при $C_1 = C_2 = C_3 = C$, $R_8 = R_9 = R_3 R_{вх1} / (R_3 + R_{вх1}) = R$ и $R \gg R_{вх4}$ (где $R_{вх4}$ — выходное сопротивление эмиттерного повторителя), рабочая частота генерации определяется соотношением

$$f_p = 1/2\pi \sqrt{6RC}, \quad (9.94)$$

а высшая генерируемая частота зависит от типа используемой ИМС.

На рис. 9.15 показана структурная схема генератора низкочастотных синусоидальных колебаний с использованием ИМС типа К140УД8А. Схема содержит два каскада, охваченных общей обратной связью. Выходные напряжения первого и второго каскада сдвинуты между собой по фазе на угол 90° , т. е. на выходе первого каскада формируется синусоидальное напряжение, а на выходе второго — косинусоидальное.

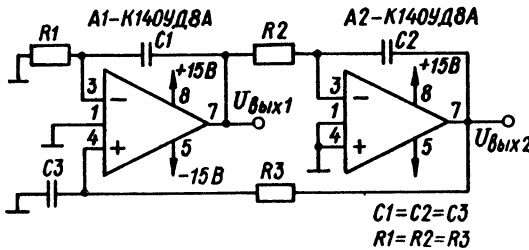


Рис. 9.15. Генератор синусоидальных колебаний на ИМС типа К140УД8А

Генератор вырабатывает колебания с частотой

$$f_p = 1/2\pi \sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2} \quad (9.95)$$

при $R_1 C_1 = R_3 C_3$.

Если резисторы R_1 и R_3 имеют одинаковые величины сопротивлений в пределах от 56 Ом до 8,2 кОм, а конденсаторы C_1 и C_3 одинаковые величины емкости в пределах от 6800 пФ до 120 пФ, то генератор вырабатывает так называемые квадратурные (сдвинутые по фазе точно на $\pi/2$) синусоидальные колебания в диапазоне частот от 1 до 50 кГц соответственно. Амплитуда и частота колебаний генератора достаточно стабильны при изменении питающих напряжений от 6 до 15 В при нелинейных искажениях не более 2 %. Величина нелинейных искажений приблизительно пропорциональна степени рассогласования между постоянными времени $R_1 C_1$ и $R_3 C_3$ [16].

ГЛАВА 10
ГЕНЕРАТОРЫ ИМПУЛЬСОВ

10.1. Общие сведения

Импульсные генераторы представляют собой устройства, предназначенные для формирования и преобразования электрических импульсов. Наиболее часто в импульсных электронных схемах используются импульсы прямоугольной (рис. 10.1, а), трапецеидальной (рис. 10.1, б), линейно изменяющейся (треугольной) (рис. 10.1, в) и экспоненциальной (рис. 10.1, г) формы. Импульсы, форма которых приведена на рис. 10.1, а—г, являются идеализированными. Форма реальных импульсов не является геометрически правильной из-за нелинейности характеристик полупроводнико-

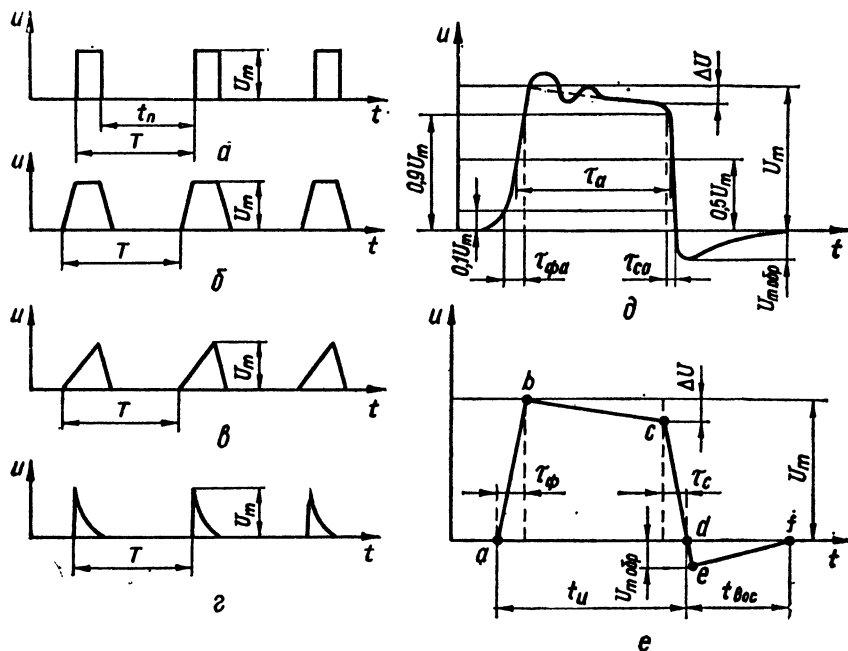


Рис. 10.1. Графическое изображение импульсных сигналов:

а — прямоугольных; б — трапецеидальных; в — треугольных; г — экспоненциальных; д — реальный импульс прямоугольной формы; е — импульс со спрямленными фронтами, вершиной и срезом

вых приборов и влияния реактивных сопротивлений в схемах. Поэтому реальные прямоугольные импульсы, наиболее часто используемые в практических импульсных устройствах, имеют форму, иллюстрируемую рис. 10.1, д. Участки быстрого нарастания и спада напряжения или тока называются соответственно фронтом и срезом импульса, а интервал, на котором напряжение или ток изменяются сравнительно медленно, — вершиной импульса.

Активные длительности фронта $\tau_{\phi,а}$ и среза $\tau_{с,а}$ определяются между уровнями $0,1U_m$ и $0,9U_m$, где U_m — амплитуда импульса. Активная длительность вершины τ_a оценивается на уровне $0,5U_m$. Импульс, показанный на рис. 10.1, д, имеет обратный выброс («хвост») с амплитудой $U_{mобр}$. Кроме того, на его вершину наложены ватухающие синусоидальные колебания, которые часто возникают из-за наличия в схеме паразитных колебательных цепей, образованных распределенными индуктивностями и емкостями.

Упрощенная форма реального прямоугольного импульса показана на рис. 10.1, *e*. Спрямоугольные отрезки *ab*, *bc*, *cd* отображают соответственно фронт, вершину и срез импульса, а отрезки *de* и *ef* — нарастание и спад обратного выброса. Скорость нарастания напряжения или тока на рис. 10.1, *e* характеризуется крутизной фронта импульса $S_{\phi} = U_m/\tau_{\phi}$, а убывание напряжения или тока на вершине относительным снижением $\delta U_m = \Delta U/U_m$.

Одним из важнейших показателей импульсных сигналов является длительность импульсов. Помимо указанного выше параметра τ_a , определяющего активную длительность вершины на уровне $0,5U_m$, длительность импульса характеризует время t_n , определяемое либо на уровне $0,1U_m$, либо по основанию импульса (рис. 10.1, *e*). Длительность применяемых в современной электронной технике импульсных сигналов имеет весьма широкий диапазон: от единиц наносекунд до единиц и даже десятков секунд. Импульсы микросекундной части этого диапазона (от 10^{-7} до 10^{-1} с) наиболее употребительны и используются в ЭВМ, импульсной связи, радиолокации, телевидении и других областях технической электроники [30].

К основным параметрам импульсов следует отнести также период повторения импульсов T — интервал времени между началом двух соседних однополярных импульсов (рис. 10.1, *a—e*). Величину, обратную периоду повторения, называют частотой повторения (следования) импульсов f .

Часть периода T занимает пауза t_n (рис. 10.1, *a*) — отрезок времени между окончанием и началом двух соседних импульсов, т. е. $t_n = T - t_p$.

Отношение длительности импульса к периоду повторения называют коэффициентом заполнения $\gamma = t_p/T$. Величину, обратную коэффициенту заполнения, называют скважностью импульсов: $q = 1/\gamma = T/t_n$. Качество работы импульсных устройств во многом зависит от времени восстановления импульса $t_{вос}$ (рис. 10.1, *e*). Чем меньше $t_{вос}$, тем более надежно работает схема, тем выше ее быстродействие.

Импульсные устройства выполняют самые разнообразные функции, связанные с передачей и обработкой информации, закодированной в импульсных сигналах. Соответственно различают достаточно большое количество типов импульсных схем, предназначенных для получения, усиления, преобразования и использования импульсных напряжений и токов [3, 10, 11–26]. Однако прежде чем вести какую бы то ни было обработку импульсных сигналов, необходимо их создать. Поэтому наиболее распространенными схемами в импульсной технике являются схемы генераторов импульсов, а расчет этих схем составляет одну из часто встречающихся задач в практике работы специалистов в области электронной техники.

В данной главе из всего многообразия генераторов импульсов будут рассмотрены наиболее употребительные: мультивибраторы, блокинг-генераторы и генераторы линейно-нарастающего (пилообразного) напряжения.

10.2. Мультивибраторы

Одним из наиболее распространенных генераторов импульсов прямоугольной формы является мультивибратор, представляющий собой двухкаскадный резистивный усилитель с глубокой положительной обратной связью. В электронной технике используются самые различные варианты схем мультивибраторов, которые различаются между собой по типу используемых элементов (ламповые, транзисторные, тиристорные, микроволновые и т. д.), режиму работы (автоколебательный, ждущий, синхронизации), видам связи между усилительными элементами, способам регулировки длительности и частоты генерируемых импульсов и т. д.

Необходимо отметить, что, строго говоря, отнесение мультивибратора к классу автогенераторов оправдано лишь при автоколебательном режиме его работы. В ждущем режиме мультивибратор вырабатывает импульсы только тогда, когда на его вход поступают специальные запускающие сигналы. Режим синхронизации отличается от автоколебательного лишь тем, что в этом режиме с помощью внешнего управляющего (синхронизирующего) напряжения можно изменять частоту генерируемых колебаний.

Одна из наиболее простых и типичных схем мультивибратора на транзисторах приведена на рис. 10.2. Элементы схемы подобраны так, чтобы обеспечить идентичность каждого из усилительных каскадов, собранных на однотипных транзисторах

$V1$ и $V2$. При $R_1 = R_4$, $R_2 = R_3$, $C_1 = C_2$ и одинаковых параметрах транзисторов мультивибратор называют симметричным.

Казалось бы, при полной симметрии схемы после ее включения токи транзисторов и напряжения на конденсаторах и на электродах транзисторов должны быть одинаковыми, а состояние схемы — устойчивым. Однако этого никогда не происходит, так как идеальной симметрии схемы добиться практически невозможно. Любая, даже самая незначительная асимметрия мгновенно приведет к тому, что один из транзисторов закроется, а другой будет открыт и доведен до режима насыщения. Допустим, что по тем или иным причинам (нестабильность источника питания, флуктуации движения зарядов в элементах схемы из-за некоторого расхождения в параметрах этих элементов) ток коллектора транзистора $V2$ оказался несколько больше коллекторного тока транзистора $V1$. Это приведет к увеличению падения напряжения на резисторе $R4$ и снижению отрицательного потенциала на коллекторе транзистора $V2$. Через конденсатор $C2$ изменение потенциала коллектора транзистора $V2$ передается на базу транзистора $V1$. Это приведет к уменьшению тока коллектора транзистора $V1$ и к увеличению отрицательного потенциала на коллекторе этого транзистора. Через конденсатор $C1$ изменение потенциала коллектора транзистора $V1$ передается на базу транзистора $V2$, что вызывает дополнительное увеличение тока коллектора этого транзистора. Далее процесс повторяется, и в конечном итоге транзистор $V2$ полностью откроется и войдет в режим насыщения, а транзистор $V1$ закроется. Этот процесс протекает лавинообразно и поэтому очень быстро — практически мгновенно.

Обратим внимание на то, что в режиме записания транзистора $V1$ конденсатор $C1$ заряжается по цепи: $+E_K$, участок эмиттер—база открытого транзистора $V2$, $C1$, $R1$, $-E_K$. В то же время конденсатор $C2$ (в режиме насыщения транзистора $V2$) разряжается через открытый транзистор $V2$ и резистор $R3$.

Переключение схемы из одного состояния в другое зависит от скорости заряда и разряда конденсаторов. Так, по мере заряда конденсатора $C1$ положительный потенциал точки A (правая обкладка конденсатора $C1$ рис. 10.2) все более нарастает, а по мере разряда конденсатора $C2$ положительный потенциал точки B (левая обкладка конденсатора $C2$) все более снижается. В связи с этим потенциал базы транзистора $V2$ постепенно повышается, а потенциал базы транзистора $V1$ — снижается. Учитывая, что в рассматриваемой схеме используются транзисторы типа $p-n-p$, можно заключить, что в определенный момент времени транзистор $V1$ отперется, начнется лавинообразный процесс нарастания тока этого транзистора, а транзистор $V2$, наоборот, заперется. Затем процесс переключения схемы повторяется. Таким образом, транзисторы в мультивибраторе по очереди находятся или в режиме отсечки тока или в режиме насыщения и с каждого коллектора можно снять прямоугольные импульсы с амплитудой, почти равной величине напряжения источника питания. Схема будет генерировать импульсы, т. е. находиться в режиме самовозбуждения, до тех пор, пока включен источник питания. Такой режим и называют автоколебательным.

На рис. 10.3 приведены временные диаграммы токов, протекающих в коллекторных цепях транзисторов, и напряжений на коллекторах и базах транзисторов. Диаграммы помогают понять принцип действия схемы. Исходный момент t_0 соответствует тому случаю, когда транзистор $V1$ заперт, а $V2$ открыт. Моменты t_1 , t_2 , t_3 соответствуют переключению схемы.

Приведенная на рис. 10.2 схема мультивибратора получила название схемы о коллекторно-базовыми емкостными связями.

Рассмотрим порядок ее расчета, в ходе которого укажем на некоторые возможности совершенствования схем мультивибраторов в автоколебательном режиме.

10.2.1. Расчет мультивибратора на биполярных транзисторах (рис. 10.2). При расчете мультивибратора в автоколебательном режиме должны быть заданы: период колебаний T (или частота повторения импульсов $f = 1/T$), длительность генерируе-

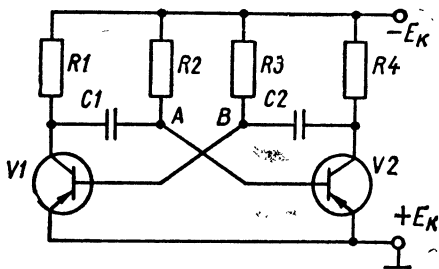


Рис. 10.2. Схема симметричного транзисторного мультивибратора

мых импульсов t_n (в случае несимметричного мультивибратора, когда параметры плеч неидентичны, задаются длительности импульсов $t_{н1}$ и $t_{н2}$, снимаемых с каждого плеча); амплитуда импульсов U_m ; длительность фронта τ_f ; длительность среза τ_c ; время восстановления $t_{воо}$, температура окружающей среды $t_{окр}$ (или допустимая относительная температурная нестабильность мультивибратора σ_T в заданном диапазоне изменения температуры).

В результате расчета необходимо выбрать тип транзисторов и определить параметры элементов схемы.

1. Определяем напряжение источника питания

$$E_K \geq (1,1 \dots 1,2) U_m. \quad (10.1)$$

Если напряжение источника питания задано и значительно превышает амплитуду импульсов U_m , то можно расчет мультивибратора вести на большую амплитуду, чем задано, а импульсы снимать с помощью делителя напряжения в коллекторной цепи одного из транзисторов, как показано на рис. 10.4.

2. Выбираем тип транзисторов, параметры которых удовлетворяют условиям

$$U_{KB \max} \geq 2E_K; \quad (10.2)$$

$$f_{h213} \geq 0,7f. \quad (10.3)$$

где $U_{KB \max}$ — максимально допустимое постоянное напряжение коллектор — база для выбранного типа транзистора; f_{h213} —

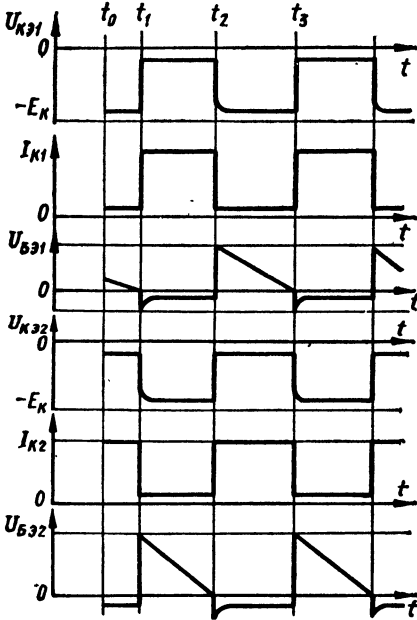


Рис. 10.3. Временные диаграммы напряжений и токов в цепях мультивибратора

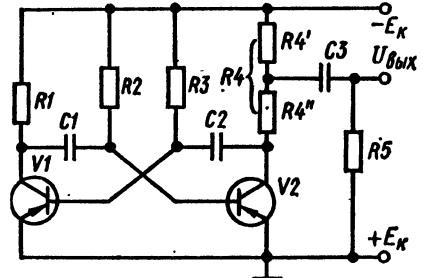


Рис. 10.4. Схема мультивибратора с делителем напряжения в коллекторной цепи транзистора

предельная частота коэффициента передачи тока биполярного транзистора в схеме с ОЭ.

Если мультивибратор работает при повышенных температурах окружающей среды или от него требуется высокая температурная стабильность ($\sigma_T < 5\%$), то выбирают кремниевые транзисторы; если допустимое значение $\sigma_T > 5\%$ — германиевые транзисторы. Для повышения температурной стабильности режима работы мультивибраторов могут быть использованы различные методы [4]. Один из них состоит в таком подборе резисторов $R_2 = R_3 = R_B$ (рис. 10.2), чтобы падение напряжения $I_{КБО}R_B$ на них было минимальным. Это объясняется тем, что коэффициент относительной температурной нестабильности работы мультивибратора определяется выражением

$$\sigma_T \approx \Delta I_{КБО} R_B / 1,4 E_K. \quad (10.4)$$

где $\Delta I_{КБО}$ — изменения обратного тока коллектора транзистора в заданном интервале температуры окружающей среды. Следовательно, чем меньше $R_2 = R_3 = R_B$,

тем стабильнее будет работать мультивибратор. При этом, однако, необходимо учитывать, что с уменьшением R_B приходится соответственно повышать емкость конденсаторов $C_1 = C_2 = C$ (рис. 10.2), что может вызвать увеличение постоянной времени заряда этих конденсаторов и возрастание времени восстановления исходного состояния схемы $t_{вос}$.

При выборе транзисторов по их частотным свойствам, кроме соотношения (10.3), можно руководствоваться и такими рекомендациями: если заданная длительность фронта τ_f не меньше (0,2...0,5) мкс; то могут быть использованы низкочастотные транзисторы; если же $\tau_f < (0,2...0,5)$ мкс — следует выбрать высокочастотные транзисторы.

3. Находим сопротивления резисторов $R_1 = R_4 = R_K$ (рис. 10.2) в коллекторных цепях транзисторов. При этом необходимо выполнить условие

$$E_K/I_{K, \text{и max}} \leq R_K \leq (0,5 \dots 0,1) E_K/I_{KBO}, \quad (10.5)$$

где $I_{K, \text{и max}}$ — максимально допустимый импульсный ток коллектора, а I_{KBO} — обратный ток коллектора выбранного транзистора.

Практически для маломощных транзисторов R_K выбирают не менее (0,5...1) кОм, а для мощных — не менее (200...300) Ом. Стандартные значения R_K выбирают по шкале номинальных значений сопротивлений резисторов.

4. Находим сопротивление резисторов $R_2 = R_3 = R_B$ в базовых цепях мультивибратора. Для схем на рис. 10.2 и 10.4 сопротивление R_B находят по формуле

$$R_B = h_{21э} R_K / K_{нас}, \quad (10.6)$$

где $h_{21э}$ — коэффициент передачи тока биполярного транзистора в схеме с ОЭ; $K_{нас}$ — коэффициент насыщения транзистора.

Коэффициент насыщения определяется из соотношения

$$K_{нас} = I_B / I_{Bнас} = h_{21э} I_B / I_{Kнас}, \quad (10.7)$$

где $I_{Bнас}$ и $I_{Kнас}$ — токи базы и коллектора транзистора выбранного типа в режиме насыщения (при $K_{нас} < 1$ транзистор работает в ненасыщенном режиме, при $K_{нас} = 1$ находится на грани насыщения, при $K_{нас} > 1$ — в режиме насыщения).

Для обеспечения режима открытого транзистора при неглубоком насыщении выбирают $K_{нас} = 1...4$.

В некоторых схемах симметричных мультивибраторов для регулировки периода автоколебаний в цепи баз транзисторов включают источник регулируемого напряжения (E_B на рис. 10.5). Формула для определения периода генерируемых импульсов в этом случае имеет вид

$$T = 2R_B C \ln(1 + U_{Bm}/E_B), \quad (10.8)$$

где $R_B = R_2 = R_3$; $C = C_1 = C_2$; U_{Bm} — часть напряжения, которая передается с коллекторов в цепи баз (определяется положением движков потенциометров R_1' и R_4').

При использовании отдельного источника E_B для питания базовых цепей сопротивление резисторов $R_2 = R_3 = R_B$ определяют по формуле

$$R_B = h_{21э} R_K E_B / K_{нас} E_K, \quad (10.9)$$

где $R_K = R_1 = R_4$.

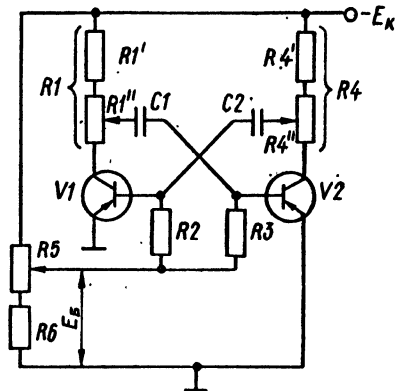


Рис. 10.5. Схема мультивибратора с регулировкой периода автоколебаний

В качестве h_{21} берут минимальное значение с учетом его технологического и температурного разброса. Максимально допустимые значения резисторов R_2, R_3 ограничиваются заданной температурной стабильностью и определяются из соотношения (10.4). Кроме того, условие термостабильности может быть проверено из сравнения значений тока базы открытого транзистора и обратного тока коллектора. Необходимо, чтобы

$$I_B \approx E_K/R_B \geq 10I_{КБО}. \quad (10.10)$$

С учетом всех этих требований находим окончательные стандартные величины сопротивлений R_B и выбираем конкретный тип резисторов.

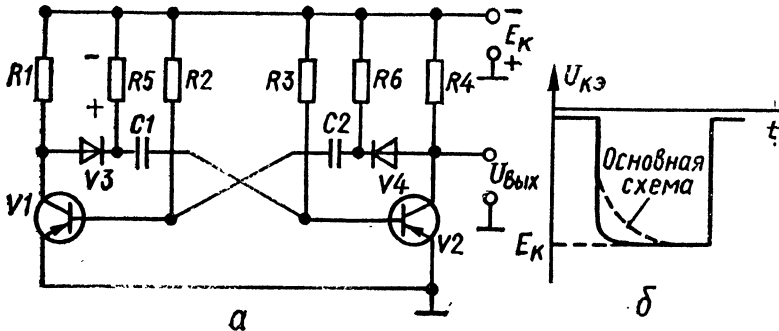


Рис. 10.6. Схема мультивибратора с корректирующими диодами (а) и форма напряжения на коллекторе запертого транзистора (б)

5. Определяем емкости конденсаторов C_1 и C_2 . Для симметричного мультивибратора

$$C_1 = C_2 = C = T/1,4R_B. \quad (10.11)$$

Для несимметричного мультивибратора

$$C_1 = t_{н1}/0,7R_B; \quad (10.12)$$

$$C_2 = t_{н2}/0,7R_B. \quad (10.13)$$

При выборе типа конденсаторов C_1 и C_2 необходимо, чтобы их рабочее напряжение превышало напряжение источника питания транзисторов.

6. Находим время восстановления схемы

$$t_{вос} = 3R_K C. \quad (10.14)$$

Как видно из формулы (10.14), для уменьшения $t_{вос}$, т. е. для улучшения формы генерируемых импульсов, следует уменьшать величины R_K и C . Однако с уменьшением емкости C уменьшаются длительность импульса и период колебаний. Для предотвращения этого приходится увеличивать сопротивление резисторов R_B , но тогда ухудшается термостабильность схемы. Уменьшение сопротивления R_K также нецелесообразно, так как это приводит к увеличению тока насыщения транзистора и уменьшению перепада напряжения на коллекторе, что может нарушить самовозбуждение схемы. Поэтому, если полученное значение $t_{вос}$ оказалось больше заданного, в схему мультивибратора необходимо внести некоторые изменения. На рис. 10.6, а показана схема симметричного мультивибратора с корректирующими диодами. Здесь ток заряда конденсаторов связи C_1 и C_2 замыкается не через коллекторные резисторы $R_1 = R_4 = R_K$, а через вспомогательные резисторы R_5, R_6 , что обеспечивается включением диодов V_3 и V_4 . Диоды не препятствуют развитию лавинообразных процессов нарастания и спада токов транзисторов, но позволяют уменьшить постоянную времени заряда конденсаторов C_1 и C_2 . Благодаря этому напряжение на коллекторе

запертого транзистора после опрокидывания схемы устанавливаются близким к $E_{к}$ — $E_{к}$ намного быстрее (рис. 10.6, б), чем в основной (рис. 10.2) схеме мультивибратора [3].

10.2.2. Расчет мультивибраторов на полевых транзисторах. Импульсные генераторы, рассчитанные на получение импульсов низких частот (в миллисекундном и секундном диапазонах), должны иметь большую постоянную времени. В мультивибраторах на биполярных транзисторах для получения необходимой постоянной времени используются электролитические конденсаторы большой емкости, обладающие невысокой стабильностью. Применение полевых транзисторов, имеющих большое входное сопротивление, позволяет получать необходимую постоянную времени в низкочастотных импульсных схемах без применения конденсаторов большой емкости. При этом форма выходных импульсов оказывается менее искаженной, а скважность больше, чем в мультивибраторах на биполярных транзисторах.

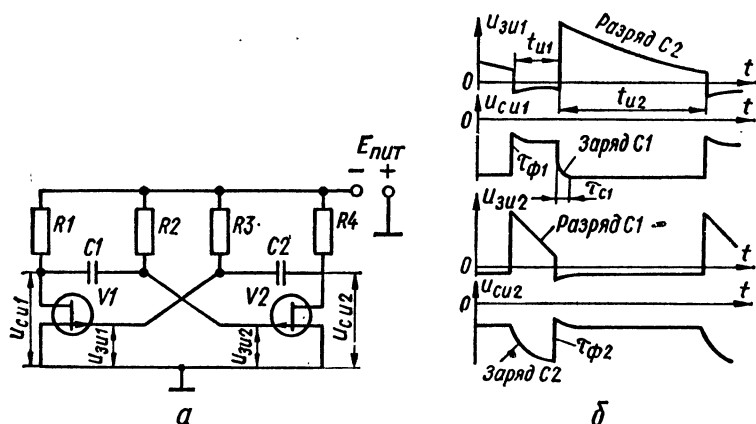


Рис. 10.7. Мультивибратор на полевых транзисторах:
а — принципиальная схема; б — временные диаграммы

Типовая схема мультивибратора на полевых транзисторах с управляющим p — n -переходом и каналом p -типа изображена на рис. 10.7, а. В этом мультивибраторе через резисторы $R2$ и $R3$ подается небольшое отрицательное напряжение на затворы транзисторов относительно истока, что повышает стабильность периода колебаний и длительность выходных импульсов. Временные диаграммы работы несимметричного мультивибратора на полевых транзисторах приведены на рис. 10.7, б.

Исходные данные для расчета мультивибратора на полевых транзисторах не отличаются от приведенных выше данных для мультивибратора на биполярных транзисторах, но обычно в число исходных параметров мультивибратора включают лишь некоторые наиболее существенные показатели. Пусть, например, требуется рассчитать мультивибратор на полевых транзисторах, если заданы: период повторения импульсов T ; длительность выходных импульсов (снимаемых с транзистора $V1$) $t_{и1}$; допустимая максимальная длительность среза этих импульсов $\tau_{с\max}$. Амплитуда выходных импульсов — максимально возможная.

Расчет схемы мультивибратора производится в следующем порядке [2].

1. Выбираем тип транзисторов. При этом необходимо стремиться к тому, чтобы максимально допустимое напряжение стока — исток $U_{СИ\max}$ превышало напряжение отсечки $U_{ЗИотс}$ не менее, чем в 2 — 3 раза

$$(U_{СИ\max}/U_{ЗИотс}) \geq (2 \dots 3). \quad (10.15)$$

Если в справочниках указаны значения $U_{ЗИотс}$ в некоторых пределах, то необходимо вычислить среднее значение этого напряжения по формуле

$$U_{ЗИотс} \approx 2I_{С\max}/S, \quad (10.16)$$

где $I_{С\max}$ — максимально допустимый постоянный ток стока выбранного транзистора; S — крутизна стоко-затворной характеристики транзистора.

В некоторых случаях в справочниках приводятся минимальные и максимальные значения $I_{C\max}$ и S . Тогда в формулу (10.16) следует подставлять средние значения указанных параметров.

2. Находим среднее значение входного сопротивления полевого транзистора по формуле

$$R_{вх} \approx U_{зи}/I_{з.ут}, \quad (10.17)$$

где $U_{зи}$ — напряжение между затвором и истоком выбранного транзистора; $I_{з.ут}$ — ток утечки затвора (ток затвора при заданном напряжении между затвором и остальными выводами, замкнутыми между собой).

3. Выбираем сопротивление резисторов R_1 и R_4 в цепи стока транзисторов из условия получения максимальной амплитуды импульса. Для этого в семействе стоковых характеристик транзистора (рис. 10.8) проводим нагрузочную прямую между точками A и B , одна из которых (A) лежит на сгибе стоковой характеристики, соответствующей $U_{зи} = 0$, а вторая (B) — на оси абсцисс при $U_{си} = U_{си\max} = E_{пит}$.

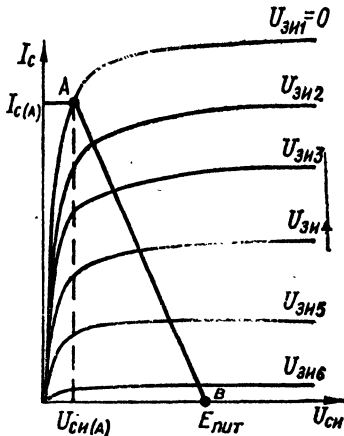


Рис. 10.8. Нагрузочная прямая в семействе стоковых характеристик полевого транзистора

Проверяем мощность, рассеиваемую в стоковой цепи открытого транзистора (точка A)

$$P = I_{C(A)} U_{си(A)}, \quad (10.18)$$

где $I_{C(A)}$ — значение тока стока, а $U_{си(A)}$ — значение напряжения между стоком и истоком, отсчитываемые соответственно по осям ординат и абсцисс для точки A . Необходимо, чтобы

$$P \leq P_{\max}, \quad (10.19)$$

где P_{\max} — максимально допустимое напряжение, рассеиваемое выбранным полевым транзистором.

Амплитуды выходных импульсов рассчитываются по формуле

$$U_m \approx U_{си1} \approx U_{си2} \approx E_{пит} - U_{зиотс}. \quad (10.20)$$

Следовательно, сопротивления резисторов в цепи стока равны

$$R_1 = R_4 = R_C = U_m / I_{C(A)}. \quad (10.21)$$

Округляя полученные значения сопротивлений $R_1 = R_4 = R_C$ до ближайшего стандартного значения, выбираем конкретный тип резисторов.

4. Вычисляем емкость большего из конденсаторов (C_2 на рис. 10.7). Она должна быть такой, чтобы за время $t_{н1}$ он успевал зарядиться. Это условие может быть выполнено, если

$$3C_2 R_C \leq t_{н1}, \quad (10.22)$$

или

$$C_2 \leq t_{н1} / 3R_C. \quad (10.23)$$

Рабочее напряжение на выбранном конденсаторе C_2 должно превышать напряжение источника питания $E_{пит}$.

5. Определяем сопротивления резисторов $R_2 = R_3 = R_3$

$$R_3 = (T - t_{н1}) / [C_2 \ln(E_{пит} + U_{си2}) / (E_{пит} + U_{зиотс})]. \quad (10.24)$$

Полученное значение сопротивлений резисторов R_3 в цепях затворов транзисторов должно удовлетворять двум условиям: быть значительно меньше входного сопротивления транзистора $R_{вх}$ и значительно больше сопротивления открытого $p-n$

перехода. Первое условие важно с точки зрения малого влияния входного сопротивления транзистора на период следования импульсов, а второе — для обеспечения на затворе (относительно истока) напряжения открытого транзистора, близкого к нулю. С учетом этих требований выбираем стандартное значение резисторов $R_2 = R_3 = R_3$.

6. Находим емкость конденсатора C_1 по формуле

$$C_1 = t_{и1}/R_3 \ln[(E_{пит} - U_{СИ1})/(E_{пит} + U_{ЗИотс})]. \quad (10.25)$$

7. Определяем длительность среза импульса

$$\tau_{с1} \approx 3R_C C_1. \quad (10.26)$$

Необходимо, чтобы

$$\tau_{с1} \leq \tau_{с \max}. \quad (10.27)$$

8. Проверяем выполнение условия самовозбуждения мультивибратора

$$K_{\min} = SR_{\text{экв}} > 1, \quad (10.28)$$

где K_{\min} — минимальный коэффициент усиления каскада, собранного на полевом транзисторе, используемом в схеме мультивибратора; S — крутизна стоко-затворной характеристики транзистора; $R_{\text{экв}}$ — эквивалентное сопротивление нагрузки усиленного каскада на одном из полевых транзисторов

$$1/R_{\text{экв}} = 1/R_i + 1/R_C + 1/R_3 + 1/R_{\text{вх}}, \quad (10.29)$$

где R_i — внутреннее сопротивление полевого транзистора.

Учитывая неравенства $R_i \gg R_C$; $R_3 \gg R_C$ и $R_{\text{вх}} \gg R_C$, можно принять

$$R_{\text{экв}} \approx R_C. \quad (10.30)$$

9. Определяем длительности фронта импульсов

$$\tau_{\phi 1} \approx \tau_{\phi 2} \approx 3R_C C_0, \quad (10.31)$$

где $C_0 \approx C_{11и} + C_{12и} + C_m$ ($C_{11и}$ — входная емкость выбранного полевого транзистора; $C_{12и}$ — его проходная емкость; C_m — емкость монтажа, выбираемая порядка 10 ... 20 пФ). Чем меньше $\tau_{\phi 1}$ и $\tau_{\phi 2}$, тем ближе к прямоугольной будет форма генерируемых импульсов.

10.3. Блокинг-генераторы

Блокинг-генератор представляет собой однокаскадный генератор релаксационных колебаний с сильной положительной обратной связью, осуществляемой с помощью импульсного трансформатора. Блокинг-генератор генерирует прямоугольные импульсы с малыми длительностями фронта и среза и практически плоской вершиной. Длительность генерируемых импульсов лежит в очень широких пределах — от десятков наносекунд до сотен микросекунд. Характерной особенностью блокинг-генераторов является возможность получения большой скважности импульсов — от нескольких единиц до нескольких сотен.

Принцип работы транзисторного блокинг-генератора, работающего в автоколебательном режиме, поясняет рис. 10.9.

В цепь коллектора транзистора включена первичная обмотка W_K импульсного трансформатора (ИТ), вторичная обмотка которого используется для создания положительной обратной связи: при увеличении коллекторного тока I_K напряжение на базовом конце обмотки W_B отрицательно, что приводит к отпиранию транзистора.

Рассмотрение работы схемы начнем с закрытого состояния транзистора V_1 , которое поддерживается разрядным током конденсатора C_1 , протекающим от его правой обкладки через сопротивление резистора R_1 , — E_K , + E_K (корпус), базовую обмотку импульсного трансформатора к левой обкладке конденсатора. Наводимая в базовой обмотке импульсного трансформатора ЭДС при протекании медленно меняюще-

гося разрядного тока настолько мала, что ею можно пренебречь по сравнению с напряжением на конденсаторе и считать, что в течение разряда конденсатор подключен между базой и эмиттером (плюсом к базе). Это обеспечивает закрытое состояние транзистора типа $p - n - p$ (интервал $0 - t_1$ на рис. 10.9, б). В тот момент, когда понижающееся вследствие разряда конденсатора $C1$ напряжение на базе достигнет нуля (момент t_1 на рис. 10.9, б), транзистор $V1$ откроется. Появившийся базовый ток вызовет возрастание коллекторного тока, что приводит к наведению в базовой обмотке ИТ ЭДС, приложенной знаком минус к базе, если базовая и коллекторная обмотки сфазированы соответствующим образом.

Наведенная в базовой обмотке ЭДС способствует возрастанию тока базы, а следовательно, и тока коллектора и т. д. В результате процесс нарастания токов базы

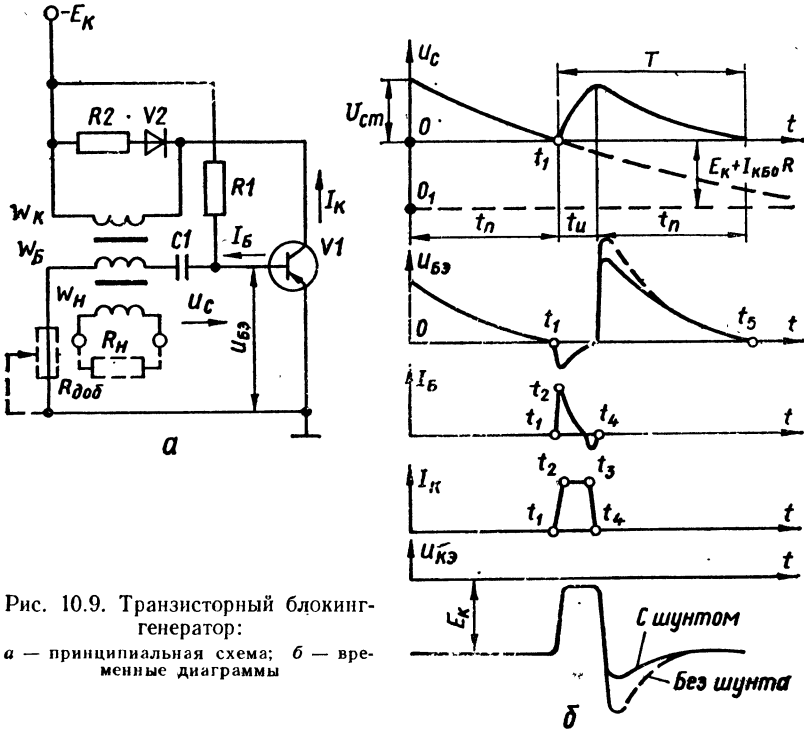


Рис. 10.9. Транзисторный блокинг-генератор:
а — принципиальная схема; б — временные диаграммы

и коллектора и снижения (по абсолютной величине) коллекторного напряжения протекает лавинообразно (интервал $t_1 - t_2$ на рис. 10.9, б). Этот процесс прекращается в тот момент, когда ток коллектора достигает насыщения (момент t_2). Начиная с этого момента наступает этап формирования вершины импульса (промежуток времени $t_2 - t_3$). Напряжение на коллекторе насыщенного транзистора остается практически постоянным (близким к нулю), а почти все напряжение источника питания E_K прикладывается к коллекторной обмотке, вызывая увеличение тока намагничивания $I_\mu = E_K t / L_K$. В базовой обмотке индуцируется ЭДС, равная $n_B E_K$ (где $n_B = W_B / W_K$ — коэффициент трансформации ИТ), под воздействием которой конденсатор $C1$ к моменту t_3 заряжается до значения $U_{Cm} \approx n_B E_K$ через входное сопротивление насыщенного транзистора. По мере заряда конденсатора ток базы транзистора уменьшается. Это приводит к уменьшению степени насыщения транзистора, и в момент t_3 транзистор выходит из режима насыщения. Формирование плоской вершины импульса заканчивается.

Далее транзистор вновь переходит в активный режим, при котором уменьшение тока базы приводит к уменьшению тока коллектора (интервал $t_3 - t_4$), при этом фор-

мируется срез импульса. В момент t_4 транзистор закрывается (переходит в режим отсечки тока).

Поскольку за короткий промежуток времени (от t_3 до t_4) напряжение на конденсаторе $C1$ и магнитная энергия в сердечнике ИТ не успевают существенно измениться, то с переходом транзистора в режим отсечки напряжение на его коллекторе резко возрастает из-за появления ЭДС самоиндукции в коллекторной обмотке. Для уменьшения этого выброса и устранения возможного колебательного процесса в ИТ, обладающего некоторой паразитной емкостью C_0 , в схему вводят демпфирующую цепочку, состоящую из резистора $R2$ и диода $V2$, которая шунтирует коллекторную обмотку. В течение формирования импульса диод $V2$ закрыт, и шунтирующая цепь не оказывает влияния на работу схемы.

После окончания переходного процесса транзистор остается запертым положительным напряжением на базе ($U_{БЭ} \approx U_{См}$). В дальнейшем (на интервале $t_4 - t_5$) происходит уже рассмотренный ранее разряд конденсатора $C1$ и лавинообразный блокинг-процесс повторяется. Выходное импульсное напряжение снимается с нагрузочной обмотки ИТ и поступает на сопротивление нагрузки R_n . Регулировка длительности генерируемых импульсов может осуществляться с помощью добавочного переменного резистора $R_{доб}$ в цепи заряда конденсатора $C1$ (рис. 10.9, а).

При расчете блокинг-генератора обычно бывают заданы: длительность импульсов t_n (или диапазон изменения $t_{n \max}/t_{n \min}$); амплитуда импульсов U_m ; период повторения импульсов T ; максимальная длительность фронта $\tau_{ф \max}$; сопротивление нагрузки R_n ; пределы изменения температуры окружающей среды $t_{окр \min} \dots t_{окр \max}$. В результате расчета необходимо определить параметры схемы и выбрать (или рассчитать) импульсный трансформатор.

1. Определяем напряжение источника питания E_k . Это напряжение зависит от амплитуды напряжения на коллекторной обмотке $U_{Км}$ с учетом остаточного падения напряжения на насыщенном транзисторе

$$E_k = (1,05 \dots 1,2) U_{Км}, \quad (10.32)$$

где $U_{Км} = U_m/n_n$ (U_m — заданная амплитуда выходных импульсов, а n_n — коэффициент трансформации напряжения из коллекторной обмотки в нагрузочную $n_n = W_n/W_K$).

Коэффициент трансформации n_n обычно выбирается в пределах $0,1 \leq n_n \leq 5$. Ориентировочно его величина при заданных U_m и R_n может быть определена из выражения

$$n_n \leq I_{К \max}/(2 \dots 3) I_n, \quad (10.33)$$

где $I_n = U_m/R_n$ — ток в нагрузочном сопротивлении R_n . Если нагрузочное сопротивление подключается к коллектору транзистора через разделительный конденсатор, то принимают $n_n = 1$.

2. Выбираем тип транзистора. Считая выходные импульсы блокинг-генератора прямоугольными ($\tau_{ф} \ll t_n$), можно оценить частотные свойства транзистора формулой

$$f_{h216} \geq (5 \dots 8)/t_n, \quad (10.34)$$

где f_{h216} — предельная частота коэффициента передачи тока биполярного транзистора.

Напряжение $U_{КБ \max}$ транзистора должно удовлетворять условию

$$U_{КБ \max} \geq (1,5 \dots 1,75) E_k, \quad (10.35)$$

а напряжение $U_{КЭ \max}$ определяется из выражения

$$U_{КЭ \max} \geq k_1 E_k. \quad (10.36)$$

(коэффициент $k_1 = (1,2 \dots 1,7)$ учитывает послепульсный выброс напряжения на коллекторе. Если в схеме применена шунтирующая цепочка $R_2 V_2$, то коэффициент $k_1 = (1,05 \dots 1,1)$).

Максимальный коллекторный ток транзистора рассчитывается по формуле

$$I_{K \text{ max расч}} = (3 \dots 5) U_m n_n / R_n. \quad (10.37)$$

Необходимо, чтобы максимально допустимый импульсный ток коллектора выбранного транзистора превышал это значение

$$I_{K,н \text{ max}} \geq I_{K \text{ max расч}} \quad (10.38)$$

3. Задаемся коэффициентом трансформации n_B базовой обмотки ИТ таким образом, чтобы напряжение между базой и эмиттером $U_{БЭ}$ выбранного транзистора было не более максимально допустимой величины $U_{БЭ \text{ max}}$. Обычно принимают $n_B \approx 0,5 \dots 0,7$.

Таблица 10.1. Основные данные малогабаритных импульсных трансформаторов (МИТ)

Ряды трансформаторов	Длительность импульса, мкс	Индуктивность первичной обмотки, мГн	Частота повторения импульсов, кГц	Ряды трансформаторов	Длительность импульса, мкс	Индуктивность первичной обмотки, мГн	Частота повторения импульсов, кГц
I	0,02	0,012	100	VII	2	1,5	20
II	0,05	0,03	100	VIII	5	3,5	6
III	0,1	0,6	100	IX	10	1,0	3
IV	0,2	0,12	100	X	20	15	2
V	0,5	0,3	100	XI	50	35	0,6
VI	1	0,75	30	XII	100	37	0,3

Примечание: 1. Каждый ряд содержит 21 группу, трансформаторы которых отличаются коэффициентами трансформации.

2. Во всех рядах трансформаторов максимально допустимый эффективный ток равен 50 мА.

4. Определяем индуктивность первичной (коллекторной) обмотки импульсного трансформатора

$$L_K > E_K t_n / I_{K \text{ max}} \quad (10.39)$$

В соответствии с найденной величиной L_K и заданной длительностью импульса t_n выбираем стандартный тип импульсного трансформатора (табл. 10.1).

5. Находим емкость конденсатора C_1 из условия

$$T - t_n \approx R_1 C_1 \ln(1 + n_B). \quad (10.40)$$

Практически для того, чтобы можно было не считаться с разрядом времязадающего конденсатора C_1 на срезе импульса, его емкость выбирается порядка нескольких десятков тысяч пикофард (сотые доли микрофардады). Сопротивление резистора R_1 выбирается в пределах от 5 до 30 кОм.

6. Рассчитываем сопротивление $R_{доб}$ добавочного резистора, который надо установить в цепи базы. Для этого предварительно определяем максимальное входное сопротивление

$$R_{вх \text{ max}} = \sqrt{L_K n_B h_{21э} / C_1} \text{ [Ом]}, \quad (10.41)$$

где L_K — индуктивность коллекторной обмотки ИТ, Гн; n_B — коэффициент трансформации напряжения из коллекторной обмотки в базовую; $h_{21э}$ — коэффициент передачи тока выбранного транзистора в схеме с ОЭ; C_1 — емкость конденсатора базовой цепи, Ф. Максимальное значение добавочного сопротивления составляет

$$R_{доб \text{ max}} = R_{вх \text{ max}} - h_{11э, \text{нас}} \quad (10.42)$$

где $h_{11\vartheta, \text{нас}}$ — входное сопротивление транзистора в режиме насыщения (определяется по формуле $h_{11\vartheta, \text{нас}} = U_{БЭ\text{нас}}/I_{Б\text{нас}}$, причем $U_{БЭ\text{нас}}$ и $I_{Б\text{нас}}$ могут быть найдены по характеристикам выбранного транзистора).

Сопротивление резистора $R_{\text{доб}}$ выбирается на (10...20) % менее $R_{\text{доб max}}$. Для регулировки длительности импульса резистор $R_{\text{доб}}$ берут переменным. Обычно диапазон переключения $t_{и \text{max}}/t_{и \text{min}}$ не превышает 5...6.

7. Определяем длительность фронта импульса

$$\tau_{\Phi} \approx 2,3n_{Б} [(1/2\pi f_{h_{21\vartheta}} h_{21\vartheta}) (1 + h'_{11\vartheta}/R'_н) + h_{11\vartheta} C_{к}], \quad (10.43)$$

где $h'_{11\vartheta} = h_{11\vartheta}/n_{Б}^2$ — входное сопротивление транзистора, приведенное к колле кторной цепи; $R'_н = R_н/n_{н}^2$ — нагрузочное сопротивление блокинг-генератора, приведенное к коллекторной цепи; $h_{11\vartheta}$ — входное сопротивление транзистора в схеме с ОЭ; $C_{к}$ — емкость коллекторного перехода транзистора. Полученное значение τ_{Φ} должно быть меньше заданного

$$\tau_{\Phi} < \tau_{\Phi \text{ max}}. \quad (10.44)$$

8. Рассчитываем температурную нестабильность периода повторения импульсов T в заданном диапазоне температур $t_{\text{окр min}} \dots t_{\text{окр max}}$ по формуле

$$\sigma_T = \Delta T/T_1 = (T_1 - T_2)/T_1, \quad (10.45)$$

вдесь T_1 — период повторения импульсов при температуре окружающей среды $t_{\text{окр min}}$; T_2 — период повторения импульсов при температуре окружающей среды $t_{\text{окр max}}$. Значения T_1 и T_2 рассчитываются по формулам

$$T_1 = R_1 C_1 \ln [1 + E_{к} n_{Б} / (E_{к} + I'_{КБ\text{О}} R_1)]; \quad (10.46)$$

$$T_2 = R_1 C_1 \ln [1 + E_{к} n_{Б} / (E_{к} + I''_{КБ\text{О}} R_1)], \quad (10.47)$$

где $I'_{КБ\text{О}}$ — обратный ток коллектора транзистора при температуре $t_{\text{окр min}}$ (обычно 20 °С); $I''_{КБ\text{О}}$ — обратный ток коллектора транзистора при повышенной температуре $t_{\text{окр max}}$.

Значение $I'_{КБ\text{О}}$ может быть принято равным справочному значению этого тока. Тогда, учитывая, что обратный ток коллектора возрастает примерно в 2 раза при повышении температуры на каждые 10 °С, можно найти $I''_{КБ\text{О}}$ по формуле

$$I''_{КБ\text{О}} \approx I'_{КБ\text{О}} \cdot 2^{(t_{\text{окр max}} - t_{\text{окр min}})/10}. \quad (10.48)$$

9. Выбираем сопротивление резистора R_2 и диод V_2 демпфирующей цепочки (рис. 10.9, а). При этом учитывается, что выброс напряжения $\Delta U_{КЭ\text{м}}$ в коллекторной цепи транзистора должен удовлетворять условию

$$\Delta U_{КЭ\text{м}} \leq U_{КБ \text{ max}} / (1 + n_{Б}) - E_{к}, \quad (10.49)$$

а спад тока намагничивания I_{μ} имеет аperiodический характер, т. е.

$$\Delta U_{КЭ\text{м}} = I_{\mu} R_2 R'_н / (R_2 + R'_н), \quad (10.50)$$

где $I_{\mu} = E_{к} t_{н} / L_{к}$. Таким образом,

$$R_2 = \Delta U_{КЭ\text{м}} R'_н / (R'_н I_{\mu} - \Delta U_{КЭ\text{м}}), \quad (10.51)$$

где $R'_н = R_н / n_{н}^2$.

Диод V_2 должен пропускать прямой ток не меньше I_{μ} и иметь максимально допустимое обратное напряжение

$$U_{\text{обр max}} > U_{м} / n_{н}. \quad (10.52)$$

На основании полученных данных выбираем стандартное значение резистора R_2 и конкретный тип демпфирующего диода.

10.4. Генераторы пилообразного напряжения

Во многих электронных устройствах — телевизионных и радиолокационных индикаторах, аппаратуре для точного измерения времени, в устройствах задержки импульсов на калиброванное время и т. п. — широко используются генераторы пилообразного (линейно-изменяющего) напряжения. Временная диаграмма пилообразного напряжения приведена на рис. 10.10. Основными параметрами такого напряжения являются: длительность рабочего t_p и обратного t_0 хода пилообразного напряжения; период следования импульсов T ; амплитуда импульсов U_m ; коэффициент нелинейности ϵ и коэффициент использования напряжения источника питания ξ . Коэффициент нелинейности ϵ характеризует величину отклонения напряжения на рабочем участке от линейного закона и оценивается относительным изменением скорости пилообразного напряжения du/dt на рабочем участке (за время t_p)

$$\epsilon = [(du/dt)_{\max} - (du/dt)_{\min}] / (du/dt)_{\max}, \quad (10.53)$$

где $(du/dt)_{\max}$ — скорость изменения напряжения в начале рабочего участка; $(du/dt)_{\min}$ — скорость изменения напряжения в конце рабочего участка (рис. 10.10).

Работа генераторов пилообразного напряжения основана на заряде или разряде конденсатора в течение рабочего хода. Имея в виду известное соотношение между током и напряжением конденсатора $i_c = Cdu_c/dt$, выражение для ϵ можно записать в виде

$$\epsilon = (I_{c \max} - I_{c \min}) / I_{c \max}, \quad (10.54)$$

где $I_{c \max}$ и $I_{c \min}$ — максимальное и минимальное значения тока на рабочем участке.

Рис. 10.10. Временная диаграмма пилообразного напряжения

Из формулы (10.54) следует, что для получения малого значения коэффициента нелинейности конденсатор необходимо заряжать или разряжать током, близким к постоянному. В зависимости от области применения генератора пилообразного напряжения коэффициент нелинейности имеет значение от долей до единиц и даже десятков процентов.

Эффективность работы генератора линейно изменяющегося напряжения оценивается коэффициентом использования источника питания E_K

$$\xi = U_m / E_K. \quad (10.55)$$

Для наиболее совершенных схем генераторов ξ может иметь величину порядка 0,9.

Важными характеристиками генераторов являются также быстрдействие, нагрузочная способность, экономичность, возможность регулировки амплитуды и длительности импульсов, периода колебаний и т. д.

В зависимости от предъявляемых к генератору требований существенно видоизменяется его схема, режимы работы, стабильность и быстрдействие [4, 25, 26]. Ниже рассматриваются лишь некоторые схемы генераторов пилообразного напряжения, работающих в ждущем режиме.

10.4.1. Разновидности схем транзисторных генераторов пилообразного напряжения. На рис. 10.11, а приведена простейшая схема генератора пилообразного напряжения с зарядом конденсатора через резистор. В исходном состоянии транзистор $V1$ открыт и насыщен. Поэтому напряжение на его коллекторе $U_{KЭ}$, а следовательно, и на конденсаторе $C2$, т. е. на выходе схемы, близко к нулю (рис. 10.11, б)

$$U_{KЭ} = U_{KЭ \text{нас}} = U_c = U_{\text{вых}} \approx 0. \quad (10.56)$$

С приходом на базу положительного запускающего импульса транзистор запирается и конденсатор $C2$ начинает заряжаться по цепи: $+E_K$, конденсатор $C2$, резистор $R2$, $-E_K$ с постоянной времени $\tau = R_2 C_2$. Напряжение на конденсаторе, изменяясь по экспоненциальному закону, стремится к величине E_K

$$u_c = u_{\text{вых}} = -E_K (1 - e^{-t/\tau}). \quad (10.57)$$

При $t = t_p$ напряжение на выходе достигает наибольшего по абсолютной величине значения

$$U_m = |E_k (1 - e^{-t_p/\tau})|. \quad (10.58)$$

При $t_p/\tau \ll 1$ амплитуда выходных импульсов составляет

$$U_m = |E_k t_p/\tau|. \quad (10.59)$$

По окончании запускающего импульса транзистор $V1$ отпирается и конденсатор $C2$ быстро через него разряжается. Поскольку внутреннее сопротивление открытого транзистора мало, постоянная времени разряда конденсатора оказывается меньше постоянной времени заряда. Поэтому в данной схеме $t_0 < t_p$, хотя соотношение t_p/t_0 получается сравнительно небольшим.

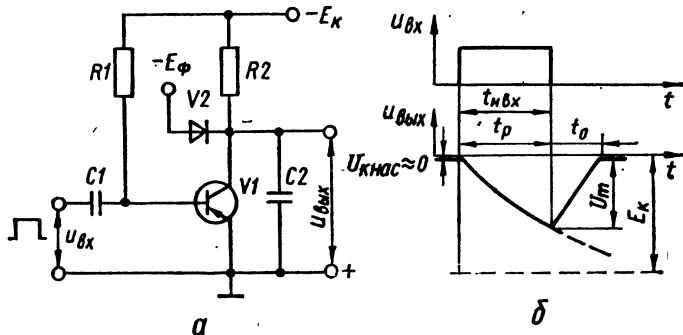


Рис. 10.11. Генератор пилообразных импульсов с зарядом конденсатора через резистор:

a — принципиальная схема; *б* — временные диаграммы;

Коэффициент нелинейности ε для рассматриваемой схемы ориентировочно равен

$$\varepsilon = t_p/\tau = U_m/E_k = \xi. \quad (10.60)$$

Для уменьшения коэффициента нелинейности приходится увеличивать напряжение питания E_k , которое может превысить максимально допустимое напряжение $U_{КЭ \max}$. Для предотвращения случайного пробоя транзистора к его коллектору подключается диод $V2$ (рис. 10.11, *a*), который фиксирует потенциал коллектора на некотором уровне $-E_\phi$. Напряжение источника питания E_ϕ выбирается так, чтобы

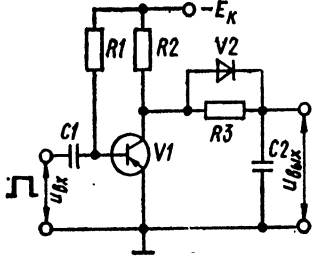
$$U_{КЭ \max} > |E_\phi| > U_m. \quad (10.61)$$

Если отрицательное напряжение на коллекторе транзистора превысит $-E_\phi$, диод $V2$ открывается и пропускает через себя ток, защищая транзистор от пробоя.

Одним из недостатков схемы на рис. 10.11, *a* является малая величина отношения t_p/t_0 . Устраняется он в схеме, приведенной на рис. 10.12. Здесь используется дополнительная цепочка $R_3 V_2$. Диод $V2$ в течение рабочего хода закрыт, и ток заряда конденсатора проходит через резистор R_3 . Конденсатор $C2$ при этом заряжается с постоянной времени $\tau = (R_2 + R_3) C_2$. Разряд конденсатора $C2$ осуществляется током транзистора, протекающим через открытый диод $V2$, который, имея незначительное сопротивление, шунтирует резистор R_3 . Если выбрать $R_3 \gg R_2$, можно, сохранив неизменной постоянную времени заряда для получения заданной длительности рабочего хода импульса t_p , уменьшить емкость $C2$ и тем самым значительно сократить постоянную времени разряда, а следовательно, и длительность обратного хода t_0 . При этом отношение t_p/t_0 заметно увеличивается.

На рис. 10.13, *a* приведена одна из наиболее высококачественных схем генераторов пилообразного напряжения с отрицательной обратной связью, которая позволяет получить линейно-изменяющееся напряжение с коэффициентом нелинейности, равным единицам или даже десятым долям процента. В исходном состоянии транзис-

тор $V1$ заперт небольшим положительным напряжением на базе $U_{БЭ0}^+$, которое обеспечивается надлежащим выбором напряжения вспомогательного источника E_B , сопротивлений резисторов $R1$ и $R2$ и внутреннего сопротивления открытого диода $V2$. При этом правая по схеме обкладка конденсатора $C2$ имеет отрицательный потенциал, близкий к $-E_K$, а левая обкладка — положительный потенциал, равный потенциалу базы запертого транзистора.



Входной импульс отрицательной полярности с длительностью $t_{нвк}$, равной длительности рабочего хода t_p пилообразного напряжения (рис. 10.13, б), запирает диод $V2$. При этом транзистор отделяется от источника E_B , а база через резистор $R1$

Рис. 10.12. Схема генератора пилообразного напряжения с повышенным отношением t_p/t_o

от источника E_K приобретает некоторый отрицательный потенциал $U_{БЭ0}^-$. Величина скачка напряжения на базе с приходом запускающего импульса составляет

$$|\Delta U_1| = U_{БЭ0}^+ + |U_{БЭ0}^-|. \quad (10.62)$$

Отрицательный скачок напряжения на базе через конденсатор $C2$ передается на коллектор, из-за чего напряжение на коллекторе понижается на такую же величину ΔU_1 (рис. 10.13, б).

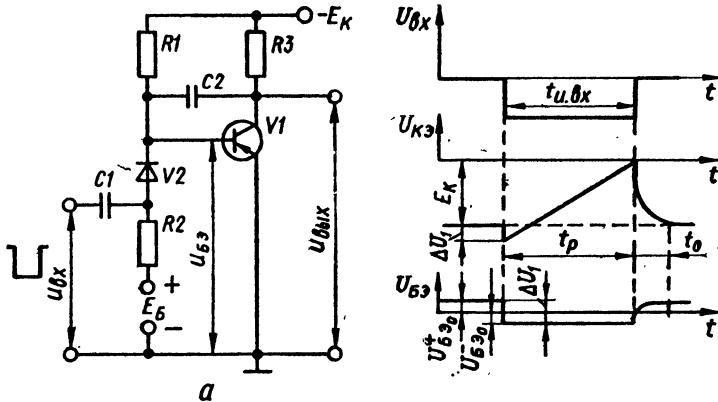


Рис. 10.13. Генератор пилообразного напряжения с отрицательной обратной связью:

а — принципиальная схема; б — временные диаграммы

После отпирания транзистора конденсатор $C2$ начинает разряжаться через резистор $R1$, источник E_K и открытый транзистор $V1$. Ток разряда конденсатора равен

$$I_p \approx (|U_C| + |E_K| - |U_{КЭ}|) / R_1. \quad (10.63)$$

При разряде напряжение U_C на конденсаторе $C2$ снижается. Однако при этом потенциал базы $U_{БЭ} = U_C - U_{КЭ}$ становится более отрицательным, коллекторный ток увеличивается, а коллекторное напряжение $U_{КЭ}$ по абсолютной величине уменьшается. Поэтому напряжение $U_{БЭ}$ остается практически неизменным, а это, в свою очередь, означает, что величина тока разряда конденсатора I_p поддерживается также неизменной. Таким образом, роль отрицательной обратной связи между коллектором и базой транзистора (через конденсатор $C2$) проявляется в том, что уменьшение тока разряда конденсатора вызывает противодействие схемы, препятствующее этому из-

менению тока. В результате можно считать, что

$$I_p \approx E_k / R_1 = \text{const}, \quad (10.64)$$

т. е. разряд конденсатора осуществляется практически постоянным током¹.

Следствием разряда конденсатора $C2$ в течение рабочего хода почти по линейному закону является почти линейное уменьшение напряжения на конденсаторе $C2$ и, соответственно, почти линейное возрастание напряжения $U_{KЭ}$, являющегося выходным напряжением генератора (рис. 10.13, б).

После того как на входе заканчивается действие запирающего импульса, диод $V2$ открывается, а транзистор $V1$ вновь запирается, и напряжение на коллекторе и ба-

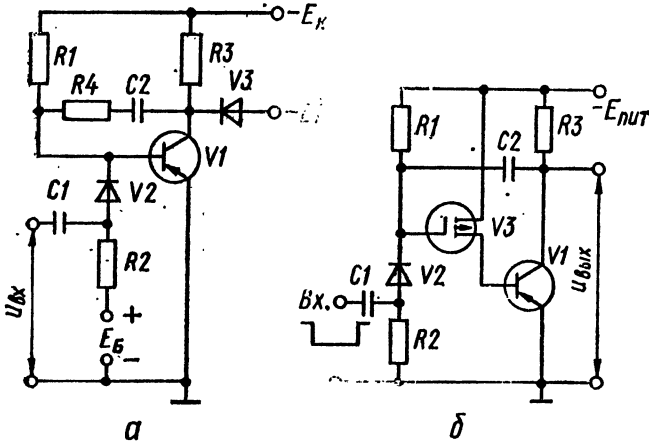


Рис. 10.14. Генераторы пилообразного напряжения:
а — с дополнительным резистором в цепи обратной связи и фиксацией напряжения на коллекторе; б — с гибридным включением биполярного и полевого транзисторов

ве постепенно достигает значений, соответствующих исходному состоянию. Следует отметить, что отрицательная обратная связь действует только при работе транзистора в усилительном режиме, когда он открыт. Поэтому в течение времени $t_{н.вх}$, когда напряжение на коллекторе по абсолютной величине уменьшается, должна быть исключена вероятность перехода транзистора в режим насыщения.

Длительность рабочего хода t_p генерируемых пилообразных импульсов определяется длительностью входных импульсов; длительность обратного хода t_0 — временем заряда конденсатора $C2$

$$t_0 \approx 3(R_2 + R_{д пр} + R_3)C_2, \quad (10.65)$$

где $R_{д пр}$ — прямое сопротивление открытого диода $V2$.

Коэффициент нелинейности генератора с отрицательной обратной связью равен

$$\varepsilon = \xi R_1 / h_{21э} R_3, \quad (10.66)$$

Практически схема, приведенная на рис. 10.13, а, позволяет получить $\varepsilon = (0,5... 5)\%$ при коэффициенте использования напряжения источника питания $\xi = 0,85... 0,95$; длительность рабочего хода t_p соответствует микросекундному диапазону [4].

На рис. 10.14 показаны схемы генераторов пилообразного напряжения с отрицательной обратной связью, несколько отличающиеся от базовой схемы на рис. 10.13, а. В схеме на рис. 10.14, а с помощью дополнительного резистора $R2$ удается компенсировать первоначальный скачок напряжения ΔU_1 на коллекторе транзистора $V1$,

¹ Разумеется, ток I_p на протяжении рабочего хода несколько уменьшается, но это уменьшение происходит на величину, значительно меньшую, чем было бы в отсутствие обратной связи.

а с помощью фиксирующего диода $V3$ установить некоторый пороговый уровень отрицательного напряжения на коллекторе, не превышающей по абсолютной величине напряжения источника E_1 . При достижении коллекторным напряжением уровня $-E_1$ открывается диод $V3$ и фиксируется потенциал коллектора запятого транзистора на уровне $-E_1$. Тем самым удается несколько уменьшить длительность обратного хода импульса t_0 .

В схеме на рис. 10.14, б используется гибридное соединение биполярного и полевого транзистора. В качестве полевого транзистора применяется МДП-транзистор с p -каналом, работающий в режиме обогащения и обладающий очень большим входным сопротивлением. Схема позволяет увеличить коэффициент усиления каскада по напряжению

$$K_U = h_{21э} S R_3, \quad (10.67)$$

где S — крутизна стоко-затворной характеристики полевого транзистора.

Коэффициент нелинейности такой схемы равен

$$\epsilon = 1/(1 + K_U). \quad (10.68)$$

Поэтому чем больше $h_{21э}$ и S используемых транзисторов, тем больше K_U и тем меньше коэффициент нелинейности схемы. Так, при $h_{21э} = 100$, $S = 5 \text{ мА/В}$ и $R_3 = = 2 \text{ кОм}$ получаем $\epsilon \approx 0,1\%$.

10.4.2. Расчет транзисторного генератора пилообразного напряжения. При расчете генератора пилообразного напряжения обычно задаются: длительность рабочего t_p и обратного t_0 хода генерируемых импульсов; требуемая амплитуда импульсов U_m и допустимый коэффициент нелинейности ϵ . В результате расчета должны быть определены параметры элементов схемы генератора. Рассмотрим порядок расчета генератора пилообразного напряжения применительно к схеме на рис. 10.13, а [4, 23, 25].

1. Определяем напряжение источника коллекторного питания

$$E_K = (1, 1, \dots, 1, 2) U_m, \quad (10.69)$$

а в случае использования схемы с фиксирующим диодом

$$E_K > E_1 = (1, 1, \dots, 1, 2) U_m, \quad (10.70)$$

где U_m — заданная амплитуда импульсов, а $E_K \approx 2E_1$.

2. По найденному напряжению E_K выбирают тип транзистора. Необходимо, чтобы

$$|E_K| < U_{\text{КБ max}}, \quad (10.71)$$

где $U_{\text{КБ max}}$ — максимально допустимое постоянное напряжение выбранного типа транзистора.

При выполнении условия (10.71) предпочтение отдается транзисторам с большим значением $h_{21э}$, малой величиной $I_{\text{КБО}}$, высоким значением предельной частоты коэффициента передачи тока $f_{h_{21э}}$.

3. Определяем сопротивление резистора $R3$ в цепи коллектора в соответствии с неравенством

$$E_K / I_{\text{К max}} < R_3 \ll E_K / I_{\text{КБО}}. \quad (10.72)$$

Рекомендуемые значения сопротивления резистора $R3$ лежат в пределах (1... 10) кОм.

4. Находим сопротивление резистора $R1$ по заданному значению коэффициента нелинейности

$$R_1 = \epsilon h_{21э} R_3 / \xi, \quad (10.73)$$

где ξ выбирается в пределах 0,85...0,95.

5. Определяем емкость конденсатора $C2$ по формуле

$$C_2 = t_p / \xi R_1. \quad (10.74)$$

6. Находим длительность t_0 . Для схемы на рис. 10.13, а t_0 определяется по формуле (10.65), а для схемы на рис. 10.14, а по формуле

$$t_0 = (R_2 + R_{\text{д.п.р}} + R_3) C_2 \ln [E_K / (E_K - \hat{E}_1)], \quad (10.75)$$

где $R_{д.пр}$ — прямое сопротивление диода $V2$ (порядка десятков — сотен Ом в зависимости от типа диода). Обычно в качестве диодов $V2$ и $V3$ (на рис. 10.14, а) выбирают кремниевые универсальные или импульсные диоды с высокой рабочей частотой и малым временем восстановления обратного сопротивления.

7. Из условия неискаженной передачи входных импульсов рассчитываем емкость конденсатора

$$R_2 C_1 \gg t_{и.вх} = t_p. \quad (10.76)$$

10.5. Генераторы импульсов на интегральных микросхемах

В микроэлектронной технике широко используются генераторы импульсов на ИМС, при построении которых применяются три варианта схемных решений:

1. Генераторы на основе специально сконструированных ИМС, предназначенных для генерирования импульсов прямоугольной формы (буквенное обозначение в маркировке ИМС — ГГ); линейно-изменяющихся сигналов (ГЛ) и сигналов специальной формы (ГФ).

2. Генераторы на основе ИМС операционных усилителей с использованием каскадов дифференциального усиления.

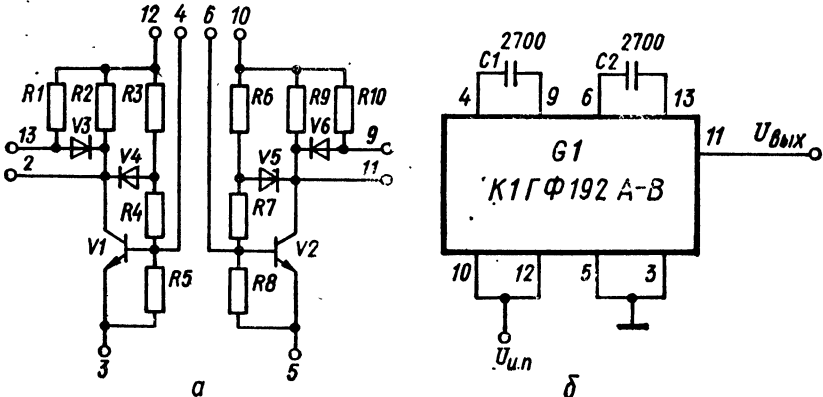


Рис. 10.15. Мультивибратор на ИМС К1ГΦ192А — К1ГΦ192В:

а — принципиальная схема; б — типовая схема включения

3. Генераторы на основе соответствующей комбинации логических ИМС.

К ИМС, специально предназначенным для генерирования импульсов, следует отнести микросхемы 2ГФ181, К1ГΦ192А — К1ГΦ192В, К2ГФ181, К2ГФ182, К224АФ1, К1ГФ191 и др. [11, 13, 25, 34].

На рис. 10.15 — 10.18 приведены принципиальные схемы и типовые схемы включения автоколебательных мультивибраторов на ИМС. Основные технические показатели этих мультивибраторов:

на ИМС К1ГΦ192А — К1ГΦ192В: напряжение источника питания $U_{и.п} = +3В$; ток потребления $I_{пот} \leq 6 мА$; амплитуда выходных импульсов $U_m = 1,4 В$; длительность выходных импульсов $t_n = (10...20) мкс$; длительность среза импульсов $\tau_c \leq (0,8 \dots 1,8) мкс$;

на ИМС К2ГФ181: потребляемая мощность $P_{пот} \leq 86 мВт$; амплитуда выходных импульсов $U_m \geq 2,8 В$; период повторения импульсов $T = (0,6...1,5) мкс$; длительность фронта импульсов $\tau_{ф} \leq 1 мкс$; длительность среза импульсов $\tau_c \leq 0,2 мкс$; сопротивление нагрузки $R_n = 2 кОм$;

на ИМС К2ГФ182: потребляемая мощность $P_{пот} \leq 76 мВт$; амплитуда входного напряжения $U_{вх макс} = -(2,5...6) В$; длительность запускающих импульсов

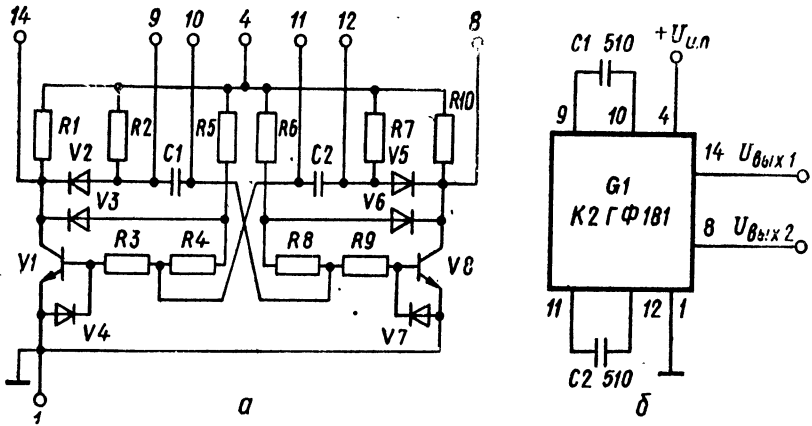


Рис. 10.16. Мультивибратор на ИМС К2ГФ181:
 а — принципиальная схема; б — типовая схема включения

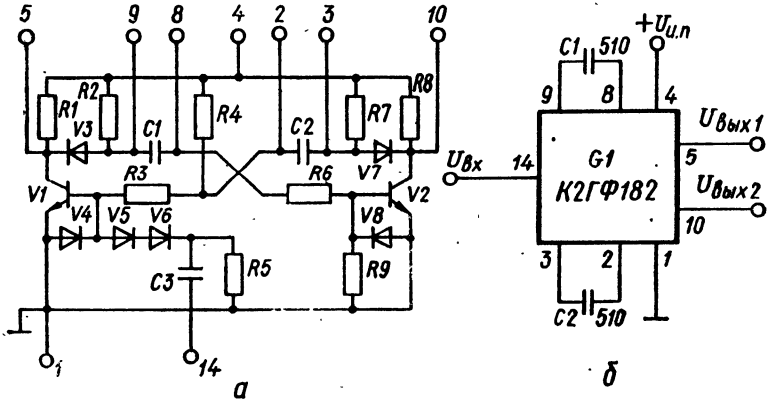


Рис. 10.17. Мультивибратор на ИМС К2ГФ182:
 а — принципиальная схема; б — типовая схема включения

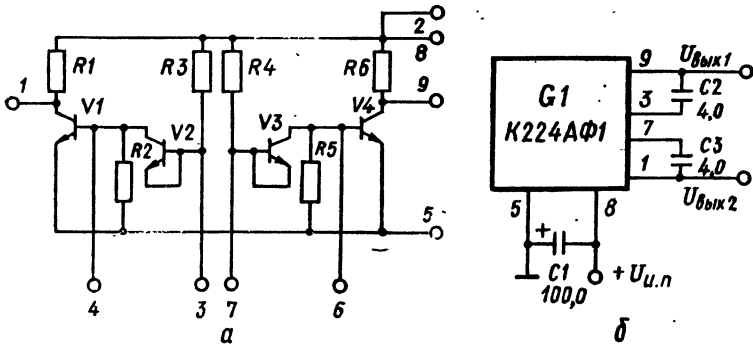


Рис. 10.18. Мультивибратор на ИМС К224АФ1:
 а — принципиальная схема; б — типовая схема включения

$t_{н.вх} = 0,3$ мкс; амплитуда выходных импульсов $U_m \geq 2,8$ В; длительность выходных импульсов $t_n = (0,6...1,7)$ мкс; длительность фронта импульсов $\tau_{ф} \leq 1$ мкс; длительность среза импульсов $\tau_c \leq 0,15$ мкс; допустимое напряжение помех $U_{п} = 0,8$ В; сопротивление нагрузки $R_n = 2$ кОм;

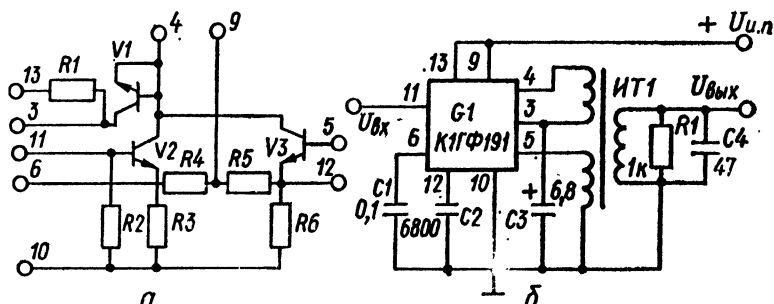


Рис. 10.19. Ждущий блокинг-генератор на ИМС К1ГФ191:

а — принципиальная схема элемента блокинг-генератора в интегральном исполнении; б — типовая схема включения с внешними навесными элементами

на ИМС К224АФ1: напряжение источника питания $U_{и.п} = +9$ В; потребляемая мощность $P_{пот} \leq 100$ мВт; ток потребления $I_{пот} \leq 6$ мА; длительность выходных импульсов $t_n = (95...135)$ мс; период повторения импульсов $T = (900...270)$ мс; амплитуда выходных импульсов $U_m = 7$ В; сопротивление нагрузки $R_n = 15$ кОм.

На рис. 10.19 приведена принципиальная схема и схема включения ИМС типа

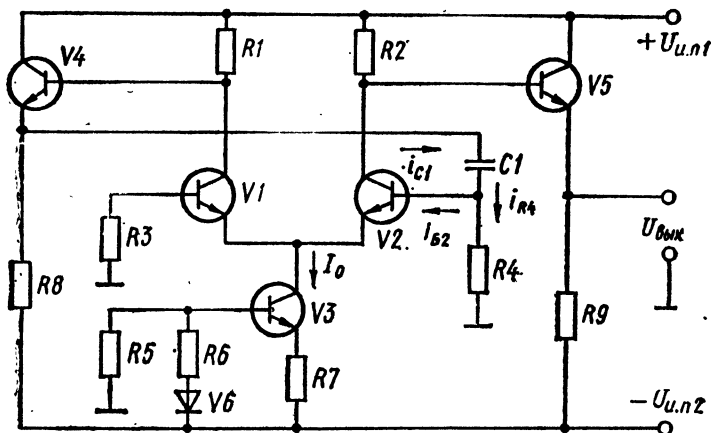


Рис. 10.20. Принципиальная схема одноемкостного мультивибратора с выходными эмиттерными повторителями на базе ДУ

К1ГФ191, выполняющая функцию элемента ждущего блокинг-генератора. С помощью внешних навесных элементов схема приобретает функциональную завершенность. Основные параметры такого блокинг-генератора: напряжение источника питания $U_{и.п} = +6,3$ В; ток потребления $I_{пот} \leq 3$ мА; амплитуда входных импульсов $U_{вх\max} = +3,5$ В; частота входных импульсов $f_{вх} < 100$ кГц; длительность запускающих импульсов $t_{н.вх} = (0,2...0,4)$ мкс; длительность фронта входных импульсов $\tau_{ф.вх} \leq 0,1$ мкс; амплитуда выходных импульсов $U_m \leq 3$ В; длительность выходных импульсов $t_n \geq (0,3...1,4)$ мкс; длительность фронта выходных импульсов $\tau_{ф.вых} \leq 0,3$ мкс; длительность среза выходных импульсов $\tau_{с.вых} \leq 0,5$ мкс; допустимое напряжение помех $U_{п} = 0,5$ В; сопротивление нагрузки $R_n = 1$ кОм.

Для построения схем импульсных генераторов в последнее время с успехом используют дифференциальные усилители [7, 16, 31]. На рис. 10.20 приведена принципиальная схема одноемкостного мультивибратора с выходными эмиттерными повторителями. Положительная обратная связь в схеме обеспечивается соединением через времязадающий конденсатор $C1$ одного из входов транзисторов дифференциального каскада с синфазным выходом. Мульти-

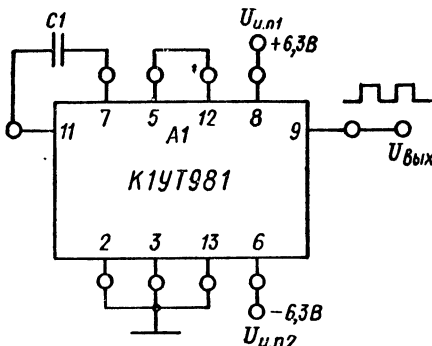


Рис. 10.21. Типовая схема включения мультивибратора на ИМС К1УТ981

вibrator работает следующим образом. В момент включения источника питания на коллекторе транзистора $V1$ возникает положительный скачок напряжения, который через эмиттерный повторитель на транзисторе $V4$ и конденсатор $C1$ передается на базу транзистора $V2$. Это вызывает развитие лавнообразного процесса открывания транзистора $V2$ и запираания транзистора $V1$. По мере заряда конденсатора $C1$ напряжение на базе транзистора $V2$ постепенно уменьшается, и при достижении некоторого порогового значения развивается обратный лавнообразный процесс, в результате которого транзистор $V1$ открывается, а $V2$ — запирается. На коллекторе открытого транзистора $V1$ устанавливается минимальное напряжение. Затем происходит разряд конденсатора $C1$ через резистор

$R4$ и выходное сопротивление каскада на транзисторе $V1$. По мере разряда конденсатора отрицательное напряжение на базе транзистора $V2$ уменьшается, и при достижении порогового значения этого напряжения схема вновь возвращается в исходное состояние, когда транзистор $V1$ закрыт, а $V2$ — открыт. Далее автоколебательный процесс повторяется, в результате чего на выходе мультивибратора формируются импульсы, близкие по форме к прямоугольной.

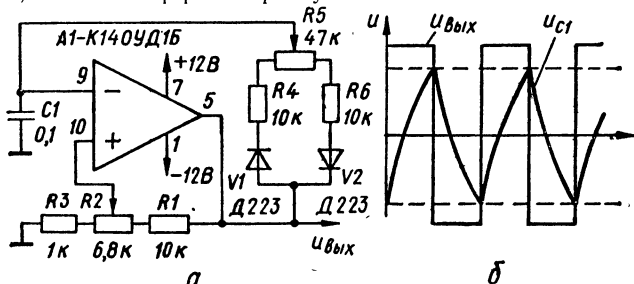


Рис. 10.22. Генератор прямоугольных импульсов на ИМС К140УД1Б:

a — принципиальная схема; b — графики выходного напряжения и напряжения на конденсаторе

На базе рассмотренной схемы построен мультивибратор с использованием ИМС К1УТ981 (рис. 10.21). Мультивибратор имеет следующие электрические параметры: амплитуда выходных импульсов U_m не менее 4 В; максимальная частота генерации $f_{max} = 300$ кГц; токи потребления от каждого источника питания $I_{пот1}$ и $I_{пот2}$ не более 5 мА; частота колебаний при изменении емкости навесного конденсатора $C1$ от 1 мкФ до 100 пФ изменяется от 10 Гц до 100 кГц [31].

На рис. 10.22, a приведена схема генератора прямоугольных импульсов на операционном усилителе типа К140УД1Б. Положительная обратная связь создается подачей части выходного напряжения на неинвертирующий вход операционного усилителя через делитель $R1 - R3$. Элементы $R4 - R6$ и $C1$ образуют интегрирующую петлю и определяют частоту генерации.

Пусть напряжение на выходе усилителя в предшествующий момент было отрицательным, а напряжение на конденсаторе $C1$ только что достигло значения на неинвер-

тирующем входе, равно $U_{\text{вых}}(R_3 + \Delta R_2) / (R_1 + R_2 + R_3)$. Когда напряжение на конденсаторе $C1$ станет меньше этого значения, усилитель скачком изменит выходное напряжение с отрицательного уровня на положительный. На неинвертирующем входе также будет напряжение положительной полярности, равное $U_{\text{вых}}(R_3 + \Delta R_2) / (R_1 + R_2 + R_3)$. Конденсатор $C1$ начнет перезаряжаться током, равным $U_{\text{вых}} / (R_4 + \Delta R_3)$. При этом полярность напряжения на его обкладках изменится на противоположную (рис. 10.22, б). Когда же напряжение на конденсаторе $C1$ достигнет уровня напряжения на неинвертирующем входе усилителя, напряжение на выходе усилителя вновь скачком изменит полярность и цикл повторится.

Длительность генерируемых прямоугольных импульсов определяется глубиной положительной обратной связи, постоянными времени заряда и разряда конденсатора C_1 и уровнями выходных напряжений усилителя. Частота повторения импульсов регулируется при помощи потенциометра $R2$, который изменяет глубину положи-

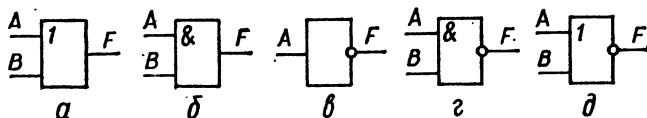


Рис. 10.23. Условные обозначения основных логических элементов:

a — схема ИЛИ; $б$ — схема И; $в$ — схема НЕ; $г$ — схема И — НЕ; $д$ — схема ИЛИ — НЕ

тельной обратной связи. С помощью потенциометра $R5$ регулируется скважность импульсов. Дiodы $V1$ и $V2$ разделяют цепи прохождения токов заряда конденсатора $C1$ при положительном и отрицательном выходных напряжениях усилителя.

При показанных на рис. 10.22, a номиналах элементов схемы генератор вырабатывает импульсы с амплитудой $U_m = \pm 7,5$ В и частотой (150...1500) Гц. При изменении емкости конденсатора $C1$ до 0,01 мкФ частота генератора изменяется в пределах (1500...15 000) Гц [16].

Схемы генераторов импульсов на логических интегральных микросхемах весьма разнообразны. Их построение подробно рассматривается в литературе по цифровой вычислительной технике и в соответствующих справочниках [11, 25, 34, 37].

Ниже приведены основные сведения о построении импульсных генераторов на логических (цифровых) ИМС. При всем многообразии логических операций, выполняемых современными цифровыми ИМС, в основе математического описания их работы лежат достаточно простые положения алгебры логики, или булевой алгебры.

В булевой алгебре переменные и их функции могут принимать только два значения: 0 и 1. Над переменными могут производиться три основных действия: логическое сложение, логическое умножение и логическое отрицание, что соответствует логическим функциям ИЛИ, И, НЕ.

Логическая функция ИЛИ — логическое сложение (дизъюнкция) — обозначается $F = A \vee B$ и читается так: логическая функция F принимает значение логической единицы ($F = 1$), если логическая переменная A или логическая переменная B равны 1 (можно читать: F равно A или B).

Логическая функция И — логическое умножение (конъюнкция) — обозначает $F = A \cdot B$. Эта условная запись читается так: $F = 1$ тогда и только тогда, когда A и B равны 1; при любых других сочетаниях логических переменных $F = 0$ (можно читать: F равно A и B).

Логическая функция НЕ — логическое отрицание (инверсия) — обозначается $F = \bar{A}$ и читается так: F равно не A (или F есть инверсия A).

Помимо простейших логических операций, могут быть использованы и более сложные. Важнейшие из них:

Логическая функция И — НЕ — отрицание конъюнкции (операция Шеффера) — обозначается $F = \overline{A \cdot B}$.

Логическая функция ИЛИ — НЕ — отрицание дизъюнкции (операция Пирса) — обозначается $F = \overline{A \vee B}$.

В соответствии с приведенными выше соображениями может быть составлена таблица состояний логических переменных — таблица истинности (табл. 10.2).

Схемотехническая реализация рассмотренных логических операций производится с помощью логических элементов, условное изображение которых приведено на рис. 10.23. Как видно из рисунка, логический элемент обозначается прямоугольником,

Таблица 10.2. Состояния логических переменных

A	B	F				
		ИЛИ	И	НЕ	И-НЕ	ИЛИ-НЕ
0	0	0	0	1	1	1
0	1	1	0	1	1	0
1	0	1	0	0	1	0
1	1	1	1	0	0	0

внутри которого указывается символ, определяющий выполняемую функцию. Символ 1 определяет функцию ИЛИ; символ & — функцию И; инверсия, осуществляемая функциональным элементом, обозначается кружком на выходе прямоугольника.

Функционально полная система логических элементов — это такой набор элементов, используя который, можно реализовать любую сколь угодно сложную логическую функцию. Так как любая логическая функция представляет собой комбинацию простейших функций — дизъюнкции, конъюнкции и инверсии,

набор из элементов ИЛИ, И, НЕ является функционально полным. То же можно сказать и об элементах, реализующих функции И — НЕ и ИЛИ — НЕ.

Для выполнения логических операций с использованием потенциального кода в качестве двоичной переменной приняты уровни напряжений: за значение логической единицы можно принять, например, высокий положительный потенциал, а за значение логического нуля — нулевой потенциал. Очевидно, что в состав логических схем должны входить элементы, имеющие два устойчивых состояния, одно из которых

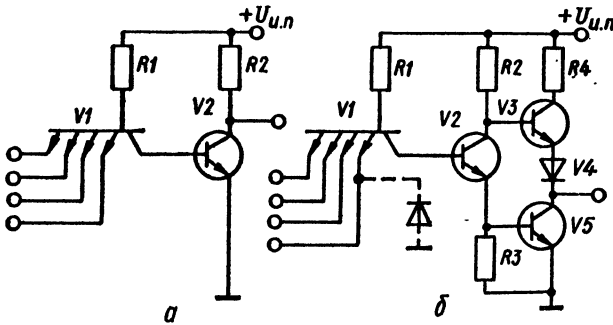


Рис. 10.24. Элемент И — НЕ типа ТТЛ:

а — схема с простым инвертором; б — схема со сложным инвертором

соответствует единице, а другое — нулю. Этому требованию удовлетворяют полупроводниковые диоды и транзисторы, которые наиболее часто используются в логических ИМС.

В зависимости от типа базового электронного элемента логические (цифровые) ИМС делятся на схемы резисторно-транзисторной (РТЛ), диодно-транзисторной (ДТЛ), резисторно-емкостной транзисторной (РЕТЛ), транзисторно-транзисторной (ТТЛ) и эмиттерно-связанной транзисторной (ЭСТЛ) логики. Наряду с биполярными транзисторами в цифровых ИМС широко применяются и полевые (МДП) транзисторы.

Серии ИМС типа РТЛ, РЕТЛ и ДТЛ продолжают выпускаться — они достаточно широко используются в существующей серийной аппаратуре. Однако в новых разработках эти ИМС не применяются, поскольку более высокими качественными показателями обладают ИМС типа ТТЛ и ЭСТЛ. Типовые схемы этих элементов приведены на рис. 10.24 и 10.25.

Рассмотрим работу этих схем. Если на все эмиттеры многоэмиттерного (МЭТ) транзистора $V1$ в схеме с простым инвертором (рис. 10.24, а) поданы напряжения, соответствующие логической единице, то эмиттерные переходы этого транзистора будут смещены в обратном направлении, а коллекторный переход — в прямом. При этом токи эмиттеров окажутся пренебрежимо малыми, а ток базы через резистор $R1$ от источника питания $U_{и.п}$ через смещенный в прямом направлении коллекторный переход пройдет в базу транзистора $V2$, переводя его в режим насыщения. Падение напряжения на резисторе $R2$ в цепи коллектора этого транзистора резко увеличится, а выходное напряжение, снимаемое с коллектора транзистора $V2$ ($U_{КЭ} = U_{и.п} - I_{К}R_2$), будет минимальным, что соответствует состоянию логического нуля. Если же хотя бы на один из эмиттеров многоэмиттерного транзистора подать низкое (соответствующее 0) напряжение, то этот эмиттерный переход окажется смещенным в прямом направлении и ток базы МЭТ потечет через открытый эмиттерный переход. Транзистор $V2$ при этом перейдет в закрытое состояние, а напряжение на его коллекторе увеличится до уровня логической единицы.

В схеме со сложным инвертором (рис. 10.24, б) входной каскад на МЭТ работает аналогично рассмотренному выше. Для увеличения быстродействия и нагрузочной способности в этой ИМС используется эмиттерный повторитель на транзисторе $V3$. Его эмиттерной нагрузкой является транзистор $V5$, управляемый напряжением, снимаемым с резистора $R3$. Диод $V4$ является смещающим. Он обеспечивает запертие транзистора $V3$ при открытых транзисторах $V2$ и $V5$. Для исключения ложных срабатываний, вызываемых затухающими колебаниями после окончания входного сигнала, к каждому из выходов МЭТ подключаются демфирующие диоды (на рис. 10.24, б показан один из них).

Основу схемы типа ЭСТЛ (рис. 10.25) составляет дифференциальный усилитель на транзисторах $V1 - V4$. Если на базовых входах этих транзисторов действуют на-

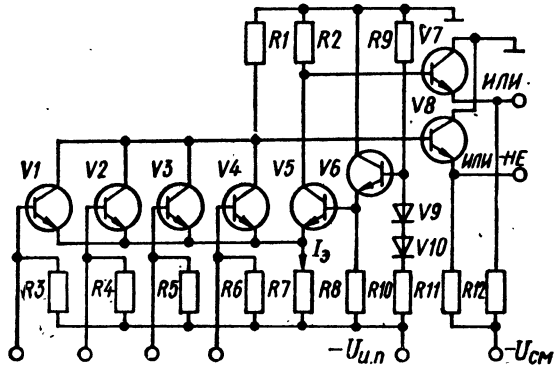


Рис. 10.25. Элемент типа ЭСТЛ, выполняющий функции ИЛИ — НЕ и ИЛИ

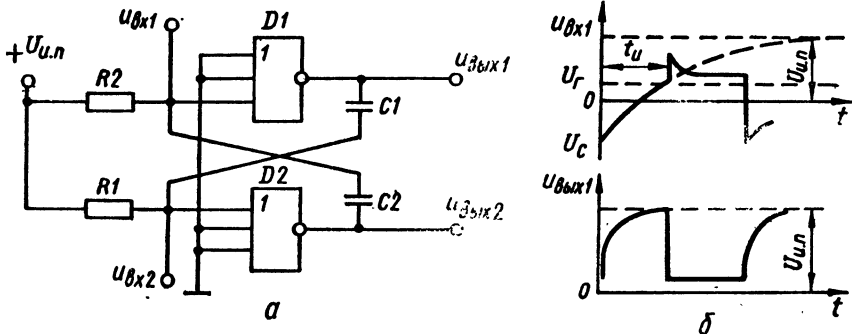


Рис. 10.26. Принципиальная схема (а) и временные диаграммы (б) генератора импульсов на элементах ИЛИ — НЕ

пряжения, соответствующие логическому нулю, то транзисторы $V1 - V4$ будут заперты. Ток от источника в этом случае пройдет через открытый транзистор $V5$, поскольку на его базу подается некоторое прямое опорное напряжение, снимаемое с ре-

вистора R_{10} . Потенциал коллектора транзистора V_5 понижается, соответственно снизится и потенциал базы транзистора V_7 . На выходе этого транзистора (на резисторе R_{12}) установится напряжение на уровне логического нуля. Ток от источника питания при запертых $V_1 - V_4$ пройдет через резистор R_1 в базу транзистора V_8 , что приведет к отпиранию этого транзистора, увеличению падения напряжения на нагрузочном резисторе R_{11} , а следовательно, к появлению в выходной (эмиттерной) цепи транзистора V_8 напряжения логической единицы.

При подаче на один из базовых входов (или на все входы) транзисторов $V_1 - V_4$ напряжения логической единицы соответствующий транзистор отпирается. Происходит перераспределение тока источника: практически весь ток направляется через резистор R_1 в открытый транзистор входной цепи $V_1 - V_4$, транзистор V_8 при этом запирается, на его выходе напряжение снижается до уровня логического нуля. Транзистор V_5 также запирается, потенциал его коллектора, а следовательно, и потенциал базы транзистора V_7 повышается. Это приведет к увеличению тока через сопротивление нагрузки R_{12} , в результате чего на выходе транзистора V_7 сформируется напряжение логической единицы. Для нормальной работы схемы существенное значение имеет выбор режима ее работы, в частности, подбор опорного напряжения на базе V_5 , напряжения смещения $U_{см}$, выбор уровня 0 и 1.

Принцип построения генераторов импульсов на логических ИМС основан на том, что в данных микросхемах, как правило, имеется элемент НЕ — инвертирующий усилитель. Два инвертора, включенные в цепь положительной обратной связи, когда выход первого из них соединен со входом второго, а выход второго — со входом первого, образуют схему, способную к самовозбуждению [37, с. 151—165].

Схема автоколебательного генератора импульсов на ИМС типа ИЛИ — НЕ приведена на рис. 10.26, а. Все входы элементов ИЛИ — НЕ, кроме одного, заземлены. Времензадающие (хронизирующие) конденсаторы C_1 и C_2 включены между выходом одного и входом другого элемента. Времензадающие резисторы включены между положительным полюсом источника питания $U_{н.п}$ и входом элемента ИЛИ — НЕ.

В режиме генерации происходит непрерывная смена временно устойчивых (квазустойчивых) состояний. Когда верхний элемент D_1 закрыт, на его выходе устанавливается напряжение логической единицы. В это время нижний элемент D_2 открыт — на его выходе устанавливается напряжение логического нуля. Конденсатор C_1 в этих условиях будет заряжаться через выходное сопротивление ИМС D_1 и входное сопротивление ИМС D_2 , а конденсатор C_2 , ранее зарядившийся до напряжения на выходе закрытого элемента ($U_{н.п}$), будет разряжаться через выходное сопротивление ИМС D_2 , источник напряжения $U_{н.п}$ и резистор R_2 . Если учесть, что выходное напряжение открытого нижнего элемента D_2 близко к нулю, то логично считать, что входное напряжение верхнего закрытого элемента D_1 равно $u_{вх1} \approx -u_{C_2}$, где u_{C_2} — напряжение на конденсаторе C_2 . Разряжаясь, конденсатор C_2 будет стремиться перезарядиться до напряжения, близкого к $-U_{н.п}$. Входное напряжение элемента D_1 при этом стремится к напряжению $+U_{н.п}$ (рис. 10.26, б). Процесс увеличения напряжения $u_{вх1}$ будет происходить до тех пор, пока это напряжение не достигнет некоторого граничного напряжения $U_{г}$, при котором элемент ИЛИ — НЕ из состояния логической единицы скачкообразно переходит в состояние логического нуля. Поэтому при $u_{вх1} = U_{г}$ элемент D_1 перейдет в открытое состояние, а элемент D_2 — в закрытое. Далее успевший зарядиться конденсатор C_1 начнет разряжаться, а разряженный конденсатор C_2 — заряжаться. Процесс генерации импульсов, таким образом, станет непрерывным.

Для симметричной схемы при $C_1 = C_2 = C$, $R_1 = R_2 = R$ напряжение на входе открытого элемента и полностью разряженном конденсаторе равно

$$U_{вх}^0 = U_{г} + (U_{н.п} - U_{г}) R_{вх}^0 / (R + R_{вх}^0), \quad (10.77)$$

где $R_{вх}^0$ — входное сопротивление открытого элемента ($R_{вх}^0 = du_{вх}/di_{вх}$ при $u_{вх} > U_{г}$). Тогда максимальное напряжение на зарядившемся конденсаторе

$$U_c = U_{вх}^1 - U_{вх}^0 = (U_{н.п} - U_{г}) R / (R + R_{вх}^0), \quad (10.78)$$

где $U_{вх}^1$ — напряжение логической единицы на выходе; $U_{вх}^0$ — напряжение логического нуля на входе. Длительность генерируемых импульсов в таком генераторе

равна

$$t_n = RC \ln \frac{U_{и.п} (2R + R_{вх}^0) - U_{г} R}{(U_{и.п} - U_{г}) (R + R_{вх}^0)} \quad (10.79)$$

Величина сопротивлений резисторов $R_1 = R_2 = R$ должна удовлетворять условию

$$R < [h_{21э} (U_{и.п} - U_{г}) R'_{вых} - U_{и.п} R_{вх}^0] / U_{и.п} \quad (10.80)$$

где $R_{вых}^1 = du_{вых}/di_{вых}$ — выходное сопротивление закрытого элемента (при $u_{вх} < U_{г}$); $h_{21э}$ — коэффициент передачи тока транзистора инвертирующего усилителя используемой ИМС.

Простейшая схема импульсного генератора на ИМС типа И — НЕ приведена на рис. 10.27, а. Положительная обратная связь обеспечивается с помощью конденсаторов C_1 и C_2 , соединяющих выход одного элемента со входом другого. Если верхний элемент $D1$ закрыт, то конденсатор C_2 заряжается через его выходное сопротивление и резистор R_2 . На этом резисторе создается напряжение $u_{вх2} > U_{г}$ и нижний элемент $D2$ при этом открывается. Конденсатор C_1 разряжается через выходное сопротивление ИМС $D2$ и диод $V1$, который ускоряет время разряда. При напряжении $u_{вх1} < U_{г}$ элемент $D1$ удерживается в закрытом состоянии. Когда по мере заряда конденсатора C_2 напряжение $u_{вх2}$, уменьшаясь, достигнет уровня $u_{г}$ (рис. 10.27, б), нижний элемент $D2$ закроется, а верхний откроется. Далее разрядившийся конденсатор C_1 будет заряжаться, а зарядившийся C_2 разряжаться. Процесс генерации импульсов станет непрерывным.

При $C_1 = C_2 = C$ и $R_1 = R_2 = R$ длительность генерируемых импульсов может

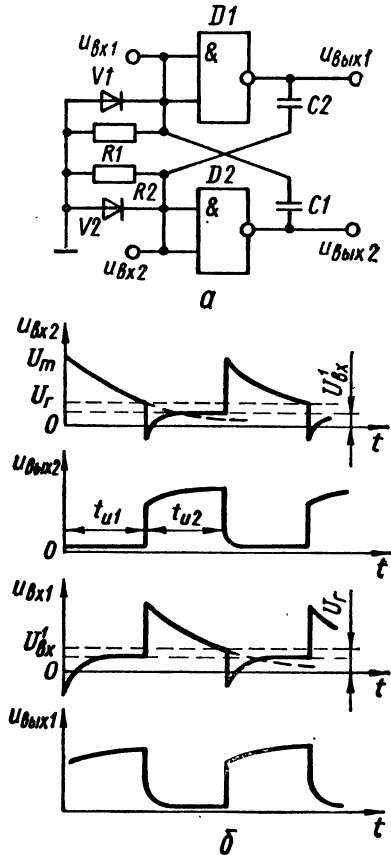


Рис. 10.27. Принципиальная схема (а) и временные диаграммы (б) генератора импульсов на элементах И — НЕ

быть найдена по формуле

$$t_n \approx \tau_3 \ln \frac{U_{и.п} (R + R_{вх}^1) + R_{вх}^1 R I_{вх}^1}{U_{г} (R + R_{вх}^1) (R + R_{вых}^1)} \quad (10.81)$$

где τ_3 — постоянная времени заряда конденсатора: $\tau_3 = C (R + R_{вых}^1)$; $U_{и.п}$ — напряжение источника питания ИМС; $R_{вх}^1$ и $R_{вых}^1$ — соответственно входное и выходное сопротивления ИМС при напряжении логической единицы на входе или выходе; $I_{вх}^1$ — входной ток логической единицы.

Для обеспечения нормальной работы генератора необходимо выполнить условия

$$U_{\text{вх}}^1 < U_{\text{Г}}; \quad (10.82)$$

$$U_{\text{max}} > U_{\text{Г}}, \quad (10.83)$$

где U_{max} — заданная амплитуда импульсов на выходе генератора; $U_{\text{Г}}$ — граничное напряжение, при котором схема переходит из одного состояния в другое.

Величина сопротивления резисторов $R_1 = R_2 = R$ должна удовлетворять условию

$$R < U_{\text{Г}} R_{\text{вх}}^1 / (R_{\text{вх}}^1 - U_{\text{Г}}). \quad (10.84)$$

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННОЙ ЛИТЕРАТУРЫ К РАЗДЕЛУ III

1. Бондаренко В. Г. RC-генераторы синусоидных колебаний на транзисторах.— Киев: Техніка, 1968.— 188 с.
2. Бочаров Л. Н., Жебрыков С. К., Колесников И. Ф. Расчет электронных устройств на транзисторах.— М.: Энергия, 1978.— 208 с.
3. Браммер Ю. А., Пащук И. Н. Импульсная техника: 4-е изд., доп. и перераб.— М.: Высшая школа, 1976.— 319 с.
4. Важенина З. П. Импульсные генераторы на полупроводниковых приборах.— М.; Энергия, 1977.— 112 с.
5. Воскресенский В. В., Иваницкий А. М. Применение туннельных диодов в импульсной технике.— М.: Связь, 1974.— 120 с.
6. Гершунский Б. С. Расчет основных электронных и полупроводниковых схем в примерах.— Киев: Изд-во Киев. ун-та, 1968.— 250 с.
7. Гутников В. С. Интегральная электроника в измерительных устройствах.— Л.: Энергия, 1980.— 248 с.
8. Долбня В. Т., Чикотило И. И., Ягуп В. Г. Электронные цепи непрерывного и импульсного действия.— Киев: Вища школа. Головное изд-во, 1979.— 336 с.
9. Доронкин Е. Ф., Воскресенский В. В. Транзисторные генераторы импульсов: 2-е изд., перераб. и доп.— М.: Связь, 1968.— 323 с.
10. Импульсные схемы на полупроводниковых приборах: Проектирование и расчет / Под ред. Е. И. Гальперина, И. П. Степаненко.— М.: Сов. радио, 1970.— 240 с.
11. Импульсные элементы автоматики и вычислительной техники / Ефремов В. Д., Захаров В. К., Мелехин В. Ф. и др.— М.: Энергия, 1977.— 248 с.
12. Каганов В. И. Транзисторные радиопередатчики.— М.: Энергия, 1970.— 328 с.
13. Лавриненко В. Ю. Справочник по полупроводниковым приборам: 9-е изд., перераб.— Киев: Техніка, 1980.— 464 с.
14. Лапицкий Е. Г., Семенов А. М., Соновкин Л. Н. Расчет диапазонных радиопередатчиков.— Л.: Энергия, 1974.— 272 с.
15. Ленк Дж. Д. Справочник по проектированию электронных схем / Пер. с англ. В. И. Зубчука, В. П. Сигорского. Под ред. В. П. Сигорского.— Киев: Техніка, 1979.— 208 с.
16. Лихачев В. Д. Практические схемы на операционных усилителях.— М.: ДОСААФ, 1981.— 80 с.
17. Львович А. А., Гейсман Ю. В. Высокостабильные кварцевые генераторы на туннельных диодах.— М.: Связь, 1970.— 168 с.
18. Мигулин И. Н., Чаповский М. З. Интегральные схемы в радиоэлектронных устройствах.— Киев: Техніка, 1978.— 232 с.
19. Милехин А. Г. Радиотехнические схемы на полевых транзисторах.— М.: Энергия, 1976.— 144 с.
20. Окунь Е. Л. Расчет и проектирование радиопередатчиков.— Л.: Судпромгиз, 1962.— 415 с.
21. Проектирование радиопередающих устройств малой и средней мощности / Верзунов М. В., Лапицкий Е. Г., Семенов А. М. и др.— Л.: Энергия, 1967.— 376 с.
22. Проектирование радиоэлектронных устройств на интегральных микросхемах/Астанин Л. Ю., Белицкий В. И., Краскин В. Б. и др. Под ред. С. А. Шаца.— М.: Сов. радио, 1976.— 310 с.

23. Расчет и проектирование импульсных устройств / Малев В. А., Поляк М. Н., Крогнус Э. А. и др. Под ред. Л. М. Гольденберга.— М.: Сов. радио, 1975.— 294 с.
24. Расчет и проектирование импульсных устройств на транзисторах / Под общ. ред. М. Д. Штерка.— М.: Сов. радио, 1964.— 567 с.
25. Расчет элементов импульсных и цифровых схем радиотехнических устройств / Под ред. Ю. М. Казаринова.— М.: Высшая школа, 1976.— 359 с.
26. Справочник по импульсной технике / Под ред. В. Н. Яковлева.— Киев: Техніка, 1970.— 656 с.
27. Справочник по радиоэлектронным устройствам. Т1 / Бурии Л. И., Васильев В. П., Каганов В. И. и др. Под ред. Д. П. Линде.— М.: Энергия, 1978.— 440 с.
28. Степаненко И. П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем.— М.: Энергия, 1977.— 671 с.
29. Фишер Г. И. Транзисторная техника для радиолюбителей/ Пер. с нем.— М.: Энергия, 1966.— 184 с.
30. Фролкин В. Т., Попов Л. Н. Импульсные устройства: 3-е изд., перераб. и доп.— М.: Сов. радио, 1980.— 368 с.
31. Функциональные устройства на интегральных микросхемах дифференциального усилителя / Под ред. В. З. Найдера.— М.: Сов. радио, 1977.— 128 с.
32. Хавин М. Л. Схемотехника радиопередающих устройств.— М.: Энергия, 1975.— 96 с.
33. Хесин А. Я. Импульсная техника.— М.: Энергия, 1965.— 166 с.
34. Шац С. Я. Транзисторы в импульсной технике.— Л.: Судпромгиз, 1963.— 251 с.
35. Шитиков Г. Т. Стабильные диапазонные автогенераторы: Теория и расчет.— М.: Сов. радио, 1965.— 614 с.
36. Штейн Н. И. Автогенераторы гармонических колебаний. М.: Госэнергоиздат, 1961.— 625 с.
37. Яковлев В. Н. Микроэлектронные генераторы импульсов.— Киев.: Техніка, 1982.— 208 с.

ПРЕДМЕТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ

- Автогенератор 186
 - преобразователя постоянного напряжения 67
 - синусоидальных колебаний типа LC 186
 - — — — RC 197
- Автоколебательный режим работы мультивибратора 206
- Автотрансформатор 7, 10
- Активная площадь сечения магнитопровода 14
- Активное сопротивление обмоток трансформатора 25, 31, 108, 112
- Активный объем магнитопровода 14
- Амплитуда импульсного напряжения 128
 - колебательного тока в контуре 195
 - магнитной индукции 13, 21, 84
 - магнитного потока в магнитопроводе 23
 - обратного напряжения на вентиле 31
 - пульсации напряжения на выходе стабилизатора 70
 - — — — фильтра 53
- Амплитудно-частотная характеристика усилителя 93, 163
- Балансный усилитель постоянного тока 150
- Бестрансформаторный каскад усилителя 96, 112
- Блокинг-генератор 213
 - ждущий 225
- Вентиль 7, 31
- Внутреннее сопротивление источника сигнала 99
 - — выпрямителя 35
- Волновое сопротивление контура 141, 144, 195
- Время пробега носителей тока 190
- Входная статическая характеристика транзистора 106, 110
- Входной каскад усилителя 120
- Входное сопротивление стабилизатора 54
 - — усилителя 91, 126, 154, 166, 167
 - — эмиттерного повторителя 121
- Выпрямитель 7, 29
- Высокочастотная коррекция 128
- Высота обмотки трансформатора 24
- Выходная мощность усилителя 91
- Выходное сопротивление усилителя 91
- Выходной каскад усилителя 96
- Выходной трансформатор преобразователя постоянного напряжения 77
- Выходные статистические характеристики транзистора 104, 110
- Габаритная мощность трансформатора 83

Генератор импульсов на интегральных микросхемах 223, 230
— пилообразного напряжения 218
— — — с зарядом конденсатора через резистор 219
— — — с отрицательной обратной связью 220
— — — с дополнительным резистором в цепи обратной связи 221
— — — с гибридным включением биполярных и полевых транзисторов 222
— стабильного тока 161
— с фиксированной настройкой 199
— типа LC на интегральных микросхемах 195
— типа RC на интегральных микросхемах 203
Гибридная интегральная микросхема 154
Глубина обратной связи 103, 227, 231
Граничная частота транзистора 82
Громкоговоритель 98, 99

Двухтактная схема автогенератора 189
Двухтактный выходной каскад усилителя 109
— преобразователь напряжения 76
Демпфирующий диод 217
Детектор 90, 99
Децибел 90
Диаметр провода обмоток трансформатора 87
Диапазон усиливаемых частот усилителя 92, 98
Диапазонный RC -генератор 200
Дизъюнкция 227
Дифференциальный балансный усилитель постоянного тока 150, 160, 226
Длительность импульсов 128, 206
— установления импульсов 129
— обратного хода пилообразного напряжения 218
— рабочего хода пилообразного напряжения 218
— среза импульсов 205, 213
— фронта импульсов 205, 213, 217
Добротность контура 139
— — конструктивная 141
— — эквивалентная 139
Дрейф нуля 149
Дроссель фильтра 37, 40

Емкость блокировочного конденсатора 124
— монтажа 140, 213
— разделительного конденсатора 120, 124, 133, 142, 194

Затухание контура 144
Звукосниматель 90, 99
Избирательность 138
Импульсный генератор 205
— трансформатор 213, 216

Инверсия 227
Индуктивность катушки связи 143
— — корректирующей 134
— первичной обмотки выходного трансформатора 109
— — рассеяния 9, 33, 109
Интегральная микросхема 154
Интегральные схемы избирательных усилителей 173
— — стабилизаторов напряжения 70
— — усилителей на полевых транзисторах 181
— — широкополосных усилителей 178

Каркас трансформатора 24
Квазирезонансная частота генератора 199

Кварцевая стабилизация частоты автогенератора 191
Кварцевый генератор 196
Колебательная система 186
Коллекторный ток покоя 104, 115
Конденсаторы блокировочные 87
— времязадающие 226
— переменные 140
— подстроечные 140
Конъюнкция 227
Корректирующие цепи 167
Коэффициент взаимоиנדукции 187
— включения фильтра 146
— заполнения медью окна сердечника 21, 84
— — сталью площади поперечного сечения магнитопровода 21, 84
— использования коллекторного напряжения 189
— — напряжения источника питания 218
— коррекции 133
— насыщения транзистора 209
— нелинейности пилообразных импульсов 218
— нелинейных искажений 92, 98, 106, 107, 111, 127
— неплотности намотки 24
— неравномерности усиления каскада 143
— обратной связи 125
— относительной температурной нестабильности 208
— передачи делителя напряжения 67
— — регулятора уровня сигнала 102
— — цепи обратной связи 125
— перекрытия диапазона 140
— полезного действия выпрямителя 35
— — — входного трансформатора 102
— — — выходного трансформатора 102
— — — двухтактного усилителя 109
— — — преобразователя постоянного напряжения 82
— — — стабилизатора 54, 62
— — — трансформатора 25
— — — усилителя 91
— разложения импульсов 189
— сглаживания 36
— стабилизации 54, 59
— теплоизлучения 107
— трансформации входного трансформатора 111
— — выходного трансформатора 108, 112
— — импульсного трансформатора 215
— усиления по напряжению 53, 90, 106, 151
— — по мощности 91, 106, 110
— — по току 91
— — резонансный 145, 146
— частотных искажений 93, 114, 120, 126, 129
— шума полевых транзисторов 124
Кремниевые стабилитроны 56, 60
Крутизна линии критического режима 190
— стоко-затворной характеристики, транзистора 211
— характеристики регулирующего транзистора 70
— фронта импульса 206

Линейные интегральные микросхемы 155

Логические интегральные микросхемы 227

Магнитная головка 99

Магнитные материалы 80

Магнитопровод трансформаторов броневой 14

- — ленточный 15
- — стержневой ленточный 17
- — торoidalный ленточный 19
- Максимально устойчивый коэффициент усиления 141, 145
- Масса магнитопровода 14
- меди обмоток трансформатора 25
- Межслойная изоляция в трансформаторе 24
- Микрофон 90, 99
- Мостовой преобразователь постоянного напряжения 78
- Мощность, рассеиваемая на коллекторе транзистора, 45
- сигнала на входе усилителя 98, 110
- трансформатора 13, 84
- Мультивибратор 206
- на биполярных транзисторах 207
- на интегральных микросхемах 224
- на полевых транзисторах 211
- одноемкостный 225

- Нагрузочная прямая 105, 110, 124, 212
- характеристика выпрямителя 35
- Напряжение выпрямленное 8
- логической единицы 230
- логического нуля 230
- обратной связи 125, 127
- отсечки 211
- смещения 74, 110
- холостого хода выпрямителя 35
- Нелинейные искажения 92, 98, 104
- Низкочастотная коррекция 128
- Номинальная емкость конденсатора 37
- мощность громкоговорителя 99
- Номинальное входное напряжение усилителя 92
- сопротивление резисторов 37
- Номинальный ток на входе стабилизатора 59

- Обмотки трансформатора 9
- Обмоточные провода круглого сечения 11
- Обратная связь 124
- Однотактный выходной каскад усиления 104
- Опорное напряжение 65
- Оптимальное сопротивление нагрузки 102, 131
- Основной расчетный коэффициент 34
- — параметр трансформатора 13, 84
- Относительная нестабильность выходного напряжения стабилизатора 55
- Отрицание дизъюнкций 227
- конъюнкции 227
- Отрицательная обратная связь 95, 103, 108, 124, 201, 219

- Параметрический стабилизатор 55
- Параметры вентиля 31
- выпрямительных диодов и столбов 32
- выпрямительных диодных сборок 32
- германиевых транзисторов 46, 100, 101, 116, 117, 118, 130, 131
- интегральных микросхем 158
- кремниевых транзисторов 46, 47, 101, 116, 117, 118, 130, 131
- магнитных материалов 80
- однофазных двухполупериодных выпрямителей 32
- оксидно-полупроводниковых конденсаторов 39
- полевых транзисторов 123
- постоянных непроволочных резисторов 43
- — проволочных резисторов 43

- резисторов переменного сопротивления 52
- трансформаторов питания 27
- электродинамических громкоговорителей 99
- электролитических конденсаторов 38
- Период повторения импульсов 128, 206
- Плотность тока в обмотках 13, 21, 23
- Площадь теплоотвода 104, 107, 111
- Поверхность теплопроводящих радиаторов 48, 51
- Полоса пропускания избирательных усилителей 139, 148
- Полумостовой преобразователь постоянного напряжения 79
- Полупроводниковые вентили 29
- Постоянная времени выходной цепи каскада 129
- Последовательно-параллельная избирательная цепочка 199
- Потери в стали магнитопровода 22
- мощности в трансформаторе 35
- — на вентилях 35
- Предельная мощность транзистора без теплоотвода 113
- — — с теплоотводом 113
- частота коэффициента передачи тока биполярного транзистора 101
- — усиления транзистора 113
- Преобразователь постоянного напряжения 75
- Процентное падение напряжения в обмотках трансформатора 23, 26
- Прямоугольная петля гистерезиса 83
- Пьезоэлектрический эффект 191

- Рабочая температура обмоток трансформатора 29
- точка 105, 130, 151, 212
- Разделительный конденсатор 103, 114
- Регулировка выходного напряжения стабилизатора 74
- Режим отсечки транзистора 87
- Режимы работы усилительного каскада 96, 109
- Резистивный усилительный каскад с общим эмиттером 95
- Резистор развязывающий 137
- Резисторы переменного сопротивления 52
- постоянные 43
- Резонансное сопротивление контура 189
- Ряд Фурье 127, 189

- Семейство стоковых характеристик полевого транзистора 124, 212
- Сердечник трансформатора 8, 9, 10
- Сквозность импульсов 206
- Сквозная динамическая характеристика транзистора 106
- Согласующий трансформатор 102
- Сопротивление делителя 126
- нагрузки усилителя 104, 109, 122, 148
- потеря контура 195
- Средняя длина витков обмоток трансформатора 25
- — магнитной силовой линии 14
- плотность тока трансформатора 23
- Стабилизация частоты генератора 190
- Стабилизатор постоянного напряжения 54, 62
- Структурная схема генератора 197
- — усилителя 91, 97, 102, 103, 125
- Суммарная мощность трансформатора 10
- Супергетеродинный приемник 138
- Схемы включения транзисторов 94
- выпрямления 7, 30

- Таблица истинности 228
- Температура перегрева обмоток трансформатора 26
- Температурная нестабильность периода повторения импульсов 217

Тепловое сопротивление транзистора 101
Теплоотводящий радиатор транзистора 88
Термокомпенсирующие диоды 55, 62
Терморезистор 203
Ток выпрямленный 8
— в обмотках трансформатора 23, 84
— в цепи делителя усилителя 108, 110, 119, 194
— короткого замыкания выпрямителя 35
— смещения базы 105
— холостого хода выпрямителя 22
Токостабилизирующий двухполюсник 63, 64
Транзисторы большой мощности низкой частоты 101
— германиевые 46
— кремниевые 46
— маломощные высокочастотные 130
— — — низкочастотные 116
— полевые 121, 123
— составные 42, 64
— средней мощности низкой частоты 100
Трансформатор силовой 7, 8
Трансформаторное включение контура 143
Трехточечные схемы автогенераторов 188

Угол отсечки 189, 194
Удельная намагничивающая мощность 22
Удельные потери в стали 22
Уровень собственных помех усилителя 92
Усилители избирательные 135, 143, 147, 170
— импульсов 128, 169
— низкой частоты 90, 168
— постоянного тока 62, 148
— — — инвертирующие 166
— — — неинвертирующие 166
— — — операционные 164
— широкополосные 127
Условия самовозбуждения автогенератора 187
— баланса амплитуд 188
— — фаз 187

Фазовращающие цепочки 197
Фазовые искажения 94
Фильтры индуктивно-емкостные 36
— резистивно-емкостные 39
— сглаживающие 7, 36
— сосредоточенной селекции 136, 146
— транзисторные сглаживающие 42
Фотоэлемент 90

Характеристика вольт-амперная полупроводникового диода 66
— — — кремниевого стабилитрона 66
— нагрузочная 35
— резонансная 137, 138
— транзистора входная статическая 106, 119, 151
— — выходная статическая 105, 119, 151
— — идеализированная 190
— — стоковая 124, 212
— частотная 93, 134

Цепочка термостабилизации 107
Цепь отрицательной обратной связи 125

Частота автогенератора 79, 200
— квазирезонанса 137, 199
— повторения импульсов 206
Частотно-избирательные элементы 170
Частотные искажения 93, 98, 103
Частотный спектр импульсов 128
Четырехполюсник 91
Число витков обмоток трансформатора 23, 84
Чувствительность усилителя 92

Ширина стержня магнитопровода 22
Электроизоляционные материалы 11
Элементы развязывающего фильтра 119
— цепочки термостабилизации 194
Эмиттерный повторитель 64, 95, 120, 163, 168, 204
Энергетический режим работы генератора 189, 192