

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
Федеральное государственное автономное образовательное
учреждение высшего образования
САНКТ-ПЕТЕРБУРГСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ
АЭРОКОСМИЧЕСКОГО ПРИБОРОСТРОЕНИЯ

В. Ф. Шишлаков, Д. В. Шишлаков, Е. В. Анисимова

**ПРОЕКТИРОВАНИЕ
ЭЛЕКТРОННЫХ УСИЛИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ
МАЛОЙ МОЩНОСТИ**

Учебное пособие

Под редакцией доктора технических наук,
профессора *В. Ф. Шишлакова*



Санкт-Петербург
2015

УДК 681.51(075)
ББК 32.846.8я73
Ш65

Рецензенты:

кандидат технических наук, доцент *М. А. Волохов*;
кандидат технических наук, доцент *С. В. Быстров*

Утверждено

редакционно-издательским советом университета
в качестве учебного пособия

Шишлаков, В. Ф.

Ш65 Проектирование электронных усилительных устройств малой мощности: учеб. пособие / В. Ф. Шишлаков, Д. В. Шишлаков, Е. В. Анисимова. – СПб.: ГУАП, 2015. – 99 с.

ISBN 978-5-8088-1061-7

Рассмотрены вопросы расчета линейных усилителей мощности. Изложена методика и последовательность расчета усилителей мощности на транзисторах, выбора интегральных операционных усилителей, расчета сопротивлений в цепи отрицательной обратной связи. Особое внимание уделено учету ошибок, связанных с неидеальностью характеристик операционных усилителей и погрешностями резисторов.

Учебное пособие предназначено для использования в курсовом и дипломном проектировании студентами, обучающему по направлениям «Управление в технических системах», «Мехатроника и робототехника», «Электроэнергетика и электротехника», «Техническая физика».

УДК 681.51(075)
ББК 32.846.8я73

ISBN 978-5-8088-1061-7

© Шишлаков В. Ф., Шишлаков Д. В.,
Анисимова Е. В., 2015

© Санкт-Петербургский государственный
университет аэрокосмического
приборостроения, 2015

ПРЕДИСЛОВИЕ

Усилительно-преобразовательные устройства, входящие в состав любой системы автоматического управления (САУ), оказывают существенное влияние на ее статические и динамические характеристики, в связи с чем вопросы проектирования электронных усилительных устройств являются крайне важными.

Усилители медленно меняющихся сигналов получили особенно широкое распространение в САУ, поэтому в настоящем учебном пособии рассматриваются проектирование и расчет именно этого класса транзисторных бестрансформаторных усилителей мощности.

Подробно излагается методика построения и расчета силовых каскадов, работающих в классе B , а также расчет теплоотвода силовых транзисторов. Изложенная методика дает возможность проводить расчет как для случая размещения транзисторов на общем радиаторе, так и на отдельных для каждого прибора с обоснованием выбора того или иного варианта.

Многообразие возможных схем построения усилителя определяется вариантами построения промежуточных каскадов усиления и их стыковки с силовыми каскадами. В учебном пособии предлагаются варианты построения промежуточных каскадов усиления и их стыковки с силовыми каскадами, а также приводится методика расчета цепей обратной связи усилителя, обеспечивающих заданные коэффициенты передачи по цепям главной и местных обратных связей.

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ

ГОС – главная обратная связь

ИП – источник питания

КОС – корректирующая обратная связь

КПД – коэффициент полезного действия

КУ – корректирующее устройство

ООС – отрицательная обратная связь

ОУ – операционный усилитель

ТЗ – техническое задание

УМ – усилитель мощности

1. ТЕХНИЧЕСКОЕ ЗАДАНИЕ

1.1. Общая характеристика проектируемого усилителя мощности

Проектируемый усилитель малой мощности предназначен для работы в составе системы автоматического управления. Его функции заключаются в выполнении операции суммирования сигнала входного датчика, сигналов главной (ГОС) и корректирующей (КОС) обратных связей системы управления и усилении сигнала рассогласования по величине и мощности. Усилитель (рис. 1.1) должен включать в свой состав следующие элементы: сумматор, осуществляющий суммирование $U_{упр}$; $U_{КОС}$; $U_{ГОС}$ и определяющий сигнал рассогласования, который представляет собой входное напряжение усилителя $U_{вх}$; сумматор, осуществляющий сравнение входного напряжения усилителя $U_{вх}$ с сигналом отрицательной обратной связи (ООС), охватывающей усилитель $U_{ООС}$; предварительный усилитель, обеспечивающий усиление сигнала рассогласования $U_{вх}^*$ и защиту усилителя от перенапряжений. Усилитель мощности (УМ) обеспечивает передачу необходимой мощности в нагрузку и защиту усилителя от перегрузок по току. Цепь ООС, охватывающая усилитель в целом, обеспечивает заданную точность и стабильность его характеристик.

Требования технического задания (ТЗ) по максимальным значениям напряжения и тока нагрузки допускают применение транзисторов в качестве мощных усилительных элементов [1, 2]. Применение для этой цели тиристоров в данном случае нецелесообразно, поскольку приводит к существенному усложнению предварительного усилителя из-за необходимости формирования специальных управляющих сигналов.

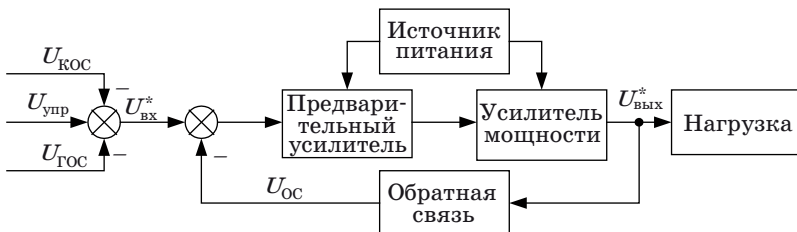


Рис. 1.1

Для повышения КПД усилителя и уменьшения искажений сигнала целесообразно проектировать УМ, работающий в классе В [1, 2].

1.2. Этапы проектирования и исходные данные

Проектирование УМ включает в себя следующие этапы:

1. Расчет оконечного каскада усиления: выбор транзисторов мощного корректирующего устройства (КУ), расчет площади теплоотвода и числа параллельно включаемых транзисторов, расчет величин сопротивлений уравнительных резисторов, расчет термостабилизирующих резисторов выходного каскада.

2. Расчет предварительных каскадов усиления: выбор транзисторов предварительных КУ, расчет сопротивлений резисторов промежуточных КУ, стыковка КУ многокаскадного усилителя.

3. Расчет внешних цепей усилителя: расчет коэффициента усиления охватываемой части усилителя и коэффициента передачи цепи ООС, расчет параметров внешних цепей усилителя с параллельной ООС по напряжению, расчет требуемой точности и выбор типа резисторов.

Для проектирования усилителя необходимо использовать следующие исходные данные:

- 1) параметры и характеристика нагрузки:
 - активное сопротивление R_n ;
 - индуктивность L_n ;
 - максимальный ток нагрузки $I_{n \max}$;
 - рабочий диапазон частот преобразователя ω_n, ω_b ;
- 2) данные источников входных сигналов:
 - внутреннее сопротивление датчиков сигнала управления $R_{упр}$;корректирующей обратной связи $R_{КОС}$ и главной обратной связи $R_{ГОС}$;
 - отклонение внутренних сопротивлений: $\delta R_{упр} = \delta R_{КОС} = \delta R_{ГОС} = \delta R_c = 0,1$;
 - максимально возможное напряжение (ЭДС): $U_{упр \max}$; $U_{КОС \max}; U_{ГОС \max}$;
 - остаточное напряжение источников сигналов: $U_{упр. \text{ост}} = 10^{-5} \cdot U_{упр \max}$; $U_{КОС \text{ост}} = 10^{-2} \cdot U_{КОС \max}$; $U_{ГОС \text{ост}} = 10^{-5} \cdot U_{с.у \max}$;
- 3) основные требования к качеству работы усилителя:
 - коэффициенты передачи по напряжению по сигналам управления $U_{упр}$; корректирующей обратной связи $U_{КОС}$ и главной обратной связи $U_{ГОС}$;

Таблица 1.1

Варианты заданий на проектирование

№ п/п	Нагрузка		Источник сигнала, сопротивления по входам R_c , кОм			Показатели качества усилителя							Схема включений транзисторов в выходном каскаде	Индуктивность нагрузок, Гн
	$R_{н1}$, Ом	$I_{п1}$, А	1	2	3	Коэффициенты передачи по входам			Входные сопротивления $R_{вх}$, кОм					
						1	2	3	1	2	3			
1	4	4,5	0,5	0,5	0,1	500	100	2	10	10	10	10	0Э, 0Э	0,01
2	7	2,0	0,4	0,2	0,2	400	40	4	20	5	5	5	0К, 0К	0,005
3	9	2,5	0,4	0,3	0,2	100	20	5	50	10	20	20	0Э, 0Э	
4	15	1,0	0,3	0,2	0,1	400	25	1	20	20	20	20	0К, 0К	
5	5	3,0	0,2	0,2	0,1	200	50	10	10	10	50	50	0Э, 0Э	
6	8	1,5	0,5	0,2	0,1	500	20	10	10	10	50	10	0К, 0К	0,02
7	11	1,0	0,3	0,5	0,5	300	30	1	10	20	20	20	0Э, 0Э	
8	4	4,0	0,4	0,4	0,4	400	40	1	5	50	50	50	0К, 0К	
9	10	1,0	0,1	0,1	0,1	100	10	2	100	5	10	10	0Э, 0Э	0,003
10	5	2,0	0,1	0,1	0,1	50	50	5	50	10	20	20	0К, 0К	
11	9	2,5	0,1	0,1	0,1	100	10	2	100	20	50	50	0Э, 0Э	
12	16	1,0	0,2	0,2	0,2	50	20	1	50	10	5	5	0К, 0К	
13	10	2,0	0,3	0,5	0,5	300	30	1	10	20	10	10	0Э, 0Э	
14	4	3,5	0,4	0,4	0,4	400	40	1	5	50	5	5	0К, 0К	0,03

Продолжение табл. 1.1

№ п/п	Нагрузка		Источник сигнала, сопротивления по входам $R_{сг}$, кОм			Показатели качества усилителя							Схема включения транзисторов в выходном каскаде	Индуктивность нагрузки, Гн
	$R_{н}$, Ом	$I_{н}$, А	1	2	3	Коэффициенты передачи по входам			Входные сопротивления $R_{вх}$, кОм					
						1	2	3	1	2	3			
15	15	1,5	0,5	0,1	0,1	500	50	2	20	100	10	0Э, 0Э		
16	7	3,5	0,4	0,2	0,2	400	40	4	20	5	20	0К, 0К		
17	12	1,5	0,3	0,2	0,2	300	50	5	50	100	50	0Э, 0Э	0,01	
18	6	3,0	0,1	0,1	0,1	100	10	10	10	50	50	0К, 0К		
19	13	2,0	0,5	0,2	0,2	500	20	10	50	50	5	0Э, 0Э		
20	5	3,5	0,4	0,3	0,3	100	20	5	50	10	100	0К, 0К	0,04	
21	14	1,0	0,2	0,2	0,2	200	50	10	10	10	100	0Э, 0Э		
22	10	2,5	0,1	0,1	0,1	300	40	2	5	5	5	0К, 0К		
23	7	3,0	0,1	0,2	0,2	100	10	1	10	5	20	0Э, 0Э	0,025	
24	12	1,0	0,2	0,1	0,1	500	20	5	20	10	50	0К, 0К		
25	17	1,5	0,1	0,1	0,1	400	25	15	30	20	5	0Э, 0Э		
26	6	3,5	0,25	0,2	0,2	300	50	1	40	25	20	0К, 0К		
27	14	1,5	0,1	0,2	0,2	100	5	5	50	10	5	0Э, 0Э	0,01	
28	9	1,5	0,5	0,4	0,4	500	5	1	100	50	10	0К, 0К		
29	4	3,0	0,3	0,2	0,2	400	20	40	20	20	15	0Э, 0Э		

Продолжение табл. 1.1

№ п/п	Нагрузка		Источник сигнала, сопротивления по входам R_c , кОм			Показатели качества усилителя									Схема включения транзисторов в выходном каскаде	Индуктивность нагрузок, Гн
						Коэффициенты передачи по входам			Входные сопротивления $R_{вх}$, кОм							
	R_H , Ом	I_H , А	1	2	3	1	2	3	1	2	3					
30	2	4,5	0,25	0,5	0,2	200	100	2	10	10	10	0Э, 0Э	0,01			
31	5	2,5	0,5	0,2	0,1	100	40	4	20	5	5	0К, 0К	0,005			
32	10	2,0	0,4	0,3	0,2	200	20	5	50	10	20	0Э, 0Э				
33	4	1,0	0,3	0,2	0,1	400	25	1	20	20	20	0К, 0К				
34	8	3,0	0,2	0,2	0,1	200	50	10	10	10	50	0Э, 0Э				
35	10	1,5	0,5	0,2	0,1	500	20	10	10	50	10	0К, 0К	0,02			
36	4,5	2,0	0,3	0,5	0,5	300	30	1	10	20	20	0Э, 0Э				
37	4,5	4,0	0,4	0,4	0,4	100	40	1	5	50	50	0К, 0К				
38	9	5,0	0,1	0,1	0,1	100	10	2	100	5	10	0Э, 0Э	0,003			
39	7	2,0	0,1	0,1	0,1	150	50	5	50	10	20	0К, 0К				
40	8	2,5	0,1	0,1	0,1	100	10	2	100	20	50	0Э, 0Э				
41	12	2,0	0,2	0,2	0,2	50	20	1	50	10	5	0К, 0К				
42	10	3,0	0,3	0,5	0,5	300	30	1	10	20	10	0Э, 0Э				
43	10	3,0	0,4	0,4	0,4	400	40	1	5	50	5	0К, 0К	0,03			
44	15	1,5	0,5	0,1	0,1	500	50	2	20	100	10	0Э, 0Э				

Продолжение табл. 1.1

№ п/п	Нагрузка		Источник сигнала, сопротивления по входам R_c , КОМ			Показатели качества усилителя							Схема включения транзисторов в выходном каскаде	Индуктивность нагрузки, Гн
	$R_{н1}$, Ом	$I_{п1}$, А	1	2	3	Коэффициенты передачи по входам			Входные сопротивления $R_{вх}$, КОМ					
						1	2	3	1	2	3			
45	15	3,5	0,4	0,2	0,2	0,2	400	40	4	20	5	20	ОК, ОК	
46	10	1,5	0,3	0,2	0,2	0,2	300	50	5	50	100	50	ОЭ, ОЭ	0,01
47	6	3,0	0,1	0,1	0,1	0,1	100	10	10	10	50	50	ОК, ОК	
48	13	2,0	0,5	0,2	0,2	0,2	500	20	10	50	50	5	ОЭ, ОЭ	
49	5	3,5	0,4	0,3	0,3	0,3	100	20	5	50	10	100	ОК, ОК	0,04
50	14	1,0	0,2	0,2	0,2	0,2	200	50	10	10	10	100	ОЭ, ОЭ	
51	10	2,5	0,1	0,1	0,1	0,1	300	40	2	5	5	5	ОК, ОК	
52	7	3,0	0,1	0,2	0,2	0,2	100	10	1	10	5	20	ОЭ, ОЭ	0,025
53	12	1,0	0,2	0,1	0,1	0,1	500	20	5	20	10	50	ОК, ОК	
54	17	1,5	0,1	0,1	0,1	0,1	400	25	15	30	20	5	ОЭ, ОЭ	
55	6	3,5	0,25	0,2	0,2	0,2	300	50	1	40	25	20	ОК, ОК	
56	14	1,5	0,1	0,2	0,2	0,2	100	5	5	50	10	5	ОЭ, ОЭ	0,01
57	9	1,5	0,5	0,4	0,4	0,4	500	5	1	100	50	10	ОК, ОК	
58	4	3,0	0,3	0,2	0,2	0,2	400	20	40	20	20	15	ОЭ, ОЭ	
59	1,5	4,5	0,25	0,15	0,2	0,2	100	100	2	10	10	10	ОЭ, ОЭ	0,01

Продолжение табл. 1.1

№ п/п	Нагрузка		Источник сигнала, сопротивления по входам $R_{сг}$, КОМ			Показатели качества усилителя									Схема включения транзисторов в выходном каскаде	Индуктивность нагрузки, Гн
						Кoeffициенты передачи по входам			Входные сопротивления $R_{вх}$, КОМ							
	$R_{н}$, Ом	$I_{н}$, А	1	2	3	1	2	3	1	2	3					
60	10	2,5	0,5	0,25	0,1	200	40	4	20	5	5	ОК, ОК	0,005			
61	5	2,0	0,4	0,3	0,2	100	20	5	50	10	20	ОЭ, ОЭ				
62	4	1,0	0,3	0,25	0,1	200	25	1	20	20	20	ОК, ОК				
63	15	3,0	0,2	0,25	0,1	100	50	10	10	10	50	ОЭ, ОЭ				
64	8	1,5	0,5	0,25	0,1	300	20	10	10	50	10	ОК, ОК				
65	7	2,0	0,3	0,25	0,5	400	30	1	10	20	20	ОЭ, ОЭ	0,02			
66	9	4,0	0,4	0,4	0,4	200	40	1	5	50	50	ОК, ОК				
67	5	5,0	0,1	0,15	0,1	200	10	2	100	5	10	ОЭ, ОЭ				
68	6	2,0	0,1	0,15	0,1	250	50	5	50	10	20	ОК, ОК	0,003			
69	4	2,5	0,1	0,15	0,1	200	10	2	100	20	50	ОЭ, ОЭ				
70	10	2,0	0,2	0,2	0,2	150	20	1	50	10	5	ОК, ОК				
71	2	3,0	0,3	0,5	0,5	100	30	1	10	20	10	ОЭ, ОЭ				
72	3	3,0	0,4	0,45	0,4	100	40	1	5	50	5	ОК, ОК				
73	6	1,5	0,5	0,15	0,1	100	50	2	20	100	10	ОЭ, ОЭ	0,03			
74	5	3,5	0,4	0,25	0,2	100	40	4	20	5	20	ОК, ОК				
75	9	1,5	0,3	0,25	0,2	200	50	5	50	100	50	ОЭ, ОЭ				

Окончание табл. 1.1

№ п/п	Нагрузка		Источник сигнала, сопротивления по входам $R_{ср}$, кОм			Показатели качества усилителя									Схема включения транзисторов в выходном каскаде	Индуктивность нагрузки, Гн
	$R_{н}$, Ом	$I_{н}$, А	1	2	3	Коэффициенты передачи по входам			Входные сопротивления $R_{вх}$, кОм							
						1	2	3	1	2	3					
76	15	3,0	0,1	0,15	0,1		200	10	10	10	50	50	50	ОК, ОК	0,01	
77	7	2,0	0,5	0,25	0,2		200	20	10	10	50	5	5	ОЭ, ОЭ		
78	8	3,5	0,4	0,3	0,3		300	20	5	5	10	100	100	ОК, ОК	0,04	
79	4	1,0	0,2	0,25	0,2		300	50	10	10	10	100	100	ОЭ, ОЭ		
80	2	2,5	0,1	0,15	0,1		100	40	2	5	5	5	5	ОК, ОК		
81	5	3,0	0,1	0,25	0,2		200	10	1	10	5	20	20	ОЭ, ОЭ		
82	6	1,0	0,2	0,15	0,1		300	20	5	20	10	50	50	ОК, ОК	0,025	
83	14	1,5	0,1	0,15	0,1		400	25	15	30	20	5	5	ОЭ, ОЭ		
84	12	3,5	0,25	0,25	0,2		100	50	1	40	25	20	20	ОК, ОК		
85	10	1,5	0,1	0,25	0,2		200	5	5	50	10	5	5	ОЭ, ОЭ		

Общими для всех вариантов заданий на проектирование УМ являются:

- наибольшее значение ЭДС входного сигнала 30 В;
- частотный диапазон входных сигналов от 0 до 10 000 Гц;
- погрешность реализации коэффициента усиления – 0,1;
- время безотказной работы – 5000 ч.

– допустимые отклонения коэффициентов передачи $\delta U_{\text{упр}} = \delta U_{\text{КОС}} = \delta U_{\text{ГОС}} = \delta U_{\text{доп}} = 0,1-0,2$;

– максимально допустимое значение дрейфа входного сигнала $\delta U_{\text{вых max}}$;

– входное сопротивление усилителя по каждому из трех входов $R_{\text{вх}i}$;

4) эксплуатационные и конструктивные требования:

– диапазон изменения температуры окружающей среды: $-60\text{ }^{\circ}\text{C} \dots +60\text{ }^{\circ}\text{C}$;

– среднее время безотказной работы: 5000–10 000 ч.

В табл. 1.1 приведены числовые значения параметров нагрузки коэффициентов передачи обратных связей и варианта схемы включения транзисторов выходного каскада

2. РАСЧЕТ ОКОНЕЧНОГО КАСКАДА УСИЛЕНИЯ, РАБОТАЮЩЕГО В КЛАССЕ В

2.1. Выбор транзисторов мощного каскада усиления

В двухтактной схеме с двухполярным источником питания, усилительные элементы которой работают в классе В, максимальное значение напряжения $U_{кэ\max}$ на закрытом транзисторе достигает почти полного напряжения источника питания $U_{ИП}^+ + U_{ИП}^-$ [1, 3]. С учетом коэффициента запаса по напряжению

$$U_{кэ\max} = K_{зU} (U_{ИП}^+ + U_{ИП}^-),$$

где $K_{зU} = 1,1-1,3$;

либо в случае симметричного источника питания

$$U_{кэ\max} = 2K_{зU}U_{ИП}. \quad (2.1)$$

Напряжение источника питания усилителя:

$$U_{ИП} = U_{н\max} + U_{L\max} + U_{R_3} + U_{кэ}, \quad (2.2)$$

где $U_{н\max}$ – максимальное значение напряжения на нагрузке, заданное по ТЗ; $U_{L\max} = 0,5I_nL_n\omega$ – максимальная величина ЭДС самоиндукции в случае активно-индуктивной нагрузки; U_{R_3} – падение напряжения на эмиттерном сопротивлении силового транзистора; $U_{кэ}$ – падение напряжения на полностью открытом транзисторе.

Поскольку расчет схемы еще не выполнен, полагаем

$$U_{R_3} = (0,03 - 0,05)U_{ИП},$$

$$U_{кэ} = (0,03 - 0,05)U_{ИП},$$

тогда формула (2.2) принимает вид

$$U_{ИП} = U_{н\max} + U_{L\max} + 2(0,03 - 0,05)U_{ИП},$$

откуда следует

$$U_{ИП} = \frac{U_{н\max} + U_{L\max}}{0,9 - 0,94}. \quad (2.3)$$

Полученное в ходе расчетов значение напряжения источника питания следует округлить до ближайшего большего из номинальных напряжений: 2,4; 3,0; 6,0; 6,3; 9,0; 10; 12,5; 15; 20; 24; 27; 30; 40; 48; 60; 80; 100; 125; 150 В.

Максимально возможный ток в силовой цепи выходного транзистора с учетом коэффициента запаса по току определяется соотношением

$$I_{к\max} = K_{zi} I_{н\max}, \quad (2.4)$$

где $K_{zi} = 1,1-1,3$.

Максимальное значение мощности, рассеиваемой на коллекторе выходного транзистора в двухтактной схеме усилителя постоянно-го тока класса В, как следует из гл. 1:

$$P_{к\max} = 0,3P_{н\max}. \quad (2.5)$$

Далее из справочника выбираются транзисторы, параметры которых удовлетворяют условиям:

$$\begin{cases} U_{кэ. доп} \geq U_{кэ\max}, \\ I_{к. доп} \geq I_{к\max}, \\ P_{к. доп} \geq P_{к\max}, \end{cases} \quad (2.6)$$

причем при выборе транзисторов, безусловно, должны выполняться лишь требования, относящиеся к максимально допустимому напряжению. Требования к максимально допустимым значениям тока и мощности для одного транзистора могут быть не выполнены, но только с учетом возможности параллельного соединения нескольких транзисторов.

При выборе транзисторов необходимо учитывать не только выполнение условий (2.6), но и другие характеристики транзисторов: коэффициент передачи тока β ; обратный ток коллекторного перехода $I_{к60}$; тепловое сопротивление переход – корпус $R_{тк}^T$; частотный диапазон работы; размеры и массу транзистора и т. д.

Целесообразно выбирать транзисторы, составляющие компонентарную пару, что упрощает последующие расчеты усилителя, так как в этом случае ведется расчет только одного плеча усилительного каскада.

Осуществляя выбор транзисторов, следует избегать применения приборов с необоснованно избыточными параметрами. Так, напри-

мер, при использовании мощного транзистора в маломощной схеме тепловой ток коллектора может оказаться соизмеримым с рабочим, что может привести к отказу каскада. Кроме того, при малых, по сравнению с номинальным, токах может оказаться уменьшенным коэффициент передачи тока и т. д.

Параметры всех отобранных транзисторов сводятся в таблицу (см. табл. 2.1), для предварительной оценки и принятия решения по окончательному выбору транзистора.

Пример. Покажем выбор транзисторов для следующих исходных данных: $I_{\text{H}} = 2 \text{ А}$; $R_{\text{H}} = 3,5 \text{ Ом}$; $L_{\text{H}} = 0,001 \text{ Гн}$; $\omega = 100 \text{ Гц}$.

Из формулы (2.2) получаем максимальное значение ЭДС самоиндукции

$$U_{L \max} = 0,5 \cdot I_{\text{H}} L_{\text{H}} \omega = 0,5 \cdot 2 \cdot 0,001 \cdot 100 = 0,1 \text{ В},$$

а затем, используя (2.3), находим

$$U_{\text{ИП}} = \frac{U_{\text{Hmax}} + U_{L \max}}{0,9 - 0,94} = \frac{2 \cdot 3,5 + 0,1}{0,9 - 0,94} = 7,55 - 7,88 \text{ В}.$$

В соответствии с рядом номинальных напряжений полученное значение округляем до $U_{\text{ИП}} = 9 \text{ В}$. Тогда из соотношений (2.1), (2.4), (2.5) получаем

$$U_{\text{кэmax}} = 2K_3 U_{\text{ИП}} = 2 \cdot 1,2 \cdot 9 = 21,6 \text{ В},$$

$$I_{\text{кmax}} = K_3 I_{\text{Hmax}} = 1,2 \cdot 2 = 2,4 \text{ А},$$

$$P_{\text{кmax}} = 0,3 \cdot P_{\text{Hmax}} = 0,3 \cdot I_{\text{H}}^2 R_{\text{H}} = 0,3 \cdot 2^2 \cdot 3,5 = 4,2 \text{ Вт}.$$

Таким образом, из справочных данных выбираем транзисторы КТ816А и КТ817А, удовлетворяющие условиям (2.6), паспортные данные которых приведены в табл. 2.1:

$$\begin{cases} U_{\text{кэ, доп}} \geq 21,6 \text{ В}, \\ I_{\text{к, доп}} \geq 2,4 \text{ А}, \\ P_{\text{к, доп}} \geq 4,2 \text{ Вт}. \end{cases}$$

Выбранные типы транзисторов представляют собой комплементарную пару, что облегчает расчет проектируемого усилителя.

При выполнении курсового проекта следует сопоставить две-три пары транзисторов, проанализировав их параметры.

Таблица 2.1

Паспортные данные транзистора

Параметры	Единица измерения	Марки транзисторов и тип их проводимости			
		КТ816А <i>p-n-p</i>	КТ817А <i>n-p-n</i>
$U_{кэ. доп}$	В	40	40		
$U_{кэ. нас}$ (при $I_{к} = 3 А; I_{б} = 0,3 А$)	В	1	1		
$U_{бэ. доп}$	В	5	5		
$U_{бэ. нас}$ (при $I_{к} = 3 А; I_{б} = 0,3 А$)	В	1,5	1,5		
$I_{к. доп}$	А	3	3		
$I_{б. доп}$	А	1	1		
$I_{кб0}$	мА	0,1	0,1		
$I_{э0}$	мА	–	–		
$P_{к. доп}$	Вт	1	1		
β_{min}	–	20	20		
β_{max}	–	–	–		
$R_{пк}^T$	°С/Вт	5	5		
$R_{кс}^T$	°С/Вт	95	95		
$T_{п. доп}^0$	°С	150	150		
$f_{гр}$	кГц	3000	3000		
Q_1	см ²	0,858	0,858		
m	г	0,7	0,7		

2.2. Расчет площади теплоотвода и числа параллельно включаемых транзисторов

Площадь поверхности теплоотвода Q_T , необходимую для отвода выделяющегося в транзисторе тепла, находят по величине $P_{к max}$ с учетом температуры окружающей среды и допустимой температуры перехода. Для расчета площади теплоотвода применяется тепловая эквивалентная схема транзистора (рис. 2.1), которая содержит тепловые сопротивления переход – корпус, $R_{пк}^T$, корпус – сре-

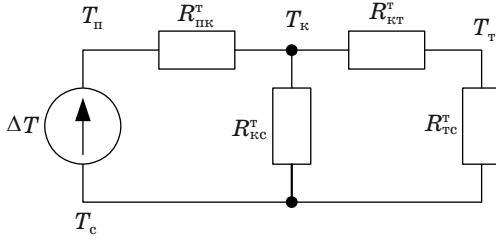


Рис. 2.1

да, $R_{кк}^T$, корпус – теплоотвод $R_{кт}^T$, и теплоотвод – среда, $R_{тс}^T$, характеризующие условия отвода тепла от транзистора.

Результирующее тепловое сопротивление переход – среда $R_{пс}^T$ для транзистора с теплоотводом определяется по формуле

$$R_{пс}^T = R_{пк}^T + R_{кк}^T \parallel \left(R_{кт}^T + R_{тс}^T \right),$$

где символ \parallel означает параллельное соединение элементов.

Допустимая мощность рассеяния $P_{к\max}$ в сильной степени зависит от температуры окружающей среды и условий охлаждения транзистора. Можно показать, что

$$P_{к,\text{доп}} = \frac{T_{п,\text{доп}} - T_{с,\text{в}}}{R_{пс}^T} = \frac{T_{п,\text{доп}} - T_{с,\text{в}}}{R_{пк}^T + R_{кк}^T \parallel \left(R_{кт}^T + R_{тс}^T \right)}, \quad (2.7)$$

где $T_{п,\text{доп}}$ – допустимая температура перехода транзистора; $T_{с,\text{в}}$ – наибольшая (верхняя) температура окружающей среды, °С.

Из соотношения (2.7) легко определить требуемое значение теплового сопротивления $R_{тс,\text{доп}}^T$ для рассматриваемого типа транзистора

$$R_{тс,\text{доп}}^T \leq \frac{\left(K_3 T_{п,\text{доп}} - T_{с,\text{в}} \right) \left(1 + \frac{R_{кт}^T}{R_{кк}^T} \right) - P_{к\max} \left(R_{пк}^T + R_{кт}^T + \frac{R_{пк}^T R_{кт}^T}{R_{кк}^T} \right)}{P_{к\max} \left(1 + \frac{R_{пк}^T}{R_{кк}^T} \right) - \frac{K_3 T_{п,\text{доп}} - T_{с,\text{в}}}{R_{кк}^T}}. \quad (2.8)$$

В последнем выражении $K_3 = 0,75-1,0$ – коэффициент загрузки (ослабления режима) по рассеиваемой мощности. Величины

$R_{ПК}^T$ и $R_{КС}^T$ приводят в паспортных данных транзистора. Тепловое сопротивление корпус – теплоотвод зависит от теплового контакта между корпусом транзистора и теплоотводом, а также способа крепления транзистора к теплоотводу. Примерное значение $R_{КТ}^T = 0,3-0,5 \text{ } ^\circ\text{C}/\text{Вт}$.

Очевидно, что значение $R_{Тс.доп}^T$, получаемое из (2.8), должно быть физически реализуемым, т. е. быть положительным.

Диапазон изменения величин $R_{КС}^T$ и $R_{КТ}^T$ достаточно мал, поэтому наиболее существенное влияние на мощность, рассеиваемую транзистором, оказывает величина $R_{ПК}^T$, что иллюстрируется графическими зависимостями $R_{Тс.доп}^T(P_{к\max})$ (рис. 2.2), которые построены для следующих исходных данных: $R_{КТ}^T = 0,5 \text{ } ^\circ\text{C}/\text{Вт}$; $R_{КС}^T = 95 \text{ } ^\circ\text{C}/\text{Вт}$; $T_{п.доп} = 150 \text{ } ^\circ\text{C}$; $T_{с.в} = 60 \text{ } ^\circ\text{C}$; $K_3 = 0,8$ и трех значений $R_{ПК}^T$.

Как следует из графиков (см. рис. 2.2), для увеличения допустимой мощности следует выбирать транзисторы с возможно меньшим сопротивлением переход – корпус.

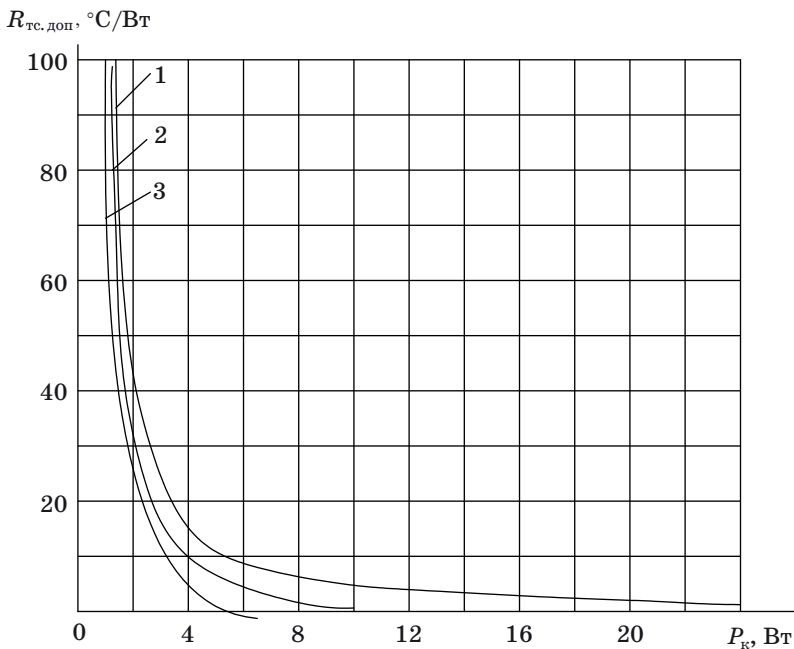


Рис. 2.2. 1 – $R_{ПК}^T = 1 \text{ } ^\circ\text{C}/\text{Вт}$; 2 – $R_{ПК}^T = 5 \text{ } ^\circ\text{C}/\text{Вт}$; 3 – $R_{ПК}^T = 10 \text{ } ^\circ\text{C}/\text{Вт}$

Зная сопротивление $R_{\text{ТС,доп}}^T$, необходимую площадь поверхности теплоотвода (для одного транзистора) определяют по формуле

$$Q_T = \frac{1}{K_T R_{\text{ТС,доп}}^T} =$$

$$= \frac{1}{K_T} \cdot \frac{P_{\text{к max}} \left(1 + \frac{R_{\text{ПК}}^T}{R_{\text{КС}}^T} \right) - \frac{K_3 T_{\text{п,доп}} - T_{\text{с.в}}}{R_{\text{КС}}^T}}{\left(K_3 T_{\text{п,доп}} - T_{\text{с.в}} \right) \left(1 + \frac{R_{\text{КТ}}^T}{R_{\text{КС}}^T} \right) - P_{\text{к max}} \left(R_{\text{ПК}}^T + R_{\text{КТ}}^T + \frac{R_{\text{ПК}}^T R_{\text{КТ}}^T}{R_{\text{КС}}^T} \right)},$$

где K_T – коэффициент теплоотдачи, зависящий от конструкции, обработки поверхности и материала теплоотвода.

На рис. 2.3 показана зависимость площади плоского теплоотвода от мощности, рассеиваемой транзистором. Графики построены для следующих исходных данных: $K_T = 0,0015$ Вт/см²·град; $R_{\text{КТ}}^T = 0,5$ °С/Вт; $R_{\text{КС}}^T = 95$ °С/Вт; $T_{\text{п,доп}} = 150$ °С; $T_{\text{с.в}} = 60$ °С; $K_3 = 0,8$ и трех значений $R_{\text{ПК}}^T = 1$ °С/Вт (кривая 1); $R_{\text{ПК}}^T = 5$ °С/Вт (кривая 2); $R_{\text{ПК}}^T = 10$ °С/Вт (кривая 3).

В случае параллельного соединения транзисторов необходимая площадь теплоотвода уменьшается за счет снижения тепловых сопротивлений $R_{\text{ПК}}^T$, $R_{\text{КС}}^T$, $R_{\text{КТ}}^T$, поскольку в данном случае их значения уменьшаются в N раз:

$$Q_{\text{ТN}} = \frac{1}{K_T R_{\text{ТС,доп}}^T} =$$

$$= \frac{1}{K_T} \cdot \frac{P_{\text{к max}} \left(1 + \frac{R_{\text{ПК}}^T}{R_{\text{КС}}^T} \right) - \frac{K_3 T_{\text{п,доп}} - T_{\text{с.в}}}{R_{\text{КС}}^T} N}{\left(K_3 T_{\text{п,доп}} - T_{\text{с.в}} \right) \left(1 + \frac{R_{\text{КТ}}^T}{R_{\text{КС}}^T} \right) - \frac{P_{\text{к max}}}{N} \left(R_{\text{ПК}}^T + R_{\text{КТ}}^T + \frac{R_{\text{ПК}}^T R_{\text{КТ}}^T}{R_{\text{КС}}^T} \right)}. \quad (2.9)$$

При расчете площади плоского теплоотвода, в соответствии с соотношением (2.9), следует учитывать, что величина $Q_{\text{ТN}}$ должна быть положительной, что возможно в одном из двух случаев.

1. Числитель и знаменатель функции (2.9) больше нуля, тогда

$$N < \frac{P_{\text{к max}} \left(R_{\text{КС}}^T + R_{\text{ПК}}^T \right)}{K_3 T_{\text{п,доп}} - T_{\text{с.в}}}, \quad (2.10)$$

$$N > \frac{P_{\text{к max}} \left(R_{\text{ПК}}^T + \frac{R_{\text{КС}}^T R_{\text{КТ}}^T}{R_{\text{КС}}^T + R_{\text{КТ}}^T} \right)}{K_3 T_{\text{п, доп}} - T_{\text{с.в}}}, \quad (2.11)$$

так как $R_{\text{КТ}}^T < 1$, то $\frac{R_{\text{КС}}^T R_{\text{КТ}}^T}{R_{\text{КС}}^T + R_{\text{КТ}}^T} < R_{\text{КС}}^T$, следовательно, неравенства (2.10),

(2.11) можно объединить:

$$\frac{P_{\text{к max}} (R_{\text{КС}}^T + R_{\text{ПК}}^T)}{K_3 T_{\text{п, доп}} - T_{\text{с.в}}} > N > \frac{P_{\text{к max}} \left(R_{\text{ПК}}^T + \frac{R_{\text{КС}}^T R_{\text{КТ}}^T}{R_{\text{КС}}^T + R_{\text{КТ}}^T} \right)}{K_3 T_{\text{п, доп}} - T_{\text{с.в}}}. \quad (2.12)$$

2. Числитель и знаменатель функции (2.9) меньше нуля, тогда N должно удовлетворять двум взаимоисключающим условиям (2.10) и (2.11).

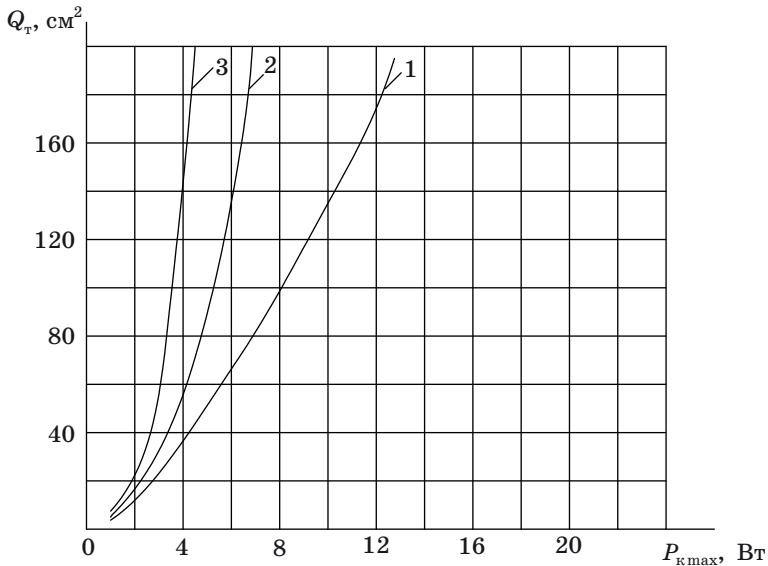


Рис. 2.3

Таким образом, прежде чем проводить расчет $Q_{TN}(N)$, следует найти область допустимых значений в соответствии с условием (2.12).

С увеличением числа параллельно включаемых транзисторов растет размер поверхности, необходимый для их размещения:

$$Q_T = Q_1 N, \quad (2.13)$$

где Q_1 – поверхность, занимаемая одним прибором.

Если $Q_{TN} = Q_T$, то данное условие позволяет определить оптимальное (с точки зрения обеспечения наилучшего теплового режима работы) число транзисторов, включаемых параллельно. Однако такой подход к определению оптимального числа параллельно включаемых транзисторов имеет существенный недостаток. Обычно условие $Q_{TN} = Q_T$ выполняется при очень большом (10–15 и более) значении N . Очевидно, что большое число параллельно включенных транзисторов уменьшает надежность и увеличивает стоимость разрабатываемого усилителя.

Поэтому целесообразно определять число транзисторов, включаемых параллельно, учитывая следующее:

- относительно небольшое значение площади радиатора;
- размеры теплоотвода при увеличении числа N в районе N_{opt} снижаются сравнительно медленно;
- суммарный коллекторный ток параллельного соединения транзисторов должен быть больше тока нагрузки, т. е.

$$N i_{к1} \geq K_3 I_H,$$

где $i_{к1}$ – допустимый ток коллектора одного транзистора.

Таким образом, для определения реального оптимального числа N_{opt}^* целесообразно построить соответствующие графические зависимости (2.9), (2.13) и выбрать N_{opt}^* , как это сделано в рассмотренном ниже примере.

Пример. Рассмотрим расчет площади радиатора в виде плоской пластины и числа параллельно включенных транзисторов для следующих исходных данных: $P_{к max} = 5$ Вт; транзисторы марки КТ816 (КТ817); $K_T = 0,0015$ Вт/см²·град; $R_{КТ}^T = 0,5$ °С/Вт; $R_{кc}^T = 95$ °С/Вт; $T_{п, доп} = 150$ °С; $T_{с.в} = 60$ °С; $K_3 = 0,8$.

В соответствии с формулой (2.12) определяем область допустимых значений:

$$\frac{P_{к max} (R_{кc}^T + R_{ПК}^T)}{K_3 T_{п, доп} - T_{с.в}} = \frac{5(95 + 5)}{0,8 \cdot 150 - 60} = 8,33,$$

$$\frac{P_{\text{к max}} \left(R_{\text{ПК}}^T + \frac{R_{\text{КС}}^T R_{\text{КТ}}^T}{R_{\text{КС}}^T + R_{\text{КТ}}^T} \right)}{K_3 T_{\text{п.доп}} - T_{\text{с.в}}} = \frac{5 \left(5 + \frac{95 \cdot 0,5}{95 + 0,5} \right)}{0,8 \cdot 150 - 60} = 0,46,$$

т. е. $8 > N > 1$.

Результаты расчетов $Q_{\text{TN}}(N)$ и $Q_{\text{T}}(N)$ в виде графиков показаны на рис. 2.4, из которого следует, что $N_{\text{opt}} \approx 7,5$. Полученное значение N_{opt} необходимо округлить до ближайшего целого либо в большую, либо в меньшую сторону. При округлении в большую сторону следует учитывать, что площадь радиатора будет соответственно равна Q_{T} , так как $Q_{\text{T}} > Q_{\text{TN}}$. Поэтому целесообразно округлить значение N_{opt} в меньшую сторону, приняв $N_{\text{opt}} = 7$. При этом площадь плоского радиатора $Q_{\text{TN}} = 10 \text{ см}^2$ и каждый из параллельно включенных транзисторов будет рассеивать $\approx 0,7 \text{ Вт}$.

Исходя из изложенных выше рекомендаций и учитывая, прежде всего, уменьшение числа параллельно включенных транзисторов и относительное изменение площади теплоотвода, окончатель-

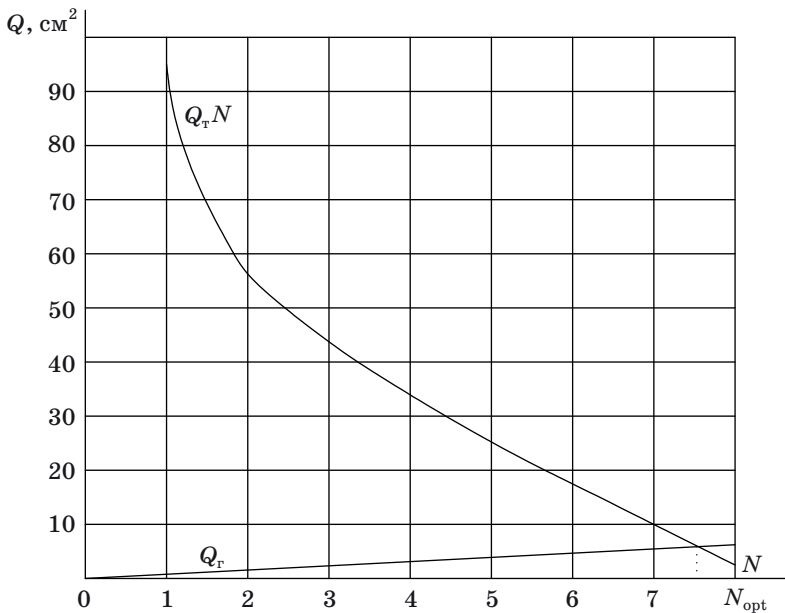


Рис. 2.4

но принимаем $N = 2$, при котором площадь пластины $Q_{TN} \approx 58 \text{ см}^2$ и каждый из параллельно включенных транзисторов рассеивает мощность 2,5 Вт.

Однако теплоотвод в виде пластины при необходимости рассеивания больших мощностей оказывается неприемлемым из-за существенных массо-габаритных показателей. Поэтому для улучшения конструктивных свойств теплоотвода удобно увеличивать его поверхность за счет ребер. Наиболее простым в изготовлении является теплоотвод, устройство которого показано на рис. 2.5.

Применение теплоотводов в форме куба с профрезерованными ребрами позволяет существенно уменьшить размеры основания радиатора. В этом случае площадь основания теплоотвода будет

$$Q_{\text{осн}} = \frac{Q_{TN}}{2}.$$

Исходными данными для расчета конструкции ребристого радиатора являются: рассеиваемая транзистором мощность; тепловое сопротивление между корпусом транзистора и теплоотводом R_{KT}^T ; тепловое сопротивление переход – корпус $R_{ПК}^T$; допустимая температура перехода $T_{п, доп}$; геометрические размеры выбранного транзистора; площадь основания теплоотвода, определенная в предыдущих расчетах.

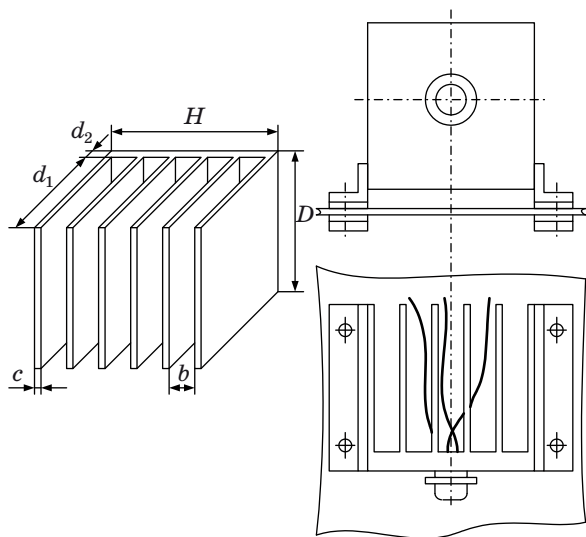


Рис. 2.5

Алгоритм расчета конструкции [3]

1. Определяется тепловой коэффициент проектируемого радиатора

$$F_p = \frac{K_3 T_{\text{п.доп}} - T_{\text{с.в}}}{P_{\text{кmax}}} - (R_{\text{пк}}^T + R_{\text{кт}}^T).$$

2. В качестве материала радиатора выбирается алюминий, имеющий теплопроводность $\lambda = 170$ Вт/м·град;

3. Исходя из площади основания теплоотвода, полученной для нескольких параллельно включенных транзисторов, необходимо задать размеры основания: длиной H ; шириной D и толщиной основания d_2 . Причем значение d_2 может колебаться в пределах 3–6 мм.

4. Далее определяются коэффициенты:

$$\varphi_p \left(\gamma, \frac{r}{L_0} \right) = 2F_p \lambda d_2,$$

$$\frac{r}{L_0} = \frac{2r}{\sqrt{H^2 + D^2}},$$

где r – радиус транзистора, если его основание имеет форму круга. Когда основание транзистора прямоугольное площадью S_T , для проведения всех расчетов следует определить радиус эквивалентной окружности, т. е.

$$r = r_{\text{экв}} = \sqrt{\frac{S_T}{\pi}},$$

либо в случае параллельного включения N транзисторов, размещаемых на одном общем теплоотводе:

$$r = r_{\text{экв}} = \sqrt{\frac{N S_T}{\pi}}.$$

5. По полученным значениям φ_p и r/L_0 из табл. 2.2 определяется критерий γ .

6. Затем находится значение коэффициента теплоотдачи поверхности радиатора

$$\alpha_{\text{эф}} = \frac{\pi \gamma^2 \lambda d_2}{DH - \pi r^2} \left(1 - \frac{r^2}{H^2 + D^2} \right).$$

Таблица 2.2

Зависимость γ от Φ_p и r/L_0

γ	r/L_0								
	0,05	0,07	0,10	0,15	0,20	0,25	0,30	0,40	0,60
	Φ_p								
0,20	16,76	16,69	16,67	16,76	17,01	17,32	17,71	19,22	25,10
0,21	15,11	15,05	15,03	15,11	15,29	15,62	16,04	17,26	22,68
0,23	12,74	12,63	12,64	12,67	12,82	13,05	13,39	14,44	18,78
0,27	9,44	9,42	9,34	9,33	9,42	9,586	9,819	10,66	13,72
0,30	7,802	7,724	7,650	7,628	7,678	7,784	7,984	8,546	11,12
0,35	5,915	5,826	5,700	5,698	5,721	5,788	5,916	6,320	8,186
0,40	4,707	4,612	4,522	4,460	4,453	4,495	4,580	4,879	6,279
0,45	3,782	3,770	3,679	3,602	3,582	3,647	3,667	3,879	4,982
0,50	3,266	3,174	3,075	2,991	2,959	2,969	3,011	3,173	4,043
0,55	2,872	2,722	2,629	2,538	2,498	2,495	2,539	2,672	3,346
0,60	2,486	2,385	2,289	2,195	2,148	2,136	2,146	2,249	2,832
0,65	2,195	2,124	2,024	1,929	1,879	1,858	1,865	1,941	2,428
0,70	2,010	1,913	1,812	1,712	1,659	1,637	1,633	1,688	2,098
0,75	1,864	1,743	1,643	1,541	1,486	1,456	1,451	1,492	1,838
0,80	1,704	1,605	1,503	1,400	1,339	1,310	1,297	1,328	1,622
0,85	1,579	1,490	1,386	1,287	1,223	1,189	1,174	1,193	1,446
0,90	1,495	1,391	1,291	1,185	1,122	1,086	1,019	1,063	1,297
0,95	1,421	1,309	1,206	1,100	1,037	0,9983	0,9787	0,9811	1,171
1,00	1,339	1,238	1,135	1,028	0,9646	0,9257	0,9012	0,8996	1,062
1,10	1,224	1,123	1,021	0,9142	0,8486	0,8066	0,7808	0,7926	0,8905
1,20	1,135	1,035	0,9316	0,8246	0,7576	0,7139	0,6862	0,6651	0,7582
1,30	1,066	0,9655	0,8625	0,7547	0,6871	0,6423	0,6132	0,5880	0,6559
1,40	1,010	0,9094	0,8078	0,6994	0,6320	0,5858	0,5553	0,5254	0,5754
1,50	0,9606	0,8627	0,7618	0,6535	0,5849	0,5392	0,5072	0,4742	0,5088
1,60	0,9240	0,8246	0,7222	0,6153	0,5475	0,5008	0,4684	0,4335	0,4555
1,70	0,8903	0,7906	0,6898	0,5830	0,5150	0,4684	0,4355	0,3982	0,4104
1,90	0,8359	0,7372	0,6369	0,5314	0,4642	0,4173	0,3532	0,3442	0,3424
2,20	0,7747	0,6769	0,5782	0,4750	0,4084	0,3625	0,3290	0,2876	0,2717
2,40	0,7426	0,6453	0,5481	0,4463	0,3808	0,3362	0,3034	0,2606	0,2384
2,60	0,7149	0,6187	0,5224	0,4220	0,3553	0,3136	0,2760	0,2390	0,2112
2,80	0,6897	0,5954	0,5004	0,4014	0,3392	0,2951	0,2620	0,2212	0,1915
3,00	0,6693	0,5744	0,4800	0,3833	0,3219	0,2790	0,2484	0,2070	0,1735
3,50	0,6228	0,5306	0,4401	0,3464	0,2882	0,2477	0,2184	0,1785	0,1424

γ	r/L_0								
	0,05	0,07	0,10	0,15	0,20	0,25	0,30	0,40	0,60
	Φ_p								
4,00	0,5852	0,4949	0,5057	0,3175	0,2619	0,2238	0,1944	0,1582	0,1217
4,50	0,5525	0,4646	0,3795	0,2933	0,2412	0,2044	0,1780	0,1425	0,1050
5,50	0,5242	0,4385	0,3581	0,2728	0,2228	0,1891	0,1645	0,1303	0,0968
6,00	0,4764	0,3947	0,3166	0,2407	0,1944	0,1640	0,1413	0,1121	0,0795

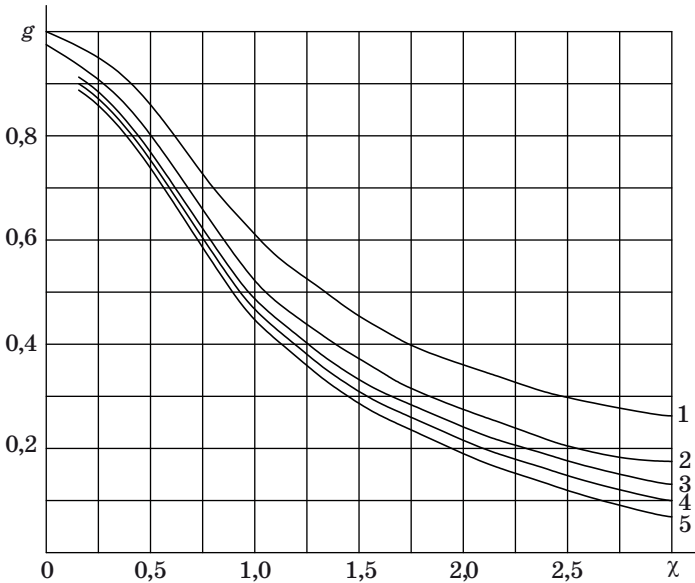


Рис. 2.6

7. После определения $\alpha_{эф}$ находят значение коэффициента χ :

$$\chi = \left(\frac{\sqrt{H^2 + D^2}}{2} - r \right) \sqrt{\frac{\alpha_{эф}}{2\lambda d_2}}.$$

8. По известным r/L_0 и χ из графиков (рис. 2.6, кривая 1 — $r/L_0 = 1$; кривая 2 — $r/L_0 = 0,5$; кривая 3 — $r/L_0 = 0,33$; кривая 4 — $r/L_0 = 0,25$; кривая 5 — $r/L_0 = 0,2$) определяют величину g .

Зависимость $T_{p \max}$ от A для воздуха

$T_{p \max}$	10	20	30	40	60	80	100	120	140	150
A	1,4	1,38	1,36	1,34	1,31	1,29	1,27	1,26	1,25	1,245

9. Далее определяется величина перегрева радиатора ϑ в области монтажа транзистора

$$\vartheta = P_{k \max} F_p.$$

10. Полученные в предыдущих пунктах расчета значения величин g и ϑ позволяют рассчитать среднеповерхностный перегрев радиатора

$$\vartheta_s = \vartheta_g$$

и максимальную температуру теплоотвода

$$T_{p \max} = \frac{\vartheta_s + 2T_{c.в.}}{2};$$

11. Используя значение $T_{p \max}$ и табл. 2.3, определяем коэффициент A .

12. Затем вычисляются коэффициенты α_k и α_l :

$$\alpha_k = A \left(\frac{\vartheta_s}{H} \right)^{\frac{1}{4}},$$

$$\alpha_l = \varepsilon_{пр} \varphi_1 \varphi_2,$$

где $\varepsilon_{пр} = (0,3-0,96)$ – первое значение для литого алюминия неокрашенного радиатора, второе – для окрашенного черным матовым лаком; $\varphi_1 = (0,7-0,85)$; $\varphi_2 = (5-13)$.

13. Далее определяется суммарный коэффициент α :

$$\alpha = \alpha_k + \alpha_l,$$

а затем эффективный коэффициент теплоотдачи ребристой поверхности радиатора

$$\alpha_{эф}^* = \alpha_{эф} - \alpha.$$

14. Найденное значение $\alpha_{\text{эф}}^*$ позволяет определить необходимую площадь ребристой поверхности радиатора

$$S_{\text{II}} = \frac{\alpha_{\text{эф}}^*}{5} HD;$$

15. Значения c и b выбираются из допустимых пределов изменения: $c = (2-3)$ мм; $b = (9-12)$ мм, а затем определяется число ребер n :

$$n = \frac{H + b}{c + b},$$

при этом полученное значение округляется до большего целого.

16. Расчет конструкции радиатора завершается определением высоты ребер

$$d_1 = \frac{S - DH}{2nD}.$$

Пример. Проведем расчет конструкции ребристого тепловода для следующих исходных данных: мощные транзисторы марки КТ816 (КТ817), которые имеют площадь основания (габаритная площадь) $S_{\text{T}} = 0,858 \text{ см}^2$; $P_{\text{к max}} = 5 \text{ Вт}$; $R_{\text{КТ}}^{\text{T}} = 0,5 \text{ }^\circ\text{C/Вт}$; $T_{\text{п.доп}} = 150 \text{ }^\circ\text{C}$; $T_{\text{с.в}} = 60 \text{ }^\circ\text{C}$; $K_3 = 0,8$; $R_{\text{ПК}}^{\text{T}} = 5 \text{ }^\circ\text{C/Вт}$; число параллельно включенных транзисторов $N = 2$ и площадь основания плоского радиатора $Q_{\text{TN}} \approx 58 \text{ см}^2$ были определены в предыдущем примере. Из рекомендаций, изложенных выше, принимаем площадь основания ребристого радиатора $Q_{\text{осн}} = 30 \text{ см}^2$.

Возможны два инженерных решения по конструированию радиатора:

- размещение нескольких (в рассматриваемом случае двух) параллельно включаемых транзисторов на одном радиаторе;
- размещение каждого из параллельно включаемых транзисторов на отдельном радиаторе. При этом полученную площадь основания, так же как и рассеиваемую мощность, следует разделить на число параллельно включаемых транзисторов.

Рассмотрим оба варианта, чтобы были понятны их достоинства и недостатки. Вначале проведем расчет конструкции тепловода для размещения двух транзисторов. Исходя из $Q_{\text{осн}} = 30 \text{ см}^2$, примем размеры основания $H = 6 \text{ см}$, $D = 6 \text{ см}$ с толщиной $d_2 = 3 \text{ мм}$.

Тепловой коэффициент проектируемого радиатора

$$F_{\text{p}} = \frac{K_3 T_{\text{п.доп}} - T_{\text{с.в}}}{P_{\text{к max}}} - (R_{\text{ПК}}^{\text{T}} + R_{\text{КТ}}^{\text{T}}) = \frac{0,8 \cdot 150 - 60}{5} - (5 + 0,5) = 6,5 \text{ }^\circ\text{C/Вт}.$$

Поскольку транзисторы марки КТ816 (КТ817) имеют основание в виде прямоугольника, то для проведения дальнейших расчетов находим радиус эквивалентной окружности

$$r = r_{\text{эКВ}} = \sqrt{\frac{NS_{\text{T}}}{\pi}} = \sqrt{\frac{2 \cdot 0,858}{3,14}} = 0,739 \text{ см} = 7,4 \cdot 10^{-3} \text{ м.}$$

Затем определяются коэффициенты:

$$\varphi_{\text{p}}(\gamma, r/L_0) = 2F_{\text{p}}\lambda d_2 = 2 \cdot 6,5 \cdot 170 \cdot 3 \cdot 10^{-3} = 6,63,$$

$$\frac{r}{L_0} = \frac{2r}{\sqrt{H^2 + D^2}} = \frac{2 \cdot 0,74}{\sqrt{6^2 + 5^2}} = 0,189.$$

Из табл. 2.2 определяем критерий γ по ближайшим к полученным значениям φ_{p} и r/L_0 . В результате принимаем $\gamma \approx 0,32$.

Далее определяем коэффициент теплоотдачи поверхности радиатора $\alpha_{\text{эф}}$ и коэффициент χ :

$$\begin{aligned} \alpha_{\text{эф}} &= \frac{\pi\gamma^2\lambda d_2}{DH - \pi r^2} \left(1 - \frac{r^2}{H^2 + D^2} \right) = \\ &= \frac{3,14 \cdot 0,32^2 \cdot 170 \cdot 3 \cdot 10^{-3}}{5 \cdot 10^{-2} \cdot 6 \cdot 10^{-2} - 3,14 \cdot (7,4 \cdot 10^{-3})^2} \left(1 - \frac{(7,4 \cdot 10^{-3})^2}{(6 \cdot 10^{-2})^2 + (5 \cdot 10^{-2})^2} \right) = \\ &= 57,45 \text{ Вт/м}^2 \cdot \text{град}; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \chi &= \left(\frac{\sqrt{H^2 + D^2}}{2} - r \right) \sqrt{\frac{\alpha_{\text{эф}}}{2\lambda d_2}} = \\ &= \left(\frac{\sqrt{(6 \cdot 10^{-2})^2 + (5 \cdot 10^{-2})^2}}{2} - 7,4 \cdot 10^{-3} \right) \sqrt{\frac{57,45}{2 \cdot 170 \cdot 3 \cdot 10^{-3}}} = 0,2376. \end{aligned}$$

По известным $r/L_0 \approx 0,2$ и $\chi \approx 0,24$ из графиков (см. рис. 2.6) определяем $g = 0,85$, а затем величину перегрева радиатора в обла-

сти монтажа транзистора; среднеповерхностный перегрев радиатора и максимальную температуру теплоотвода:

$$\vartheta = P_{\text{к max}} F_p = 5 \cdot 6,5 = 32,5 \text{ }^\circ\text{C},$$

$$\vartheta_s = \vartheta g = 32,5 \cdot 0,85 = 27,63 \text{ }^\circ\text{C},$$

$$T_{\text{р max}} = \frac{\vartheta_s + 2T_{\text{св}}}{2} = \frac{27,63 + 2 \cdot 60}{2} = 73,81 \text{ }^\circ\text{C}.$$

Используя значение $T_{\text{р max}}$, в соответствии с табл. 2.3 определяем коэффициент $A = 1,3$. Далее вычисляем коэффициенты $\alpha_{\text{к}}$ и $\alpha_{\text{л}}$ (для неокрашенного радиатора: $\varphi_{\text{пр}} = 0,3$; $\varphi_1 = 0,8$; $\varphi_2 = 8$):

$$\alpha_{\text{к}} = A \left(\frac{\vartheta_s}{H} \right)^{\frac{1}{4}} = 1,3 \left(\frac{27,63}{6 \cdot 10^{-2}} \right)^{\frac{1}{4}} \approx 6 \text{ Вт/м}^2 \cdot \text{град},$$

$$\alpha_{\text{л}} = \varepsilon_{\text{пр}} \varphi_1 \varphi_2 = 0,3 \cdot 0,8 \cdot 8 = 1,92 \text{ Вт/м}^2 \cdot \text{град}$$

и суммарный коэффициент α

$$\alpha = \alpha_{\text{к}} + \alpha_{\text{л}} = 6 + 1,92 = 7,92 \text{ Вт/м}^2 \cdot \text{град},$$

а затем эффективный коэффициент теплоотдачи ребристой поверхности радиатора

$$\alpha_{\text{эф}}^* = \alpha_{\text{эф}} - \alpha = 57,45 - 7,92 = 49,53 \text{ Вт/м}^2 \cdot \text{град}.$$

По найденному значению $\alpha_{\text{эф}}^*$ определяется площадь ребристой поверхности радиатора

$$S_{\text{п}} = \frac{\alpha_{\text{эф}}^*}{5} H D = \frac{49,53}{5} \cdot 6 \cdot 10^{-2} \cdot 5 \cdot 10^{-2} = 0,0297 \text{ м}^2.$$

Затем определим число ребер n , приняв $c = 2$ мм и $b = 10$ мм:

$$n = \frac{H + b}{c + b} = \frac{60 + 10}{2 + 10} = 5,83 \approx 6.$$

В заключение расчета конструкции радиатора определим высоту ребер

$$d_1 = \frac{S_{\text{п}} - DH}{2nD} = \frac{0,0297 - 0,05 \cdot 0,06}{2 \cdot 6 \cdot 0,05} = 0,0445 \text{ м} \approx 45 \text{ мм}.$$

Для сравнения проведем расчет конструкции радиатора на каждый из двух параллельно включенных транзисторов. В этом случае мощность, рассеиваемая одним транзистором, $P_{\text{к max}} = 2,5$ Вт,

а площадь основания теплоотвода $Q_{\text{осн}} = 15 \text{ см}^2$. Тогда размеры основания примем $H = 5 \text{ см}$, $D = 3 \text{ см}$, а его толщину $- d_2 = 3 \text{ мм}$.

Тепловой коэффициент проектируемого радиатора

$$F_p = \frac{K_3 T_{\text{п.доп}} - T_{\text{с.в}}}{P_{\text{кmax}}} - (R_{\text{пк}}^{\text{т}} + R_{\text{кт}}^{\text{т}}) = \frac{0,8 \cdot 150 - 60}{2,5} - (5 + 0,5) = 18,5 \text{ } ^\circ\text{C/Вт.}$$

Для проведения дальнейших расчетов находим радиус эквивалентной окружности для транзисторов КТ816 (КТ817)

$$r = r_{\text{экв}} = \sqrt{\frac{S_{\text{т}}}{\pi}} = \sqrt{\frac{0,858}{3,14}} = 0,523 \text{ см} = 5,23 \cdot 10^{-3} \text{ м.}$$

Затем определяем коэффициенты:

$$\varphi_p \left(\gamma, \frac{r}{L_0} \right) = 2F_p \lambda d_2 = 2 \cdot 18,5 \cdot 170 \cdot 3 \cdot 10^{-3} = 18,87,$$

$$\frac{r}{L_0} = \frac{2r}{\sqrt{H^2 + D^2}} = \frac{2 \cdot 0,523}{\sqrt{5^2 + 3^2}} = 0,179.$$

Из табл. 2.2 определяем критерий γ по ближайшим к полученным значениям φ_p и r/L_0 . В результате принимаем $\gamma \approx 0,2$.

Далее определяем коэффициент теплоотдачи поверхности радиатора $\alpha_{\text{эф}}$ и коэффициент χ :

$$\begin{aligned} \alpha_{\text{эф}} &= \frac{\pi \gamma^2 \lambda d_2}{DH - \pi r^2} \left(1 - \frac{r^2}{H^2 + D^2} \right) = \\ &= \frac{3,14 \cdot 0,2^2 \cdot 170 \cdot 3 \cdot 10^{-3}}{3 \cdot 10^{-2} \cdot 5 \cdot 10^{-2} - 3,14 \cdot (5,23 \cdot 10^{-3})^2} \times \\ &\times \left(1 - \frac{(5,23 \cdot 10^{-3})^2}{(5 \cdot 10^{-2})^2 + (3 \cdot 10^{-2})^2} \right) = 47,44 \text{ Вт / м}^2 \cdot \text{град}; \\ \chi &= \left(\frac{\sqrt{H^2 + D^2}}{2} - r \right) \sqrt{\frac{\alpha_{\text{эф}}}{2\lambda d_2}} = \\ &= \left(\frac{\sqrt{(5 \cdot 10^{-2})^2 + (3 \cdot 10^{-2})^2}}{2} - 5,23 \cdot 10^{-3} \right) \sqrt{\frac{47,44}{2 \cdot 170 \cdot 3 \cdot 10^{-3}}} = 0,148. \end{aligned}$$

По известным r/L_0 и χ из графиков (см. рис. 2.6) определяем $g = 0,9$, а затем величину перегрева радиатора в области монтажа транзистора; среднеповерхностный перегрев радиатора и максимальную температуру теплоотвода:

$$\vartheta = P_{\text{к max}} F_p = 2,5 \cdot 18,5 = 46,25 \text{ }^\circ\text{C},$$

$$\vartheta_s = \vartheta \cdot g = 46,25 \cdot 0,9 = 43,94 \text{ }^\circ\text{C},$$

$$T_{\text{p max}} = \frac{\vartheta_s + 2T_{\text{с.в}}}{2} = \frac{43,94 + 2 \cdot 60}{2} = 81,9 \approx 80 \text{ }^\circ\text{C}.$$

Используя значение $T_{\text{p max}}$, в соответствии с табл. 2.3 определяем коэффициент $A = 1,29$. Далее вычисляем коэффициенты $\alpha_{\text{к}}$ и $\alpha_{\text{л}}$ (для неокрашенного радиатора: $\varepsilon_{\text{пр}} = 0,3$; $\varphi_1 = 0,8$; $\varphi_2 = 8$):

$$\alpha_{\text{к}} = A \left(\frac{\vartheta_s}{H} \right)^{\frac{1}{4}} = 1,29 \left(\frac{43,94}{5 \cdot 10^{-2}} \right)^{\frac{1}{4}} \approx 7 \text{ Вт/м}^2 \cdot \text{град},$$

$$\alpha_{\text{л}} = \varepsilon_{\text{пр}} \varphi_1 \varphi_2 = 0,3 \cdot 0,8 \cdot 8 = 1,92 \text{ Вт/м}^2 \cdot \text{град}$$

и суммарный коэффициент α

$$\alpha = \alpha_{\text{к}} + \alpha_{\text{л}} = 7 + 1,92 = 8,92 \text{ Вт/м}^2 \cdot \text{град},$$

а затем коэффициент эффективности теплоотдачи ребристой поверхности радиатора

$$\alpha_{\text{эф}}^* = \alpha_{\text{эф}} - \alpha = 47,44 - 8,92 = 38,52 \text{ Вт/м}^2 \cdot \text{град}.$$

По найденному значению $\alpha_{\text{эф}}^*$ определяем площадь ребристой поверхности радиатора

$$S_{\text{п}} = \frac{\alpha_{\text{эф}}^*}{5} HD = \frac{38,52}{5} \cdot 5 \cdot 10^{-2} \cdot 3 \cdot 10^{-2} = 0,01155 \text{ м}^2$$

и число ребер n , приняв $c = 2$ мм и $b = 10$ мм:

$$n = \frac{H+b}{c+b} = \frac{50+10}{2+10} = 5.$$

В заключение расчета конструкции радиатора получим высоту ребер

$$d_1 = \frac{S_{\text{п}} - DH}{2nD} = \frac{0,01155 - 0,03 \cdot 0,05}{2 \cdot 5 \cdot 0,03} = 0,0335 \text{ м} \approx 34 \text{ мм}.$$

Сравнивая полученные результаты, можно определить объем теплоотвода. В случае общего для двух транзисторов радиатора габаритный объем составит

$$V_r = HD \cdot (d_1 + d_2) = 6 \cdot 5 \cdot (4,5 + 0,3) = 144 \text{ см}^3,$$

а для двух отдельных радиаторов

$$V_r = [HD(d_1 + d_2)]N = [5 \cdot 3 \cdot (3,4 + 0,3)] \cdot 2 = 111 \text{ см}^3.$$

Таким образом, с точки зрения габаритного объема, в данном случае целесообразно применять отдельные теплоотводы для каждого из параллельно включаемых транзисторов. Однако может оказаться, что изготовление общего теплоотвода для размещения нескольких транзисторов более технологично.

2.3. Расчет величин сопротивлений уравнительных резисторов

Параллельное включение транзисторов используется не только для уменьшения размеров теплоотвода, но и в случае, когда заданный ток нагрузки $I_{н \max}$ не может быть обеспечен имеющимися в распоряжении типами транзисторов. При этом ток через каждый из параллельно соединенных транзисторов не превышает допустимого значения.

Схема включения уравнительных резисторов показана на рис. 2.7.

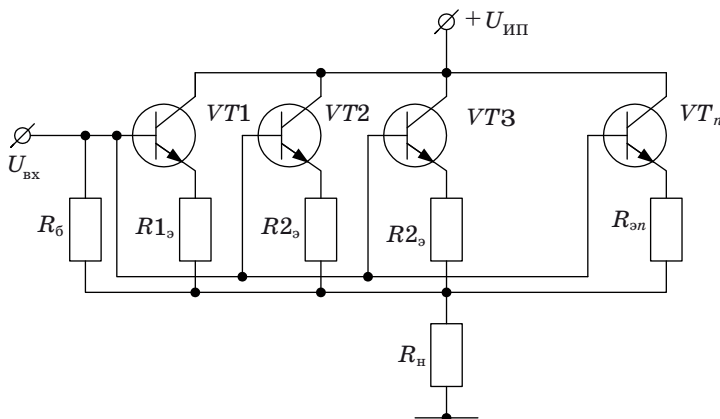


Рис. 2.7

Нужно иметь в виду, что при параллельном соединении транзисторов неизбежный разброс их характеристик может привести к существенно не одинаковому нагреву переходов транзисторов. В то же время очевидно, что параллельное соединение транзисторов выходного каскада эффективно лишь тогда, когда ток нагрузки распределяется между параллельно включенными приборами достаточно равномерно. Поскольку разбраковка партии транзисторов на группы с одинаковыми характеристиками, как правило, не проводится, то основным способом обеспечения равномерного распределения токов (а значит, и рассеиваемых мощностей) является включение в эмиттерные цепи транзисторов небольших одинаковых сопротивлений $R_{э1} = R_{э2} = R_{э3} = \dots = R_{эн} = R_{э,ур}$. Величина уравнивающих сопротивлений находится по формуле

$$R_{э,ур} = \frac{1}{S_{\max}} \cdot \frac{\lambda_i - \lambda_{i \text{ доп}}}{\lambda_{i \text{ доп}} - 1}, \quad (2.14)$$

где S_{\max} – максимальное значение крутизны переходной характеристики транзистора выбранного типа по постоянному току, которую удобно находить через статический коэффициент усиления тока β и входное сопротивление транзистора:

$$S_{\max} = \frac{\beta_{\max}}{R_{вх} VT_{\min}} = \frac{\beta_{\max} i_{б}}{U_{бэ,нас}}, \quad (2.15)$$

здесь $i_{б}$ – ток базы, соответствующий значению $U_{бэ,нас}$, которое приведено в справочных данных для выбранного типа транзистора; $\lambda_i = \frac{I_{к \max}}{I_{к \min}}$ – разброс характеристик транзистора по току силовой цепи; здесь $I_{к \min}$ и $I_{к \max}$ – значения минимального и максимального токов коллектора, взятые из справочных данных для выбранного типа транзистора. При отсутствии в справочнике необходимой информации λ_i задается в пределах 1,5–2,0; $\lambda_{i \text{ доп}}$ – допустимая величина отношения токов параллельно соединенных транзисторов.

Для определения $\lambda_{i \text{ доп}}$ следует задаться допустимым повышением температуры перехода $\Delta T_{п, \text{доп}} = 5\text{--}20$ °С и определить относительное приращение мощности рассеяния

$$\delta P_{к, \text{доп}} = \frac{\Delta P_{к}}{P_{к \max}} = \frac{\Delta T_{п, \text{доп}}}{K_3 T_{п, \text{доп}} - T_{с,в}},$$

здесь коэффициент запаса по температуре $K_3 = 0,75\text{--}0,85$; $\Delta P_{к}$ – потери мощности на уравнивательных резисторах.

При работе каскада усилителя в режимах классов *A* и *B* $\delta I_{к. доп} = \delta P_{к. доп}$, следовательно:

$$\lambda_{i доп} = 1 + \frac{\Delta T_{п. доп}}{K_{э} T_{п. доп} - T_{с.в}}. \quad (2.16)$$

Мощность уравнивательных резисторов определяется следующим образом:

$$P_{э.ур} = \frac{R_{э.ур}}{R_{н}} \cdot \frac{P_{н}}{N^2} = \frac{R_{э.ур}}{N^2} \frac{I_{н}^2}{N^2}. \quad (2.17)$$

При расчетах уравнивательных резисторов необходимо учитывать, что значение $P_{э.ур}$ при использовании непроволочных резисторов не должно превышать 2 Вт. В противном случае необходимо применять проволочные резисторы, у которых при больших рассеиваемых мощностях резко возрастают массогабаритные показатели.

Для удобства дальнейших расчетов параллельно включенные транзисторы целесообразно заменить одним эквивалентным с параметрами:

$$R_{э.ур}^{\Sigma} = \frac{R_{э.ур}}{N}, \quad I_{кэ0}^{\Sigma} = N I_{кэ0}, \quad I_{кб0}^{\Sigma} = N I_{кб0}, \quad I_{б0}^{\Sigma} = N I_{б0}.$$

Уравнивательные резисторы, включенные в эмиттерные цепи, образуют последовательную ООС по току, увеличивая тем самым температурную стабильность каскада и его входное сопротивление. Вместе с тем на этих резисторах рассеивается дополнительная мощность, что снижает КПД каскада. Поэтому, чтобы избежать дополнительных потерь мощности, в отдельных случаях применяют параллельное включение транзисторов без уравнивательных сопротивлений. В этом случае расчетный ток через каждый транзистор составляет 50–60 % от номинального, т. е. транзисторы работают с недогрузкой по току. При этом через отдельные транзисторы может идти ток, составляющий 70–90 %, а через другие – 20–40 % от номинального значения, но в целом такая схема будет работать достаточно надежно.

Пример. Проведем расчет величин уравнивательных резисторов для схемы, приведенной на рис. 2.8, в которой в параллель включены два транзистора КТ816А (КТ817А), обеспечивающие $I_{н} = 3$ А.

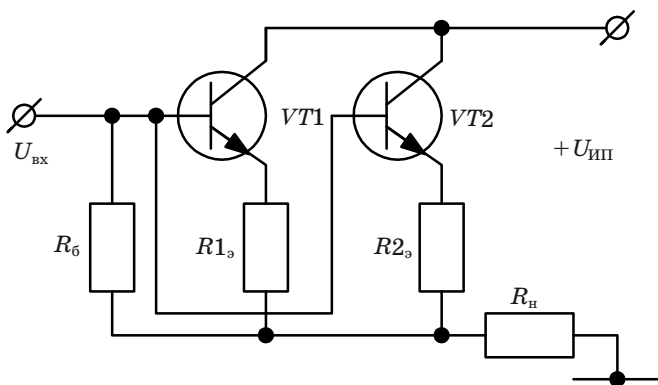


Рис. 2.8

Примем допустимую разницу температур коллекторов транзисторов $\Delta T_{п.доп} = 10 \text{ }^\circ\text{C}$; $K_3 = 0,75$; $\lambda_i = 1,5$.

Из соотношения (2.16)

$$\lambda_{i \text{ доп}} = 1 + \frac{\Delta T_{п.доп}}{K_3 T_{п.доп} - T_{с.в}} = 1 + \frac{10}{0,75 \cdot 150 - 60} = 1,19.$$

Входное сопротивление транзистора КТ816А (КТ817А) при $I_K = 3 \text{ А}$

$$R_{вх VT \text{ min}} = \frac{U_{бэ.нас}}{i_6} = \frac{1,5}{0,3} = 5 \text{ Ом.}$$

Примем величину $\beta_{\max} = 2\beta_{\min} = 2 \cdot 20 = 40$, поскольку данные о максимальном значении коэффициента усиления в справочнике отсутствуют. Из формулы (2.15) определяем максимальное значение крутизны переходной характеристики транзистора по постоянному току

$$S_{\max} = \frac{\beta_{\max}}{R_{вх VT \text{ min}}} = \frac{40}{5} = 8,$$

а затем из (2.14) значение

$$R_{э.ур} = \frac{1}{S_{\max}} \cdot \frac{\lambda_i - \lambda_{i \text{ доп}}}{\lambda_{i \text{ доп}} - 1} = \frac{1}{8} \cdot \frac{1,5 - 1,19}{1,19 - 1} = 2,039 \text{ Ом.}$$

Округлим полученное значение в соответствии с рядом номинальных величин (ряд E24) $R_{\text{э.ур}} = 2,0$ Ом. Мощность резистора определяется по выражению (2.17) и составляет

$$P_{\text{э.ур}} = \frac{R_{\text{э.ур}} I_{\text{н}}^2}{N^2} = \frac{2 \cdot 3^2}{2^2} = 4,5 \text{ Вт.}$$

Полученное значение мощности превышает 2 Вт, поэтому либо надо применять проволочные резисторы, номинальная мощность которых превышает рассчитанное значение (в рассматриваемом случае можно, например, использовать резистор С5-37В мощностью 5 Вт), либо для уменьшения величины $P_{\text{э.ур}}$ можно вместо одного резистора номиналом 2 Ом включить несколько резисторов параллельно, общее сопротивление которых будет обеспечивать значение $R_{\text{э.ур}}$, близкое к расчетному. Это даст возможность применять непроволочные резисторы, массогабаритные показатели которых, как правило, существенно лучше, чем проволочных.

Например, из ряда E24 выбираем резисторы номиналом 6,2 Ом, которые при параллельном включении будут обеспечивать $R_{\text{э.ур}} = 2,067$ Ом. При таком инженерном решении мощность полученного резистора будет определяться соотношением

$$P_{\text{э.ур}} = \frac{R_{\text{э.ур}}}{R_{\text{н}}} \cdot \frac{P_{\text{н}}}{n N^2} = \frac{R_{\text{э.ур}} I_{\text{н}}^2}{n N^2}, \quad (2.18)$$

где n – число резисторов, включенных параллельно и обеспечивающих необходимое значение $R_{\text{э.ур}}$. В рассматриваемом примере $n = 2$. Из соотношения (2.18) получаем

$$P_{\text{э.ур}} = \frac{R_{\text{э.ур}} I_{\text{н}}^2}{n N^2} = \frac{2,067 \cdot 3^2}{2 \cdot 2^2} = 1,55 \approx 2 \text{ Вт,}$$

что дает возможность применять непроволочные резисторы, например, марок МЛТ; С2-33 и т. д.

Замена одного проволочного резистора на несколько непроволочных резисторов меньшей мощности должна быть обоснована сравнением массогабаритных показателей. В рассматриваемом примере резистор марки С5-37В номиналом 2 Ом, мощностью 5 Вт имеет массу 7 г, диаметр и длину корпуса 11 и 26,2 мм соответственно (объем составляет $\approx 2,5$ см³). Резистор марки МЛТ номиналом 6,2 Ом, мощностью 2 Вт имеет массу 3,5 г, диаметр и длину корпуса 8,6 и 18,5 мм соответственно (объем составляет $\approx 1,07$ см³).

С учетом того, что резисторов МЛТ в одном плече каскада должно быть шесть, общая масса составит 21 г, а объем 6,42 см³. Очевидно, что в данном случае предпочтительнее применять проволочные резисторы.

2.4. Расчет термостабилизирующих резисторов выходного каскада

Включение уравнивающих резисторов в эмиттерные цепи силовых транзисторов образует местную ООС по току, что повышает входное сопротивление каскада и увеличивает потери мощности, а следовательно, снижает КПД. Вместе с тем выходной каскад, с которого начинается проектирование усилителя, рассчитывается, как правило, на обеспечение отдаваемой в нагрузку мощности, поэтому величина коэффициента передачи каскада является второстепенным показателем. Основное значение имеет достижение наибольшего КПД путем более полного использования силовых приборов при возможно меньших потерях мощности в них.

Резистор R_6 , подключенный к базе транзистора, влияет на допустимое напряжение закрытого транзистора и величину сквозного тока закрытого транзистора $i_{к.закр}$. Включение резистора R_6 шунтирует вход каскада, т. е. снижает его входное сопротивление, что вызывает увеличение тока, отдаваемого предыдущим каскадом усиления. Максимально допустимое значение R_6 указывается в справочных данных транзисторов.

Величина резистора R_6 определяется из условия минимума потерь в каскаде при максимальном сигнале. Если R_6 увеличивается, то возрастает ток транзистора закрытого плеча каскада $i_{к.закр}$, что вызывает увеличение потерь мощности на закрытом транзисторе $P_{к.закр} = 2U_{ИП}i_{к.закр}$. Если R_6 уменьшается, то растут потери мощности на данном сопротивлении открытого плеча $P_{R_6} = U_{R_6}/R_6$. Следовательно, необходимо определять значение $R_6 = R_{6\text{opt}}$, обеспечивающее минимум потерь мощности в каскаде.

Величину сквозного тока закрытого транзистора $i_{к.закр}$ можно определить по эквивалентной упрощенной схеме транзистора – схеме Эберса – Молла, показанной на рис. 2.9, где приняты следующие обозначения: αI_3 – генератор тока, характеризующий усилительные свойства транзистора; $I_{к60}N$ – генератор тока, характеризующий обратный ток коллекторного перехода; r_6 – объемное сопротивление базы; i_c, e_c – источники входных сигналов; R_6, R_3 – внешние резисторы, $U_{д3}(i_3)$ – нелинейная вольт-амперная

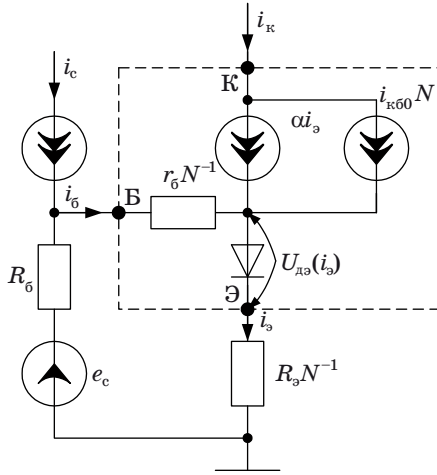


Рис. 2.9

характеристика эмиттерного $p-n$ -перехода, определяемая соотношением:

$$U_{дэ} = m\varphi_T \ln \left(\frac{i_6}{\alpha I_{э60}} + 1 \right),$$

где $m = (1-2)$ – эмпирический поправочный коэффициент; $I_{э60}$ – обратный ток перехода эмиттер – база; φ_T – тепловой потенциал,

определяемый соотношением $\varphi_T = \frac{0,026(K_3 T_{II} + 273)}{293}$, здесь $K_3 = 0,75-1,0$ – коэффициент запаса; T_{II} – температура перехода транзистора.

Ток коллектора транзистора при известных значениях сопротивлений R_6 и R_3 , тока источника i_c , напряжения источника e_c может быть определен по эквивалентной схеме

$$i_k = \frac{(r_6 + R_6 N + R_3) I_{к60} - \alpha m \varphi_T \ln \left(\frac{i_k - N I_{к60}}{\alpha N I_{э0}} + 1 \right) + \alpha R_6 i_c + \alpha e_c}{\frac{r_6 N^{-1} + R_6}{\beta + 1} + R_3 N^{-1}}, \quad (2.19)$$

где α – коэффициент передачи тока в схеме с общей базой; N – число параллельно включенных транзисторов; $I_{к60}$ – обратный ток пе-

перехода коллектор – база; $I_{\text{э0}}$ – тепловой обратный ток эмиттерного перехода.

При пассивном запираании транзистора $i_c = 0$ и $e_c = 0$, тогда из выражения (2.19) получаем зависимость $R_{\text{б}}$ от тока коллектора транзистора в закрытом состоянии

$$R_{\text{б}} = \frac{\frac{m\varphi_{\text{T}}}{NI_{\text{кб0}}} \ln \left[\left(\frac{i_{\text{к.закр}}}{NI_{\text{кб0}}} - 1 \right) \frac{I_{\text{кб0}}}{I_{\text{э0}}} + 1 \right] + \left(\frac{i_{\text{к.закр}}}{NI_{\text{кб0}}} - 1 \right) \frac{R_{\text{э}}}{N} - \frac{r_{\text{б}}}{N}}{1 - \frac{i_{\text{к.закр}}}{NI_{\text{кб0}}(\beta + 1)}}, \quad (2.20)$$

где объемное сопротивление базы $r_{\text{б}}$ может быть определено по входной характеристике транзистора в области больших токов

$r_{\text{б}} \approx \frac{\Delta U_{\text{бэ}}}{\Delta i_{\text{б}}}$; значения обратных токов переходов $I_{\text{кб0}}$ и $I_{\text{э0}}$ определя-

ются из справочной литературы.

При отсутствии необходимой информации можно задать отношение токов $\frac{I_{\text{кб0}}}{I_{\text{э0}}} = 2 - 10$, а обратный ток перехода коллектор – база

как функция температуры и обратного напряжения определяется соотношением

$$I_{\text{кб0}}(T_{\text{п}}, U_{\text{кэ}}) = \xi_i \left[2K_{\text{у.г}} U_{\text{кэ}} + 5I_{\text{п0}}(T_{\text{п0}}) e^{\gamma(K_{\text{э}} T_{\text{п}} - T_{\text{п0}})} \right],$$

здесь $\xi_i = 0,5 - 2$ – коэффициент, учитывающий технологический разброс величин обратного тока; $\gamma/^\circ\text{C} = (0,07 - 0,1)$ – масштабный коэффициент; $T_{\text{п0}} = 20^\circ\text{C}$ – нормальная температура перехода; $I_{\text{п0}}(T_{\text{п0}})$ – тепловой ток перехода, измеренный при $T_{\text{п0}} = 20^\circ\text{C}$; $K_{\text{у.г}}$ – коэффициент утечки и генерации носителей заряда.

Пример. Рассмотрим определение обратного тока перехода коллектор – база для транзистора КТ809А при температуре $T_{\text{п}} = 60^\circ\text{C}$ и $U_{\text{кэ}} = 40$ В. Из справочных данных следует: $I_{\text{кб0}}(25^\circ\text{C}, 400$ В) = 3 мА; $I_{\text{кб0}}(125^\circ\text{C}, 300$ В) = 10 мА, принимаем $\xi_i = 0,5$; $g = 0,1$, $1/^\circ\text{C}$; $K_{\text{э}} = 0,8$, тогда

$$I_{\text{кб0}}(25^\circ\text{C}, 400 \text{ В}) = 0,5 \left[2K_{\text{у.г}} 400 + 5I_{\text{п0}}(20^\circ\text{C}) e^{0,1(0,8 \cdot 25 - 20)} \right],$$

$$I_{\text{кб0}}(125^\circ\text{C}, 300 \text{ В}) = 0,5 \left[2K_{\text{у.г}} 300 + 5I_{\text{п0}}(20^\circ\text{C}) e^{0,1(0,8 \cdot 125 - 20)} \right],$$

либо с учетом значений обратных токов перехода коллектор – база

$$0,5 \left[2K_{y.r} 400 + 5I_{п0}(20^\circ\text{C}) e^{0,1(0,8 \cdot 25 - 20)} \right] = 0,003,$$

$$0,5 \left[2K_{y.r} 300 + 5I_{п0}(20^\circ\text{C}) e^{0,1(0,8 \cdot 125 - 20)} \right] = 0,01.$$

Решение системы уравнений дает следующие значения: $I_{п0}(20^\circ\text{C}) = 0,52$ мкА; $K_{y.r} = 7,45$ мкА/В, используя которые можно определить искомое значение обратного тока через переход коллектор – база при заданных значениях температуры перехода и напряжении коллектор – эмиттер. В результате получим

$$\begin{aligned} I_{к.60}(60^\circ\text{C}, 40\text{В}) = \\ = 0,5 \left[2 \cdot 7,45 \cdot 40 + 5 \cdot 0,52 \cdot e^{0,1(0,8 \cdot 60 - 20)} \right] \approx 319 \text{ мкА}. \end{aligned}$$

При построении зависимости $R_{\sigma}(i_{к.закр})$ необходимо учитывать, что минимальное значение $i_{к.закр}$ не должно давать под знаком логарифма отрицательного значения, а максимальное значение $i_{к.закр}$ – отрицательного числа в знаменателе. Следовательно, аргумент функции может изменяться в пределах

$$NI_{к60} \leq i_{к.закр} \leq NI_{к60}(\beta + 1).$$

Потери мощности в каскаде определяются следующим образом:

$$P_{\Pi} = P_{закр} + P_{откр},$$

где $P_{закр} = 2U_{ИП}i_{к.закр}$ – потери мощности в закрытом плече каскада; $P_{откр} = P_{вх} + P_{\vartheta} + P_{кэ}$ – потери мощности в открытом плече каскада. Здесь:

$$P_{вх} = i_{вх}U_{ИП} = \frac{U_{бэ.нас} + \frac{R_{\vartheta}}{N}I_{н}}{R_{\sigma}}U_{ИП} - \text{потери во входной цепи};$$

$$P_{\vartheta} = I_{н}^2 \frac{R_{\vartheta}}{N} - \text{потери на эмиттерном сопротивлении}; P_{кэ} = I_{н}U_{кэ} =$$

$$= I_{н} \left(U_{ИП} - I_{н}R_{н} - \frac{R_{\vartheta}}{N}I_{н} \right) - \text{потери на открытом транзисторе.}$$

Тогда общие потери мощности в каскаде

$$\begin{aligned}
 P_{\Pi} &= 2U_{\text{ИП}} i_{\text{к.закр}} + \frac{U_{\text{бэ.нас}} + \frac{R_{\text{э}}}{N} I_{\text{н}}}{R_{\text{б}}} U_{\text{ИП}} + I_{\text{н}}^2 \frac{R_{\text{э}}}{N} + \\
 &+ I_{\text{н}} \left(U_{\text{ИП}} - I_{\text{н}} R_{\text{н}} - \frac{R_{\text{э}}}{N} I_{\text{н}} \right) = 2U_{\text{ИП}} i_{\text{к.закр}} + \\
 &+ \frac{U_{\text{бэ.нас}} + \frac{R_{\text{э}}}{N} I_{\text{н}}}{R_{\text{б}}} U_{\text{ИП}} + I_{\text{н}} (U_{\text{ИП}} - I_{\text{н}} R_{\text{н}}),
 \end{aligned}$$

а КПД каскада как функция $R_{\text{б}}$

$$\begin{aligned}
 \eta &= \frac{P_{\text{н}}}{P_{\text{н}} + P_{\Pi}} = \frac{U_{\text{н}} I_{\text{н}}}{2U_{\text{ИП}} i_{\text{к.закр}} + \frac{U_{\text{бэ.нас}} + \frac{R_{\text{э}}}{N} I_{\text{н}}}{R_{\text{б}}} U_{\text{ИП}} + I_{\text{н}} U_{\text{ИП}}} = \\
 &= \frac{1}{\frac{U_{\text{ИП}}}{U_{\text{н}}} \left(\frac{2i_{\text{к.закр}}}{I_{\text{н}}} + \frac{U_{\text{бэ.нас}} + \frac{R_{\text{э}}}{N}}{R_{\text{б}}} + 1 \right)}.
 \end{aligned} \tag{2.21}$$

Пример. Проведем расчет термостабилизирующего резистора выходного каскада, показанного на рис. 2.8. Для определения $R_{\text{б}}$ в соответствии с соотношениями (2.20) и (2.21) построим зависимости $i_{\text{к.закр}}(R_{\text{б}})$ и для следующих исходных данных: транзисторы VT1 и VT2 марки КТ816А (КТ817А); $R_{\text{э,ур}} = 2 \text{ Ом}$; $I_{\text{кб0}} = 0,1 \text{ мА}$;

$$\begin{aligned}
 I_{\text{э0}} = 0,05 \text{ мА}; \quad T_{\text{п,доп}} = 150 \text{ }^\circ\text{С}; \quad m = 2; \quad \beta = 40; \quad r_{\text{б}} = \frac{U_{\text{бэ.нас}}}{i_{\text{б.нас}}} = 5 \text{ Ом}; \\
 U_{\text{н}} = 7 \text{ В}; \quad I_{\text{н}} = 2 \text{ А}; \quad U_{\text{ИП}} = 9 \text{ В}.
 \end{aligned}$$

Определяем температурный потенциал

$$\varphi_{\text{т}} = \frac{0,026(K_{\text{з}} T_{\text{п}} + 273)}{293} = \frac{0,026(0,8 \cdot 150 + 273)}{293} = 0,03487,$$

а затем, подставляя исходные данные в соотношения (2.19) и (2.20), получаем функциональные зависимости $i_{\text{к.закр}}(R_{\text{б}})$ и $\eta(i_{\text{к.закр}}(R_{\text{б}}), R_{\text{б}})$:

$$R_{\text{б}} = \frac{348,73 \ln(10^4 i_{\text{к.закр}} + 1) + 5 \cdot 10^3 i_{\text{к.закр}} - 1}{1 - 121,95 i_{\text{к.закр}}} - 2,5,$$

где аргумент функции изменяется в пределах

$$0,2 \cdot 10^{-3} \text{ А} \leq i_{\text{к.закр}} \leq 8,2 \cdot 10^{-3} \text{ А};$$

$$\eta = \frac{1}{\frac{9}{7} \left(i_{\text{к.закр}} + \frac{1,75}{R_6} + 1 \right)}.$$

Результаты расчетов сведены в табл. 2.4 и представлены в виде графиков на рис. 2.10, где кривая 1 – $i_{\text{к.закр}}(R_6)$; кривая 2 – $\eta(i_{\text{к.закр}}(R_6), R_6)$. На рисунке также показано ограничение по предельно допустимому значению R_6 , которое может быть включено в цепь базы транзистора соответствующего типа (из паспортных данных транзистора).

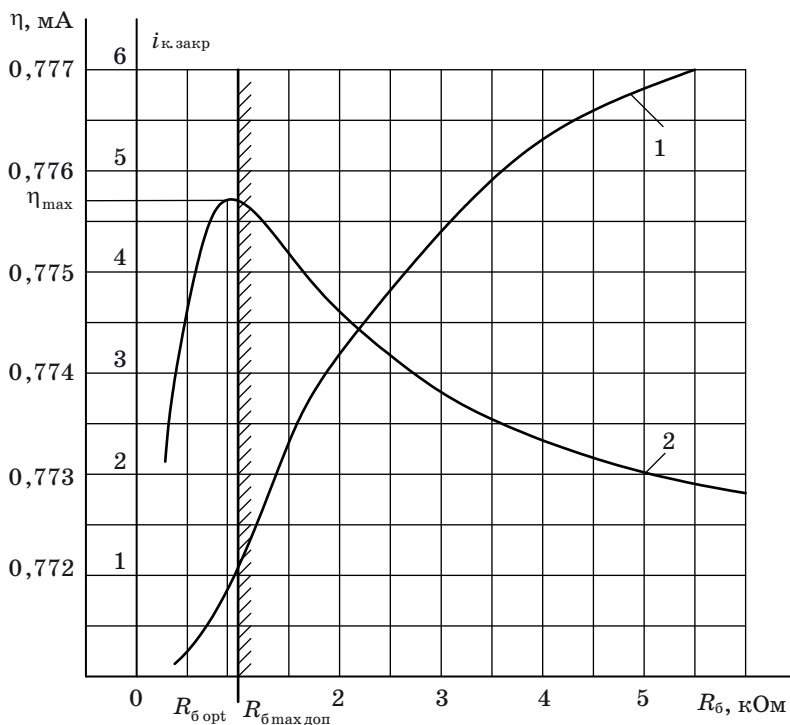


Рис. 2.10

Таблица 2.4

Зависимости $i_{к.закр}(R_6)$ и $\eta(i_{к.закр}(R_6), R_6)$

$i_{к.закр}, \text{мА}$	$R_6, \text{Ом}$	η
0,21	402,48	0,7740
0,50	664,54	0,7753
0,75	822,01	0,7755
1,00	874,78	0,7757
2,00	1413,82	0,7753
3,00	1908,47	0,7747
4,00	2564,02	0,7741
5,00	3574,86	0,7735
6,00	5455,01	0,7729

Как видно из рис. 2.10, функция $\eta(i_{к.закр}(R_6), R_6)$ имеет экстремум при $R_6 = 874,78 \text{ Ом}$, который находится левее $R_{6 \text{ макс доп}}$. Следовательно, данное значение является оптимальным. Если бы экстремум функции $\eta(i_{к.закр}(R_6), R_6)$ находился правее $R_{6 \text{ макс доп}}$, то в качестве оптимального следовало бы принять $R_6 = R_{6 \text{ макс доп}}$.

3. РАСЧЕТ ПРЕДВАРИТЕЛЬНЫХ КАСКАДОВ УСИЛЕНИЯ

3.1. Выбор транзисторов предварительных каскадов усиления

Выходная цепь каждого последующего каскада многокаскадно усилителя мощности является нагрузкой предыдущего, что иллюстрируется структурой усилителя, показанной на рис. 3.1, где приняты следующие обозначения: ОУ – операционный усилитель; УК₁, ..., УК_i – каскады предварительного усиления; УМ – усилитель мощности (оконечный каскад усиления).

Таким образом, для расчета каждого предыдущего каскада необходимо знать параметры последующего, а именно:

- максимальное значение входного тока каскада, следующего за рассчитываемым, который для последнего является током нагрузки;
- входное сопротивление каскада, следующего за рассчитываемым, которое для последнего является сопротивлением нагрузки.

Обычно все каскады многокаскадного усилителя запитываются от одного источника питания, следовательно, выбор транзисторов всех каскадов усиления должен производиться с учетом обязательного выполнения условия

$$U_{кэ \max \text{ доп}} \geq 2K_3 U_{\text{ИП}},$$

в случае двухтактных схем при симметричном источнике питания.

Кроме того, как показано в гл. 2, транзисторы должны удовлетворять условиям (2.6). При этом для проверки требования к максимально допустимым значениям тока можно использовать приближенное значение тока нагрузки (входного тока последующего каскада), который в основном определяется максимальным значением тока базы последующего каскада. В результате

$$I_{к \max \text{ доп}} \geq N \frac{I_{ки \max}}{\beta_{i \min}},$$

где N – число параллельно включенных транзисторов в одном плече каскада усиления, следующего за рассчитываемым; $I_{ки \max}$, $\beta_{i \min}$ – максимальное значение тока и минимальное значение коэффициента передачи тока транзистора i -го каскада усиления.

Если же в ходе расчетов ток нагрузки очередного каскада окажется меньше, чем допустимый ток нагрузки операционного усилителя, который предполагается использовать в качестве предварительного усилителя-сумматора, то необходимость во включении промежуточных каскадов усиления, построенных на транзисто-

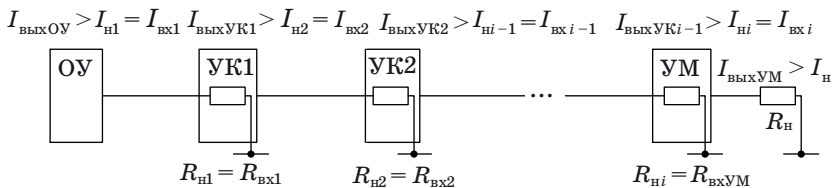


Рис. 3.1

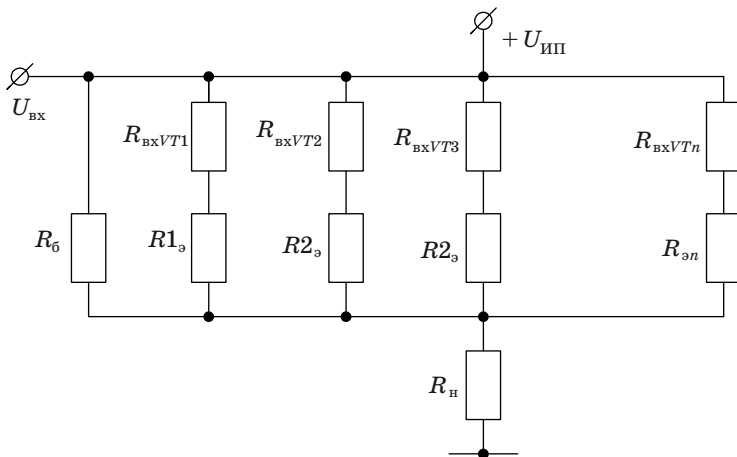


Рис. 3.2

рах, отпадает, и компоновка принципиальной электрической схемы всего усилительного устройства на этом завершается.

Сопротивлением нагрузки $(i - 1)$ -го каскада является входное сопротивление i -го каскада, величина которого зависит от схемы соответствующего каскада усиления. Так, для окончного каскада усиления входное сопротивление определяется в соответствии со схемой, показанной на рис. 2.7. В этом случае эквивалентная расчетная схема будет иметь вид, приведенный на рис. 3.2, тогда входное сопротивление

$$R_{\text{ВХ}} = \left(\frac{1}{R_{\text{Г}}} + \frac{1}{R_{\text{ВХVT1}} + R_{\text{э1}}} + \frac{1}{R_{\text{ВХVT2}} + R_{\text{э2}}} + \dots + \frac{1}{R_{\text{ВХVT}_n} + R_{\text{э}_n}} \right)^{-1} + R_{\text{Н}},$$

где $R_{\text{ВХVT}}$ – входное сопротивление транзистора.

Поскольку при параллельном включении все транзисторы одного плеча имеют одинаковые входные сопротивления, а в эмиттерные цепи включаются одинаковые уравнительные резисторы, то

$$R_{\text{вх}} = \left(\frac{1}{R_6} + \frac{N}{R_{\text{вхVT}} + R_9} \right)^{-1} + R_{\text{н}} = \frac{R_6(R_{\text{вхVT}} + R_9)}{NR_6 + R_{\text{вхVT}} + R_9} + R_{\text{н}},$$

где N – число параллельно включенных транзисторов.

Пример. Допустим, что мощный каскад рассчитан, как это сделано в предыдущих примерах. При этом полагаем, что $I_{\text{н max}} = 2,4$ А; $R_{\text{н}} = 3,5$ Ом; $R_9 = 2,0$ Ом; $R_6 = 874$ Ом. В параллель включены два транзистора КТ816А (КТ817А), входное сопротивление которых $R_{\text{вхVT}} = 5$ Ом. Тогда ток нагрузки каскада предварительного усиления

$$I_{\text{к max доп}} \geq \frac{I_{\text{н max}}}{\beta_{\text{min}}} = \frac{2,4}{20} = 0,12 \text{ А},$$

а входное сопротивление

$$R_{\text{вх}} = \frac{R_6(R_{\text{вхVT}} + R_9)}{NR_6 + R_{\text{вхVT}} + R_9} + R_{\text{н}} = \frac{874(5+2)}{2 \cdot 874 + 5 + 2} + 3,5 = 6,986 \approx 7 \text{ Ом}.$$

Максимальное значение мощности, рассеиваемой на коллекторе транзистора:

$$P_{\text{к max}} = 0,3 \cdot P_{\text{н max}} = 0,3 \cdot I_{\text{к max}}^2 R_{\text{вх}} = 0,3 \cdot 0,12^2 \cdot 7 = 0,03 \text{ Вт}.$$

Значение $U_{\text{кэ max доп}} \geq 21$ В получено в предыдущих расчетах. Тогда, исходя из условий (2.6), выбираем комплементарную пару транзисторов, например, КТ502Б и КТ503Б, параметры которых приведены в табл. 3.1

3.2. Расчет сопротивлений резисторов промежуточных каскадов усиления

Схемные решения промежуточных каскадов зависят от схемы включения выходного (мощного) каскада (схема с общим эмиттером или схема с общим коллектором), а также от числа каскадов, расположенных между операционным усилителем-сумматором и окончательным каскадом.

Рассмотрим типовые варианты построения промежуточных каскадов, расчет резисторов которых ведется графоаналитически построением области допустимых значений, ограниченной прямыми, соответствующим условиям:

- достаточности входного напряжения;
- ограничения тока базы транзистора максимально допустимым значением;
- требуемого входного сопротивления каскада;
- обеспечения требуемой термостабильности;
- обеспечения требуемого тока нагрузки;
- ограничения максимально допустимого значения обратного напряжения база – эмиттер.

Вариант 1

Схема усилительного каскада показана на рис. 3.3, где R_{ni} – входное сопротивление следующего каскада усиления; A и B – точки подключения следующего каскада, а эквивалентная расчетная схема одного плеча показана на рис. 3.4.

1. Условие достаточности входного напряжения определяем, исходя из предположения, что транзистор находится в состоянии насыщения, тогда:

$$U_{\text{вх max}} \geq (I_{\text{б}}R_{\text{б}} + U_{\text{бэ}} + I_{\text{ни}}R_{\text{э}})K_{\text{з}}U, \quad (3.1)$$

где $K_{\text{з}}U = 1,1-1,3$ – коэффициент запаса по напряжению; $U_{\text{вх max}} = U_{\text{вых ОУ max}}$ – напряжение на входе усилительного каскада, соответствующее напряжению выхода операционного усилителя (из паспортных данных); $U_{\text{бэ}} = U_{\text{бэ.нас}} = 0,5-1$ В (при отсутствии

справочных данных); $I_{\text{б}} = \frac{I_{\text{ни}}}{\beta_{\text{min}}}$, здесь $I_{\text{ни}}$ – ток нагрузки усилитель-

ного каскада, соответствующий входному току следующего каскада усиления, определенному в предыдущих расчетах.

Из соотношения (3.1) следует функциональная зависимость $R_{\text{б}} = R_{\text{б}}(R_{\text{э}})$:

$$R_{\text{б}} \leq \left(\frac{U_{\text{вых ОУ max}} - U_{\text{бэ.нас}}}{K_{\text{з}}U} - R_{\text{э}} \right) \beta_{\text{min}}. \quad (3.2)$$

Таблица 3.1

Паспортные данные транзистора

Параметры	Единица измерения	Марки транзисторов и тип их проводимости			
		КТ502Б <i>n-p-n</i>	КТ503В <i>n-p-n</i>
$U_{кэ. доп}$	В	40	40		
$U_{кэ. нас}$ (при $I_k = 10$ мА; $I_б = 1$ мА)	В	0,6	0,6		
$U_{бэ. доп}$	В	5	5		
$U_{бэ. нас}$ (при $I_k = 10$ мА; $I_б = 1$ мА)	В	0,8	0,8		
$I_{к. доп}$	А	0,15	0,15		
$I_{б. доп}$	А	0,1	0,1		
$I_{кб0}$	мА	0,001	0,001		
$I_{э0}$	мА	–	–		
$P_{к. доп}$	Вт	0,35	0,35		
β_{min}	–	80	80		
β_{max}	–	240	240		
$P_{ПК}^T$	°С/Вт	–	–		
$P_{Кс}^T$	°С/Вт	–	–		
$P_{п. доп}^0$	°С	150	150		
$f_{гр}$	кГц	5000	5000		
Q_1	см ²	0,858	0,858		
m	г	0,3	0,3		

2. Условие ограничения тока базы транзистора допустимым значением следует из соотношения:

$$U_{вх max} = I_б R_б + U_{бэ.нас} + I_{э max} R_э, \quad (3.3)$$

где $I_{э max} = I_{нi} K_{zi}$, здесь $K_{zi} = 1,1-1,3$ – коэффициент запаса по току.

Тогда из соотношения (3.3) получаем

$$I_б K_{zi} = \frac{U_{вых.ОУ max} - U_{бэ.нас} - I_{нi} K_{zi} R_э}{R_б} \cdot K_{zi} \leq I_{б. доп}, \quad (3.4)$$

где $I_{б. доп}$ – максимально допустимое значение тока базы (из паспортных данных транзистора).

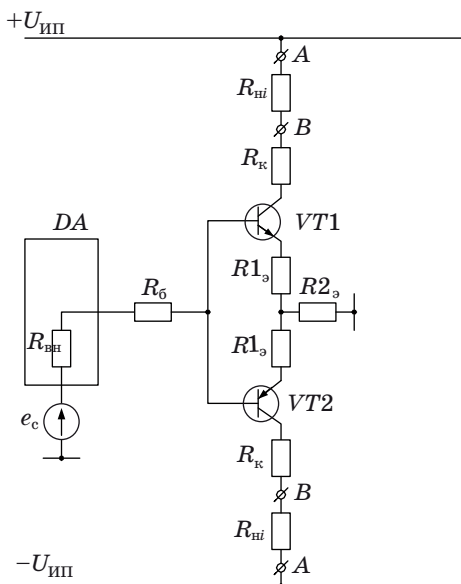


Рис. 3.3

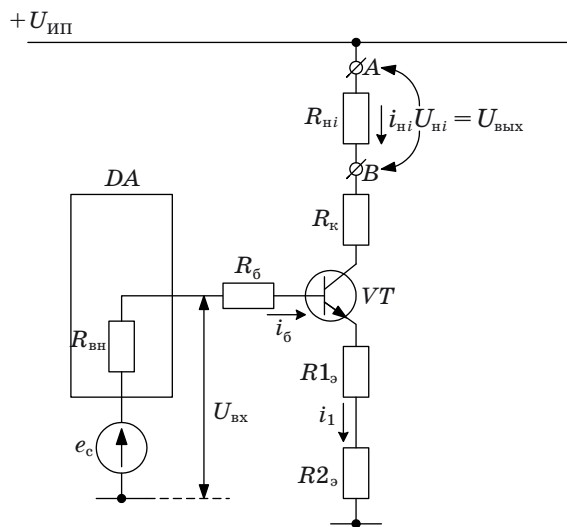


Рис. 3.4

Из соотношения (3.4) следует функциональная зависимость $R_6 = R_6(R_9)$:

$$R_6 \geq \frac{U_{\text{вых.ОУ max}} - U_{\text{бэ.нас}} - K_{zi} \cdot I_{\text{нi}} \cdot R_9}{\frac{I_{\text{б.доп}}}{K_{zi}}}. \quad (3.5)$$

3. Условие требуемого входного сопротивления каскада получаем из соотношения

$$U_{\text{вх}} = I_6 R_6 + U_{\text{бэ}} + I_9 R_9,$$

представив его в виде

$$\frac{U_{\text{вх}}}{I_6} = R_6 + \frac{U_{\text{бэ}}}{I_6} + \frac{I_9}{I_6} R_9, \quad (3.6)$$

где $\frac{U_{\text{вх}}}{I_6} = R_{\text{вх}}$ – входное сопротивление каскада; $\frac{U_{\text{бэ}}}{I_6} = R_{\text{вхVT}}$ – входное сопротивление транзистора, определяемое по входной характеристике $I_6(U_{\text{бэ}})$ либо приближенно $R_{\text{вхVT}} = \frac{U_{\text{бэ.нас}}}{I_{\text{б.нас}}}$. Учитывая, что $I_9 = (\beta + 1)I_6$, приводим соотношение (3.6) к следующему виду:

$$R_{\text{вх}} = R_6 + R_{\text{вхVT}} + R_9 (\beta + 1) \geq R_{\text{вх.треб}}, \quad (3.7)$$

где $R_{\text{вх.треб}} = R_{\text{н.ОУ min доп}}$ – минимально допустимое значение сопротивления нагрузки операционного усилителя (ОУ) из паспортных данных.

Из соотношения (3.7) следует функциональная зависимость $R_6 = R_6(R_9)$:

$$R_6 \geq R_{\text{н.ОУ min доп}} - R_{\text{вхVT}} - R_9 (\beta + 1). \quad (3.8)$$

4. Условие обеспечения требуемой термостабилизации

$$R_6 \leq \frac{\frac{m\varphi_T}{I_{\text{к60}}} \ln \left(\frac{\bar{i}_{\text{к.доп}} - 1}{\bar{i}_{\text{к.доп}}} \frac{I_{\text{к.60}}}{I_{\text{э.60}}} + 1 \right) + R_9 (\bar{i}_{\text{к.доп}} - 1)}{1 - \frac{\bar{i}_{\text{к.доп}}}{\beta + 1}} - R_{\text{вн.ОУ}}, \quad (3.9)$$

где $R_{\text{вн.ОУ}}$ – внутреннее сопротивление ОУ из паспортных данных, при отсутствии в паспортных данных можно принять $R_{\text{вн.ОУ}} =$

= 50–100 Ом; $m = (1-2)$ – эмпирический поправочный коэффициент; $I_{э60}$ – обратный ток перехода эмиттер – база; φ_T – тепловой потенциал, приближенное значение которого $\varphi_T = 0,026$ В; $I_{к60}$ – обратный ток перехода коллектор – база; $I_{э60}$ – тепловой обратный ток перехода эмиттер – база; $\bar{i}_{к.доп} = \frac{i_{к.закр}}{I_{к60}} \approx 2$. Значения обратных

токов переходов $I_{к60}$ и $I_{э60}$ определяются из справочной литературы, при отсутствии необходимой информации можно задать отношение токов $\frac{I_{к60}}{I_{э60}} = 2-10$, а методика определения обратного тока перехода коллектор – база как функции температуры и обратного напряжения подробно рассмотрена в гл. 2.

Учитывая приведенные выше числовые значения параметров, а также то, что $\beta \gg 1$, а, следовательно, $\frac{\bar{i}_{к.доп}}{\beta + 1} \ll 1$, формула (3.9) может быть существенно упрощена. В результате функциональная зависимость $R_6 = R_6(R_9)$ имеет вид

$$R_6 \leq \frac{0,026 - 0,052}{I_{к60}} \ln(3 - 11) + R_9 - R_{вн.оу}. \quad (3.10)$$

5. Условие обеспечения требуемого тока в нагрузке следует из соотношения:

$$U_{ИП} = I_{к}(R_{нi} + R_{к} + R_9) + U_{кэ.нас}, \quad (3.11)$$

где $R_{нi}$ – сопротивление нагрузки усилительного каскада, соответствующее входному сопротивлению последующего каскада усиления, определенному в предыдущих расчетах; $I_{к} = I_{нi}K_{zi}$, здесь $K_{zi} = 1, 1-1,3$ – коэффициент запаса по току.

Из соотношения (3.11) следует функциональная зависимость $R_{к} = R_{к}(R_9)$:

$$R_{к} = \frac{U_{ИП} - U_{кэ.нас}}{I_{нi}K_{zi}} - R_{нi} - R_9, \quad (3.12)$$

которая определяет предельно возможное значение резистора R_9 , при котором $R_{к}$ является неотрицательным.

6. Условие ограничения значения обратного напряжения $U_{бэ}$ имеет вид:

$$(I_{нi}R_{э1} + U_{бэ.нас})K_{з}U \leq U_{бэ\max\ доп}, \quad (3.13)$$

где $U_{бэ\max\ доп}$ – максимально допустимое значение напряжения база – эмиттер (из паспортных данных транзистора).

Из соотношения (3.13) следует ограничение на максимально допустимое значение сопротивления R_3 :

$$R_{31} \leq \frac{U_{бэ \max \text{ доп}} - U_{бэ.нас}}{K_3 U} \cdot I_{Hi}. \quad (3.14)$$

$$R_{32} = R_3 - R_{31}$$

Таким образом, расчет сопротивлений эквивалентной схемы усилительного каскада (см. рис. 3.3), показанной на рис. 3.4, сводится к построению области допустимых значений, ограниченной неравенствами (3.2), (3.5), (3.8), (3.10), (3.12), (3.14), а также максимально допустимым значением сопротивления, стоящего в цепи базы транзистора, выбранного типа $R_{б \max \text{ доп}}$, и выбору любых значений R_6 и R_9 из данной области.

Пример. Проведем расчет усилительного каскада (см. рис. 3.3) для следующих исходных данных: напряжение источника питания составляет 15 В; ток нагрузки каскада (входной ток следующего каскада усиления) $I_{Hi} = 0,15$ А; сопротивление нагрузки усилительного каскада (входное сопротивление следующего каскада) $R_{Hi} = 5$ Ом.

В качестве усилителя-сумматора предварительно выбираем ОУ К140УД9, максимальное напряжение на выходе которого $U_{\text{вых.ОУ max}} = 10$ В; минимально допустимое значение сопротивления нагрузки $R_{н.ОУ \min \text{ доп}} = 1000$ Ом. Поскольку данные о внутреннем сопротивлении микросхемы отсутствуют, то для расчетов принимаем $R_{вн.ОУ} = 50$ Ом.

В соответствии с методикой выбора транзисторов, изложенной в п. 3.1, для предварительного усилителя выбираем комплементарную пару транзисторов КТ502Б, КТ503Б, основные параметры которых представлены в табл. 3.1.

С учетом числовых значений соотношения (3.2), (3.5), (3.8), (3.10), (3.12), (3.14) принимают вид:

– условие 1:

$$R_6 \leq \left(\frac{U_{\text{вых.ОУ max}} - U_{бэ.нас}}{K_3 U} - R_3 \right) \beta_{\min} =$$

$$= \left(\frac{10}{1,2} - 0,8 \right) \cdot 80 = 4013,5 - 80R_3;$$

– условие 2:

$$R_6 \geq \frac{U_{\text{вых.ОУ max}} - U_{\text{бэ.нас}} - K_{zi} I_{Hi} R_9}{\frac{I_{\text{б.доп}}}{K_{zi}}} =$$

$$= \frac{10 - 0,8 - 1,2 \cdot 0,15 \cdot R_9}{\frac{0,1}{1,2}} = 110,4 - 2,16R_9;$$

– условие 3 $\left(R_{\text{вхVT}} = \frac{U_{\text{бэ.нас}}}{I_6} = \frac{0,8}{0,001} = 800 \text{ Ом} \right)$:

$$R_6 \geq R_{\text{н.ОУ min доп}} - R_{\text{вхVT}} - R_9 (\beta + 1) =$$

$$= 1000 - 800 - R_9 (80 + 1) = 200 - 81R_9;$$

– условие 4:

$$R_6 \leq \frac{0,026 - 0,052}{I_{\text{к60}}} \ln(3 - 11) + R_9 - R_{\text{вн.ОУ}} =$$

$$= \frac{0,035 \ln(6)}{10^{-6}} + R_9 - 50 = 62661,58 + R_9;$$

– условие 5:

$$R_{\text{к}} = \frac{U_{\text{ИП}} - U_{\text{кэ.нас}}}{I_{\text{Hi}} K_{zi}} - R_{\text{Hi}} - R_9 = \frac{15 - 0,6}{0,15 \cdot 1,2} - 5 - R_9 = 75 - R_9;$$

– условие 6:

$$R_{91} \leq \frac{\frac{U_{\text{бэ max доп}}}{K_{3U}} - U_{\text{бэ.нас}}}{I_{\text{Hi}}} = \frac{5}{0,15} - 0,8 = 22,44 \text{ Ом.}$$

Полученные результаты представлены на рис. 3.5, где номера графиков соответствуют условиям 1–6. Из полученной области выбираем $R_6 = 75 \text{ Ом}$; $R_9 = 15 \text{ Ом}$ и соответствующее ему значение $R_{\text{к}} = 60 \text{ Ом}$. Из соотношения (3.14) следует, что $R_{91} \leq 22,44 \text{ Ом}$, в результате, принимая $R_{91} = 5 \text{ Ом}$, получаем $R_{92} = 10 \text{ Ом}$.

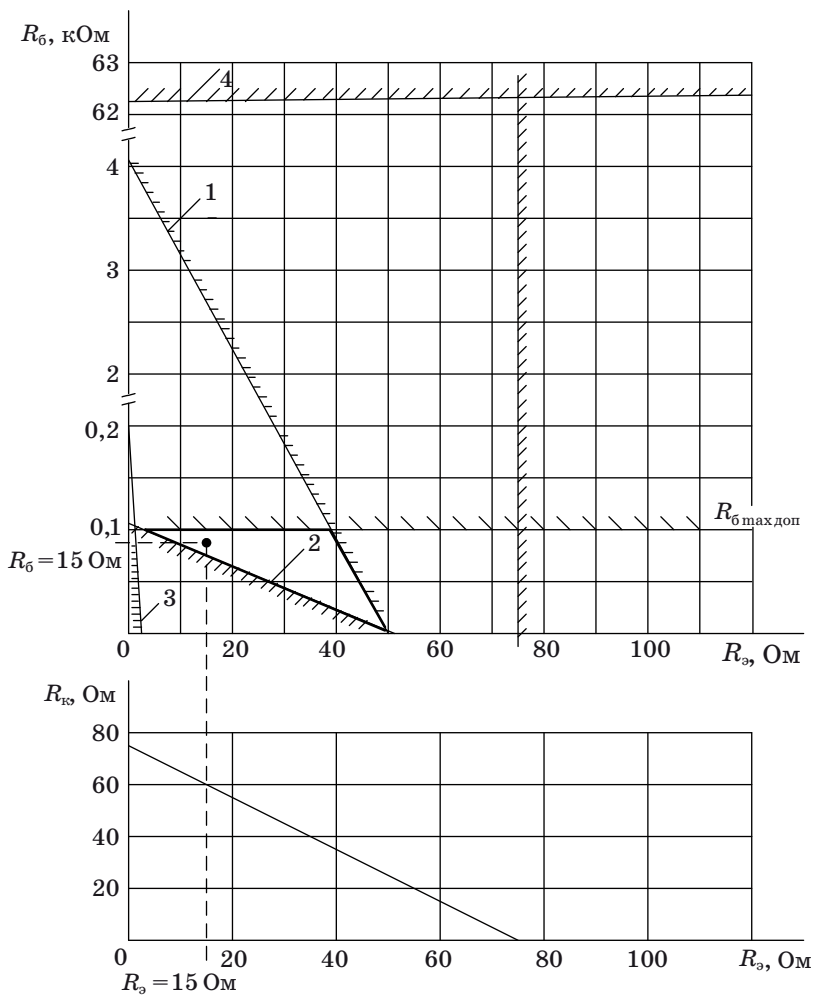


Рис. 3.5

Вариант 2

Схема усилительного каскада показана на рис. 3.6, где $R_{ни}$ – входное сопротивление следующего каскада усиления; A и B – точки подключения следующего каскада, а эквивалентная расчетная схема одного плеча показана на рис. 3.7.

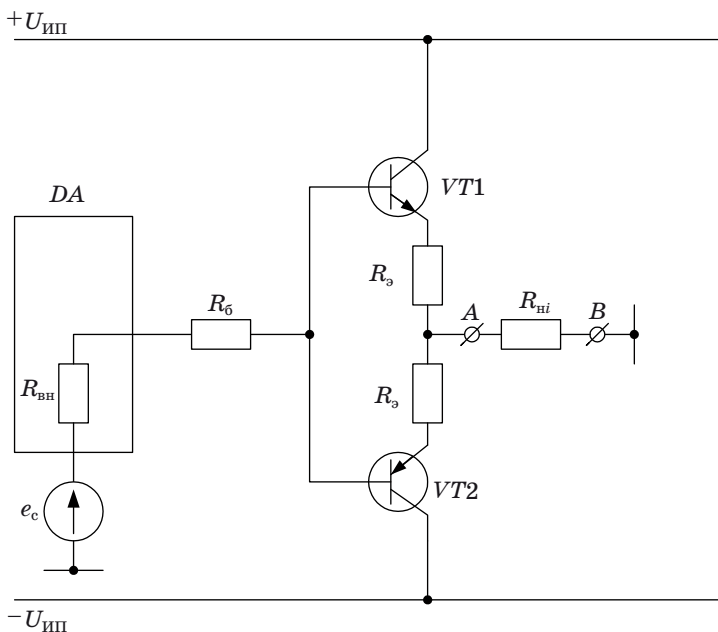


Рис. 3.6

1. Условие достаточности входного напряжения определяем, исходя из предположения, что транзистор находится в состоянии насыщения, тогда

$$U_{\text{вх max}} \geq (I_6 R_6 + I_{\text{ни}} (R_э + R_{\text{н}}) + U_{\text{бэ.нас}}) K_{\text{зU}}, \quad (3.15)$$

где $K_{\text{зU}} = 1,1-1,3$ – коэффициент запаса по напряжению; $U_{\text{вх max}} = U_{\text{вых.ОУ max}}$ – напряжение на входе усилительного каскада, соответствующее напряжению выхода ОУ (из паспортных данных); $U_{\text{бэ}} = U_{\text{бэ.нас}}$ – при отсутствии справочных данных 0,5–1 В;

$I_6 = \frac{I_{\text{ни}}}{\beta_{\text{min}} + 1}$, здесь $I_{\text{ни}}$, $R_{\text{ни}}$ – ток и сопротивление нагрузки усилительного каскада, соответствующие входному току и входному сопротивлению следующего каскада усиления, определенные в предыдущих расчетах.

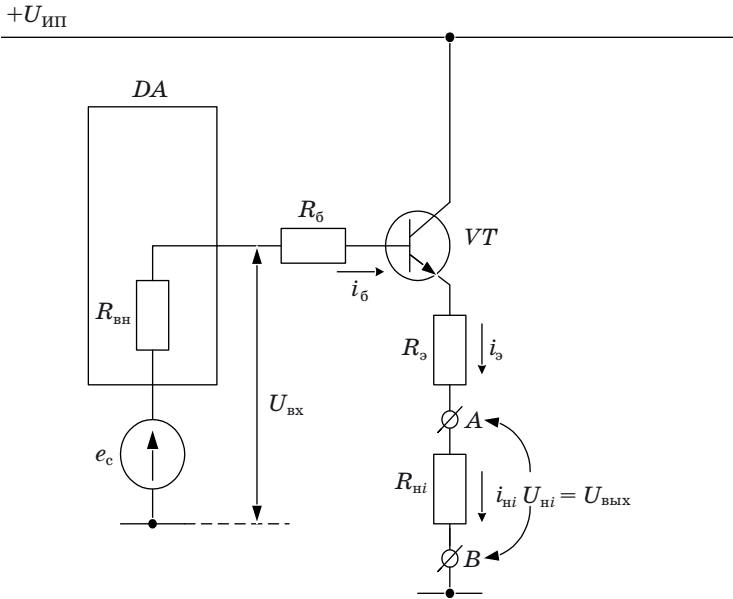


Рис. 3.7

Из соотношения (3.15) следует функциональная зависимость $R_б = R_б(R_э)$

$$R_б \leq \left(\frac{U_{\text{вых.ОУ max}}}{K_э U} - U_{\text{бэ.нас}} \right) \frac{I_{\text{нi}}}{I_{\text{нi}}} - R_э - R_{\text{нi}} \left(\beta_{\text{min}} + 1 \right). \quad (3.16)$$

2. Условие ограничения тока базы транзистора допустимым значением следует из соотношения:

$$U_{\text{вх.мах}} = I_б R_б + I_{\text{нi}} (R_э + R_{\text{н}}) + U_{\text{бэ.нас}}$$

и имеет вид

$$I_б K_{zi} = \frac{U_{\text{вых.ОУ max}} - U_{\text{бэ.нас}} - I_{\text{нi}} (R_э + R_{\text{нi}})}{R_б} K_{zi} \leq I_{\text{б.доп}}, \quad (3.17)$$

где $K_{zi} = 1, 1-1, 3$ – коэффициент запаса по току; $I_{\text{б.доп}}$ – максимально допустимое значение тока базы (из паспортных данных транзистора).

Из соотношения (3.17) следует функциональная зависимость $R_6 = R_6(R_9)$

$$R_6 \geq \frac{U_{\text{вых.ОУ max}} - U_{\text{бэ.нас}} - I_{\text{ни}}(R_9 + R_{\text{ни}})}{I_{\text{б.доп}}} K_{\text{зи}}. \quad (3.18)$$

3. Условие требуемого входного сопротивления каскада получаем из соотношения

$$U_{\text{вх}} = I_6 R_6 + U_{\text{бэ}} + I_{\text{ни}}(R_9 + R_{\text{ни}}),$$

представив его в виде

$$\frac{U_{\text{вх}}}{I_6} = R_6 + \frac{U_{\text{бэ}}}{I_6} + \frac{I_{\text{ни}}}{I_6} R_9 (R_9 + R_{\text{ни}}), \quad (3.19)$$

где $\frac{U_{\text{вх}}}{I_6} = R_{\text{вх}}$ – входное сопротивление каскада; $\frac{U_{\text{бэ}}}{I_6} = R_{\text{вхVT}}$ – входное сопротивление транзистора, определяемое по входной характеристике $I_6(U_{\text{бэ}})$, либо приближенно $R_{\text{вхVT}} = \frac{U_{\text{бэ.нас}}}{I_{\text{б.нас}}}$. Учитывая, что $I_{\text{ни}} = (\beta + 1)I_6$, приводим соотношение (3.19) к следующему виду:

$$R_{\text{вх}} = R_6 + R_{\text{вхVT}} + (R_9 + R_{\text{ни}}) \cdot (\beta + 1) \geq R_{\text{вх.треб}}, \quad (3.20)$$

где $R_{\text{вх.треб}} = R_{\text{н.ОУ min доп}}$ – минимально допустимое значение сопротивления нагрузки ОУ из паспортных данных.

Из соотношения (3.20) следует функциональная зависимость $R_6 = R_6(R_9)$

$$R_6 \geq R_{\text{н.ОУ min доп}} - R_{\text{вхVT}} - (R_9 + R_{\text{ни}})(\beta + 1). \quad (3.21)$$

4. Условие обеспечения требуемой термостабилизации получается аналогично схеме каскада варианта 1 и определяется формулой

$$R_6 \leq \frac{0,026 - 0,052}{I_{\text{кб0}}} \ln(3 - 11) + R_9 + R_{\text{ни}} - R_{\text{вн.ОУ}}. \quad (3.22)$$

5. Условие обеспечения требуемого тока в нагрузке следует из соотношения:

$$U_{\text{ИП}} = I_{\text{нi}} (R_{\text{нi}} + R_{\text{э}}) + U_{\text{кэ.нас}}$$

и представляется в виде следующей функциональной зависимости:

$$R_{\text{э}} \leq \frac{U_{\text{ИП}} - U_{\text{кэ.нас}}}{I_{\text{нi}}} - R_{\text{нi}}. \quad (3.23)$$

6. Условие ограничения значения обратного напряжения $U_{\text{бэ}}$ имеет вид:

$$(I_{\text{нi}} R_{\text{э}} + U_{\text{бэ.нас}}) K_{\text{э}U} \leq U_{\text{бэ.мах доп}},$$

откуда следует ограничение на максимально допустимое значение $R_{\text{э}}$:

$$R_{\text{э}} \leq \frac{\frac{U_{\text{бэ.мах доп}}}{K_{\text{э}U}} - U_{\text{бэ.нас}}}{I_{\text{нi}}}. \quad (3.24)$$

Таким образом, расчет сопротивлений усилительного каскада, показанного на рис. 3.6, сводится к построению области допустимых значений, ограниченной неравенствами (3.16), (3.18), (3.21), (3.22), (3.23), (3.24), а также максимально допустимым значением сопротивления, стоящего в цепи базы транзистора выбранного типа $R_{\text{б макс доп}}$, и выбору любых значений $R_{\text{б}}$ и $R_{\text{э}}$ из данной области.

Пример. Проведем расчет усилительного каскада (см. рис. 3.6) для следующих исходных данных: напряжение источника питания составляет 15 В; ток нагрузки каскада (входной ток следующего каскада усиления) $I_{\text{нi}} = 0,15$ А; сопротивление нагрузки усилительного каскада (входное сопротивление следующего каскада) $R_{\text{нi}} = 5$ Ом.

В качестве усилителя-сумматора предварительно выбираем операционный усилитель К140УД9, максимальное напряжение на выходе которого $U_{\text{вых.ОУ макс}} = 10$ В; минимально допустимое значение сопротивления нагрузки $R_{\text{н.ОУ мин доп}} = 1000$ Ом. Поскольку данные о внутреннем сопротивлении микросхемы отсутствуют, то для расчетов принимаем $R_{\text{вн.ОУ}} = 50$ Ом.

В соответствии с методикой выбора транзисторов, изложенной в п. 3.1, для предварительного усилителя выбираем комплементарную пару транзисторов КТ502Б, КТ503Б, основные параметры которых представлены в табл. 3.1.

С учетом числовых значений соотношения (3.16), (3.18), (3.21), (3.22), (3.23), (3.25) принимают вид:

– условие 1:

$$R_6 \leq \left(\frac{U_{\text{вых.ОУ max}} - U_{\text{бэ.нас}}}{K_3 U} - R_9 - R_{\text{Hi}} \right) (\beta_{\text{min}} + 1) =$$

$$= \left(\frac{10}{1,2} - 0,8 \right) \cdot 81 = 3663 - 81R_9;$$

– условие 2:

$$R_6 \geq \frac{U_{\text{вых.ОУ max}} - U_{\text{бэ.нас}} - I_{\text{Hi}}(R_9 + R_{\text{Hi}})}{I_{6, \text{доп}}} K_{3i} =$$

$$= \frac{10 - 0,8 - 0,15(R_9 + 5)}{0,1} \cdot 1,2 = 101,4 - 9R_9;$$

– условие 3 $\left(R_{\text{вхVT}} = \frac{U_{\text{бэ нас}}}{I_6} = \frac{0,8}{0,001} = 800 \text{ Ом} \right)$:

$$R_6 \geq R_{\text{н.ОУ min доп}} - R_{\text{вхVT}} - (R_9 + R_{\text{Hi}}) \cdot (\beta + 1) =$$

$$= 1000 - 800 - (R_9 + 5) \cdot 81 = -205 - 81 \cdot R_9,$$

т. е. условие вырождается в $R_6 \geq 0$;

– условие 4:

$$R_6 \leq \frac{0,026 - 0,052}{I_{\text{к60}}} \ln(3 - 11) + R_9 + R_{\text{Hi}} - R_{\text{вн ОУ}} =$$

$$= \frac{0,035 \cdot \ln(6)}{10^{-6}} + R_9 + 5 - 50 = 62666,58 + R_9;$$

– условие 5:

$$R_9 \leq \frac{U_{\text{ИП}} - U_{\text{кэ.нас}}}{I_{\text{Hi}}} - R_{\text{Hi}} = \frac{15 - 0,6}{0,15} - 5 = 91 \text{ Ом};$$

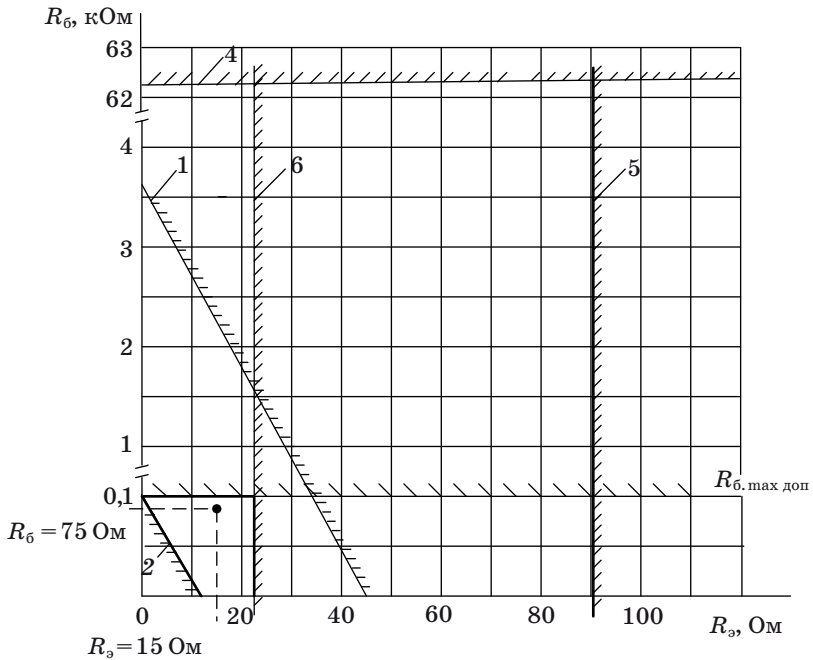


Рис. 3.8

– условие 6:

$$R_9 \leq \frac{U_{бэ.мах доп} - U_{бэ.нас}}{K_3 U} - \frac{5}{1,2} - 0,8 = \frac{0,8}{0,15} = 22,44 \text{ Ом};$$

Полученные результаты представлены на рис. 3.8, где номера графиков соответствуют условиям 1–6. Из полученной таким образом области выбираем $R_6 = 75 \text{ Ом}$; $R_9 = 15 \text{ Ом}$.

Варианты 3 и 4

Схема усилительного каскада варианта 3, показана на рис. 3.9, а варианта 4 – на рис. 3.10, где $R_{ни}$ – входное сопротивление следующего каскада усиления; A и B – точки подключения следующего каскада. Эквивалентная расчетная схема одного плеча одинакова для обоих вариантов каскадов и показана на рис. 3.11.

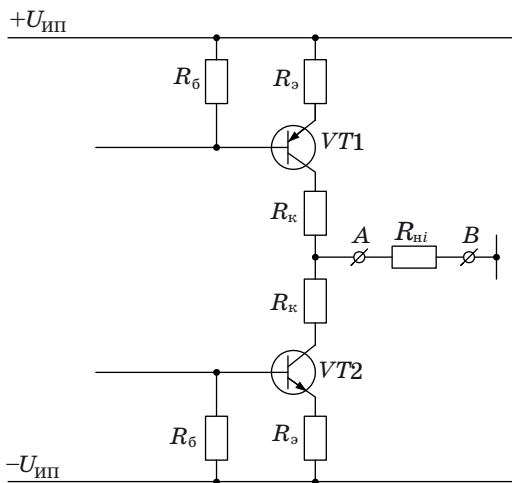


Рис. 3.9

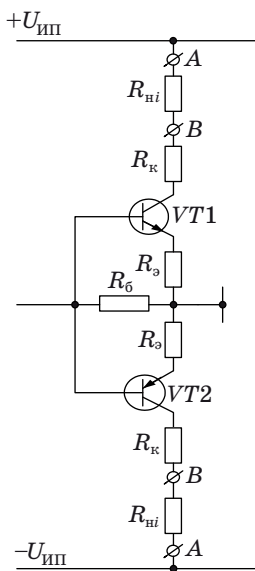


Рис. 3.10

1. Условие достаточности входного напряжения определяем, исходя из предположения, что транзистор находится в состоянии насыщения, тогда:

$$U_{\text{вх max}} \geq (U_{\text{бэ}} + I_{\text{ни}} R_{\text{э}}) K_{\text{эУ}}, \quad (3.25)$$

где $K_{\text{эУ}} = 1,1-1,3$ – коэффициент запаса по напряжению; $U_{\text{вх max}}$ – напряжение на входе усилительного каскада, соответствующее напряжению выхода операционного усилителя (из паспортных данных); $U_{\text{бэ}} = U_{\text{бэ.нас}} = 0,5-1$ В (при отсутствии справочных данных); $I_{\text{ни}}$ – ток нагрузки усилительного каскада, соответствующий входному току следующего каскада усиления, определенному в предыдущих расчетах.

Следует иметь в виду, что значение $U_{\text{вх max}}$, используемое в формуле (3.25), зависит от схемы предыдущего каскада усиления.

Если каскаду (вариант 3) предшествует каскад (вариант 1), или каскаду (вариант 4) предшествует каскад (вариант 2), то

$$U_{\text{вх max}} = \frac{U_{\text{вых.ОУ max}}}{K_U},$$

где $K_U = 1,5$ – коэффициент, учитывающий потери напряжения.

Если каскаду (вариант 3) предшествует каскад (вариант 4), или каскаду (вариант 4) предшествует каскад (вариант 3), то

$$U_{\text{вх max}} = \frac{U_{\text{ИП}}}{K_U},$$

где $K_U = 1,2$ – коэффициент, учитывающий потери напряжения.

Из соотношения (3.25) следует ограничение на максимально допустимое значение $R_{\text{э}}$

$$R_{\text{э}} \leq \frac{\frac{U_{\text{вх max}}}{K_{\text{э}}U} - U_{\text{бэ.нас}}}{I_{\text{нi}}}. \quad (3.26)$$

2. Условие ограничения тока базы транзистора допустимым значением следует из соотношения:

$$U_{\text{вх max}} = U_{\text{бэ}} + I_{\text{э}}R_{\text{э}}, \quad (3.27)$$

где $I_{\text{э}} = I_{\text{б}}(\beta + 1)$.

Тогда из (3.27) получаем

$$I_{\text{б}}K_{\text{эi}} = \frac{U_{\text{вх max}} - U_{\text{бэ.нас}}}{(\beta + 1)R_{\text{э}}} K_{\text{эi}} \leq I_{\text{б.доп}}, \quad (3.28)$$

где $I_{\text{б.доп}}$ – максимально допустимое значение тока базы (из паспортных данных транзистора).

Из соотношения (3.28) следует ограничение на максимально допустимое значение $R_{\text{э}}$

$$R_{\text{э}} \geq \frac{U_{\text{вх max}} - U_{\text{бэ.нас}}}{I_{\text{б.доп}}(\beta + 1)} K_{\text{эi}}. \quad (3.29)$$

3. Условие требуемого входного сопротивления каскада получаем из соотношения

$$R_{\text{вх}} = \frac{R_{\text{б}}(R_{\text{э}} + R_{\text{вх VT}})}{R_{\text{б}} + R_{\text{э}} + R_{\text{вх VT}}} \geq R_{\text{вх.треб}}, \quad (3.30)$$

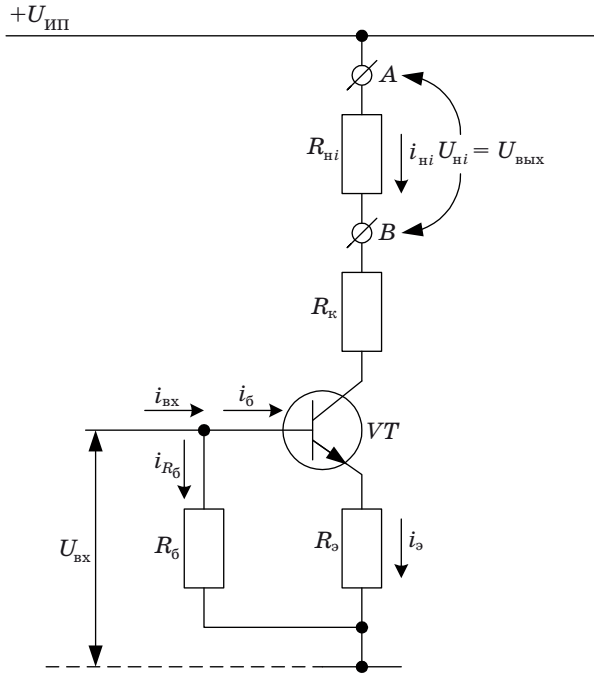


Рис. 3.11

где

$$R_{\text{вх.треб}} = \frac{U_{\text{вх max}}}{I_{\text{б.доп}}}$$

входное сопротивление каскада;

$$R_{\text{вх VT}} = \frac{U_{\text{бэ}}}{I_{\text{б}}}$$

входное сопротивление транзистора, определяемое по входной характеристике $I_{\text{б}}(U_{\text{бэ}})$ либо приближенно $R_{\text{вх VT}} = \frac{U_{\text{бэ.нас}}}{I_{\text{б.нас}}}$.

Из соотношения (3.30) следует функциональная зависимость $R_{\text{б}} = R_{\text{б}}(R_{\text{э}})$

$$R_{\text{б}} \geq \frac{(R_{\text{э}} + R_{\text{вх VT}}) R_{\text{вх.треб}}}{R_{\text{э}} + R_{\text{вх VT}} - R_{\text{вх.треб}}}. \quad (3.31)$$

4. Условие обеспечения требуемой термостабилизации для схемы (рис. 3.12) аналогично формуле (3.10). Так как рассматриваемые каскады усиления являются промежуточными, то в соотношении (3.10) надо положить $R_{\text{вн.ОУ}} = 0$, тогда окончательно получаем функциональную зависимость $R_6 = R_6(R_9)$:

$$R_6 \leq \frac{0,026 - 0,052}{I_{\text{к60}}} \ln(3 - 11) + R_9. \quad (3.32)$$

5. Условие обеспечения требуемого тока в нагрузке следует из соотношения:

$$U_{\text{ИП}} = I_{\text{к}}(R_{\text{ни}} + R_{\text{к}} + R_9) + U_{\text{кэ.нас}}, \quad (3.33)$$

где $R_{\text{ни}}$ – сопротивление нагрузки усилительного каскада, соответствующее входному сопротивлению последующего каскада усиления, определенному в предыдущих расчетах; $I_{\text{к}} = I_{\text{ни}}K_{zi}(K_{zi} = 1,1-1,3)$ – коэффициент запаса по току.

Из соотношения (3.33) следует функциональная зависимость $R_{\text{к}} = R_{\text{к}}(R_9)$:

$$R_{\text{к}} = \frac{U_{\text{ИП}} - U_{\text{кэ.нас}}}{I_{\text{ни}}K_{zi}} - R_{\text{ни}} - R_9, \quad (3.34)$$

которая определяет предельно возможное значение резистора R_9 , при котором $R_{\text{к}}$ является неотрицательным.

6. Условие ограничения значения обратного напряжения $U_{\text{бэ}}$ имеет вид:

$$(I_{\text{ни}}R_{91} + U_{\text{бэ.нас}})K_{зU} \leq U_{\text{бэ.мах доп}}, \quad (3.35)$$

где $U_{\text{бэ.мах доп}}$ – максимально допустимое значение напряжения база – эмиттер (из паспортных данных транзистора).

Из соотношения (3.35) следует ограничение на максимально допустимое значение сопротивления R_9

$$R_9 \leq \frac{U_{\text{бэ.мах доп}} - U_{\text{бэ.нас}}}{I_{\text{ни}}K_{зU}}. \quad (3.36)$$

Таким образом, расчет сопротивлений усилительного каскада, показанного на рис. 3.11, сводится к построению области допустимых значений, ограниченной неравенствами (3.26), (3.29), (3.31), (3.32), (3.34), (3.36), а также максимально допустимым значением сопротивления, стоящего в цепи базы транзистора выбранного типа $R_{б \max \text{ доп}}$, и выбору любых значений $R_б$ и $R_э$ из данной области.

Пример. Проведем расчет усилительного каскада (см. рис. 3.10) для следующих исходных данных: напряжение источника питания составляет 15 В; ток нагрузки каскада (входной ток следующего каскада усиления) $I_{нi} = 0,15$ А; сопротивление нагрузки усилительного каскада (входное сопротивление следующего каскада) $R_{нi} = 5$ Ом.

В качестве усилителя-сумматора предварительно выбираем ОУ К140УД9, максимальное напряжение на выходе которого $U_{\text{вых.ОУ max}} = 10$ В; минимально допустимое значение сопротивления нагрузки $R_{н.ОУ \text{ min доп}} = 1000$ Ом. Поскольку данные о внутреннем сопротивлении микросхемы отсутствуют, то для расчетов принимаем $R_{\text{вн.ОУ}} = 50$ Ом.

В соответствии с методикой выбора транзисторов, изложенной в п. 3.1, для предварительного усилителя выбираем комплементарную пару транзисторов КТ502Б, КТ503Б, основные параметры которых представлены в табл. 3.1.

С учетом числовых значений соотношения (3.26), (3.29), (3.31), (3.32), (3.34), (3.36) принимают следующий вид:

– условие 1 (полагаем, что входным для данного является ка-

скад вариантов 1 или 2, тогда $U_{\text{вх max}} = \frac{U_{\text{вых.ОУ max}}}{K_U} = \frac{10}{1,5} = 6,67$ В):

$$R_э \leq \frac{\frac{U_{\text{вх max}}}{K_{зU}} - U_{бэ.нас}}{I_{нi}} = \frac{\frac{6,67}{1,2} - 0,8}{0,15} = 31,7 \text{ Ом};$$

– условие 2:

$$R_э \geq \frac{U_{\text{вх max}} - U_{бэ.нас}}{I_{б.доп}(\beta + 1)} K_{зи} = \frac{6,67 - 0,8}{0,1(80 + 1)} = 0,72 \text{ Ом};$$

– условие 3:

$$\left(R_{\text{вх.треб}} = \frac{U_{\text{вх.мах}}}{I_{\text{б.доп}}} = \frac{6,67}{0,1} = 66,7 \text{ Ом}; \right. \\ \left. R_{\text{вх.VT}} = \frac{U_{\text{бэ.нас}}}{I_{\text{б}}} = \frac{0,8}{0,001} = 800 \text{ Ом} \right);$$

$$R_6 \geq \frac{(R_9 + R_{\text{вх.VT}})R_{\text{вх.треб}}}{R_9 + R_{\text{вх.VT}} - R_{\text{вх.треб}}} = \\ = \frac{(R_9 + 800)66,7}{R_9 + 800 - 66,7} = \frac{(R_9 + 800)66,7}{R_9 + 733,3};$$

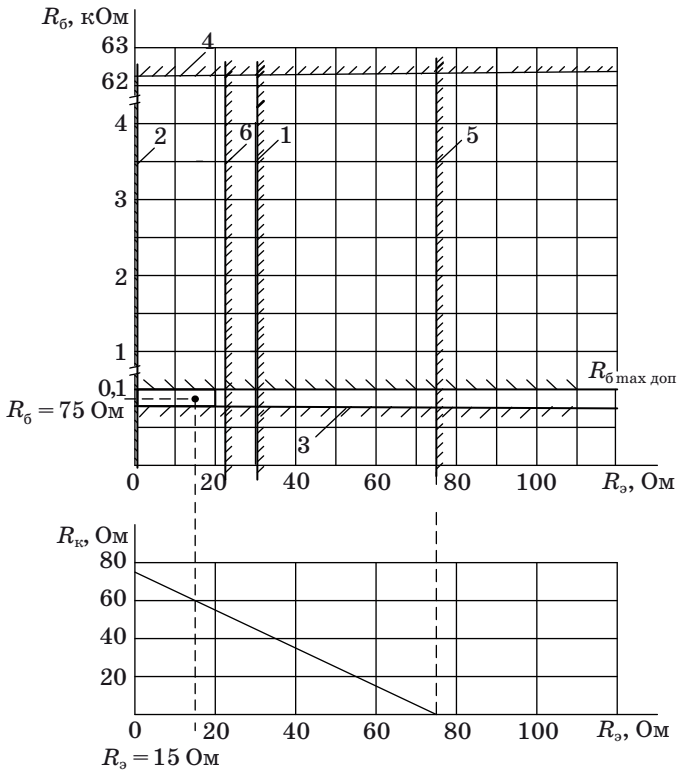


Рис. 3.12

– условие 4:

$$R_6 \leq \frac{0,026 - 0,052}{I_{к60}} \ln(3 - 11) + R_9 = \\ = \frac{0,035 \cdot \ln(6)}{10^{-6}} + R_9 = 62611,58 + R_9;$$

– условие 5:

$$R_k = \frac{U_{ИП} - U_{кэ.нас}}{I_{Hi} K_{3i}} - R_{Hi} - R_9 = \frac{15 - 0,6}{0,15 \cdot 1,2} - 5 - R_9 = 75 - R_9;$$

– условие 6:

$$R_9 \leq \frac{\frac{U_{бэ.мах доп}}{K_{3U}} - U_{бэ.нас}}{I_{Hi}} = \frac{5}{1,2} - 0,8 = 22,44 \text{ Ом.}$$

Полученные результаты представлены на рис. 3.12, где номера графиков соответствуют условиям 1–6. Из полученной таким образом области выбираем $R_6 = 75 \text{ Ом}$; $R_9 = 15 \text{ Ом}$ и соответствующее ему значение $R_k = 60 \text{ Ом}$.

3.3. Стыковка каскадов усиления многокаскадного усилителя

Число каскадов проектируемого усилителя зависит от величины тока нагрузки, на которую работает усилитель, а также и от определенного ТЗ варианта включения транзисторов оконечного каскада.

Для оконечного каскада усиления, построенного по схеме с общим эмиттером (рис. 3.13, а), данные стыковки промежуточных каскадов усиления друг с другом и с усилителем мощности приведены в табл. 3.2, где цифрами обозначены номера вариантов усилительных каскадов, расчет схем которых рассмотрен выше.

Для оконечного каскада усиления, построенного по схеме с общим коллектором (рис. 3.13, б), данные стыковки промежуточ-

ных каскадов усиления друг с другом и с усилителем мощности приведены в табл. 3.3, где цифрами обозначены номера вариантов усилительных каскадов, расчет схем которых рассмотрен выше.

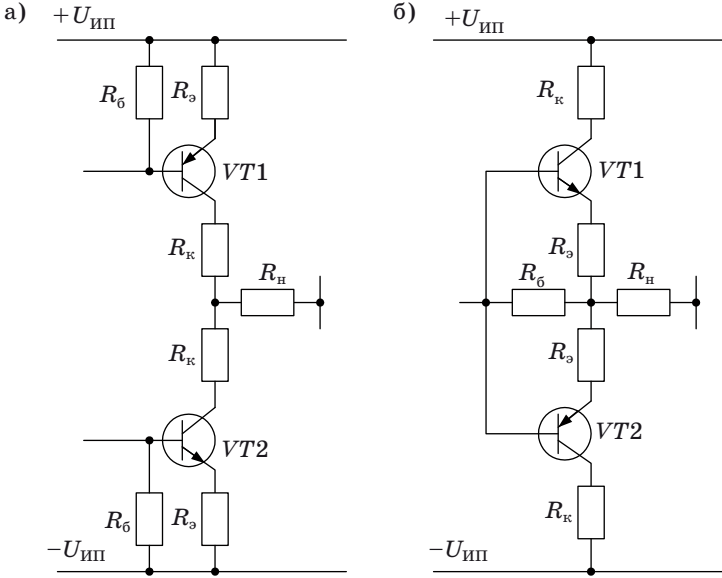


Рис. 3.13

Таблица 3.2

Стыковка каскадов усиления многокаскадного усилителя с оконечным каскадом, построенным по схеме с общим эмиттером

1	2	3	4	5	6	7
ОУ	1	–	–	–	–	Схема с общим эмиттером (рис. 3.13, а)
»	2	4	–	–	–	
»	1	3	4	–	–	
»	2	4	3	4	–	
»	1	3	4	3	4	

Таблица 3.3

**Стыковка каскадов усиления многокаскадного усилителя
с окончечным каскадом, построенным по схеме с общим коллектором**

1	2	3	4	5	6
ОУ	–	–	–	–	Схема с общим коллектором (рис. 3.13, б)
»	2	–	–	–	
»	1	3	–	–	
»	2	4	3	–	
»	1	3	4	3	

Таким образом, формируется принципиальная электрическая схема разрабатываемого многокаскадного усилителя. Если в результате последующих исследований окажется, что динамические свойства усилителя соответствуют требованиям ТЗ, то полученная принципиальная схема становится окончательной и для нее выполняется разводка печатной платы. В противном случае следует провести расчет цепей коррекции и разработать принципиальную электрическую схему корректирующего устройства, которая включается в состав усилителя.

4. РАСЧЕТ ВНЕШНИХ ЦЕПЕЙ УСИЛИТЕЛЯ

4.1. Расчет коэффициента усиления охватываемой части усилителя и коэффициента передачи цепи отрицательной обратной связи

При охвате усилителя с коэффициентом усиления K ООС с коэффициентом $K_{\text{ООС}}$ результирующий коэффициент усиления K^* определяется выражением

$$K^* = \frac{K}{1 + KK_{\text{ООС}}}. \quad (4.1)$$

Поскольку в любом реальном устройстве коэффициенты передачи имеют отклонения от номинального значения, то результирующий коэффициент также будет иметь определенную погрешность, т. е.

$$\begin{aligned} K^* &= \bar{K}^* (1 + \delta K^*), \\ K &= \bar{K} (1 + \delta K), \\ K_{\text{ООС}} &= \bar{K}_{\text{ООС}} (1 + \delta K_{\text{ООС}}), \end{aligned} \quad (4.2)$$

где \bar{K}^* , \bar{K} , $\bar{K}_{\text{ООС}}$ – номинальные значения коэффициентов усиления; δK^* , δK , $\delta K_{\text{ООС}}$ – относительные отклонения коэффициентов усиления от номинальных значений, определяемые соотношениями:

$$\delta K^* = \frac{K^* - \bar{K}^*}{\bar{K}^*}, \quad \delta K = \frac{K - \bar{K}}{\bar{K}}, \quad \delta K_{\text{ООС}} = \frac{K_{\text{ООС}} - \bar{K}_{\text{ООС}}}{\bar{K}_{\text{ООС}}}. \quad (4.3)$$

При проектировании усилителя необходимо обеспечить такое сочетание коэффициентов усиления \bar{K} , $\bar{K}_{\text{ООС}}$ и их погрешностей δK , $\delta K_{\text{ООС}}$, чтобы результирующий коэффициент усиления \bar{K}^* был равен заданному с погрешностью, не превышающей $\delta K_{\text{доп}}^*$, т. е. $\delta K_{\text{доп}}^* \geq \delta K^*$.

Часть усилителя, охваченная обратной связью, как правило, представляет собой последовательное соединение ОУ и многокаскадного УМ, поэтому номинальное значение коэффициента передачи прямой цепи будет определяться следующим образом:

$$\bar{K} = \frac{K_{\text{max}} + K_{\text{min}}}{2}, \quad (4.4)$$

а погрешность

$$\delta K = \frac{K_{\max} - K_{\min}}{2\bar{K}} = \frac{K_{\max} - K_{\min}}{K_{\max} + K_{\min}}, \quad (4.5)$$

где $K_{\min} = K_{\text{вх}} K_{\text{ОУ min}} K_{\text{УМ min}} K_{\text{вых}}$; $K_{\max} = K_{\text{вх}} K_{\text{ОУ max}} K_{\text{УМ max}} K_{\text{вых}}$, здесь $K_{\text{вх}}$ – коэффициент, учитывающий перераспределение сигналов, поданных на усилитель, между сопротивлениями внешних резисторов и входным сопротивлением первого каскада для дифференциального сигнала; $K_{\text{ОУ min}}$, $K_{\text{ОУ max}}$ – минимальное и максимальное значения коэффициента усиления ОУ из паспортных данных соответственно; $K_{\text{УМ min}}$, $K_{\text{УМ max}}$ – минимальное и максимальное значения коэффициента усиления многокаскадного УМ соответственно, определенные в результате предыдущих расчетов; $K_{\text{вых}}$ – коэффициент, учитывающий перераспределение напряжения холостого хода усилителя между внутренним сопротивлением усилителя мощности ($R_{\text{вых.УМ}}$) и сопротивлением нагрузки $Z_{\text{н}}$.

Поскольку на данном этапе расчета сопротивления внешних резисторов неизвестны, можно приближенно принять (при параллельной обратной связи и n сигналах, суммируемых на инвертирующем входе ОУ):

$$K_{\text{вх}} = \frac{(0,5 - 0,95) \bar{K}_{i\max}^*}{1 + \sum_{i=1}^n \bar{K}_i^*}, \quad (4.6)$$

где \bar{K}_i^* – коэффициент усиления по i -му входу, известный из ТЗ; $\bar{K}_{i\max}^*$ – наибольший коэффициент усиления по входу, относительно которого рассчитывается усилитель.

При использовании ОУ с полевыми транзисторами во входном каскаде значение числового коэффициента в выражении (4.6) выбирают ближе к верхнему пределу. Если же во входном каскаде ОУ стоят биполярные транзисторы, то значение числового коэффициента выбирается ближе к нижнему пределу.

Если выходным сигналом является напряжение на нагрузке, то коэффициент $K_{\text{вых}}$ может быть определен по формуле

$$K_{\text{вых}} = \frac{z_{\text{н}}}{z_{\text{н}} + R_{\text{вых.УМ}}}. \quad (4.7)$$

Из соотношений (4.1)–(4.3) получаем условие

$$\left| \delta K^* \right| = \left| \frac{\frac{\bar{K}}{\bar{K}^*} (1 + \delta K)}{1 + \bar{K} \bar{K}_{\text{ООС}} (1 + \delta K) (1 + \delta K_{\text{ООС}})} - 1 \right| \leq \delta K_{\text{доп}}^*. \quad (4.8)$$

Так как для номинальных значений соотношение (4.1) принимает вид

$$\bar{K}^* = \frac{\bar{K}}{1 + \bar{K} \bar{K}_{\text{ООС}}}, \quad (4.9)$$

то $\bar{K} \bar{K}_{\text{ООС}} = \frac{\bar{K}}{\bar{K}^*} - 1 = K_p$. Используя обозначение, приводим (4.8)

к виду

$$\left| \delta K^* \right| = \left| \frac{\delta K - \bar{K}_p (1 + \delta K)}{1 + \bar{K}_p (1 + \delta K) (1 + \delta K_{\text{ООС}})} \right| \leq \delta K_{\text{доп}}^*. \quad (4.10)$$

Анализ неравенства (4.10) показывает, что наиболее жесткие ограничения на коэффициент усиления \bar{K} и погрешность $\delta K_{\text{ООС}}$ накладываются при разных знаках отклонений δK и $\delta K_{\text{ООС}}$. Тогда из (4.10) следует:

$$\frac{\bar{K}}{\bar{K}_{i\text{max}}^*} \geq \frac{|\delta K| - \delta K_{\text{доп}}^*}{(1 + |\delta K|) \left[\delta K_{\text{доп}}^* - \delta K_{\text{ООС}} (1 + \delta K_{\text{доп}}^*) \right]} + 1 \quad (4.11)$$

при $\delta K > 0$ и $\delta K_{\text{ООС}} < 0$;

$$\frac{\bar{K}}{\bar{K}_{i\text{max}}^*} \geq \frac{|\delta K| - \delta K_{\text{доп}}^*}{(1 - |\delta K|) \left[\delta K_{\text{доп}}^* - \delta K_{\text{ООС}} (1 - \delta K_{\text{доп}}^*) \right]} + 1 \quad (4.12)$$

при $\delta K < 0$ и $\delta K_{\text{ООС}} > 0$.

Если δK известно, то совместное решение неравенств позволяет определить область допустимых значений для \bar{K} и $\delta K_{\text{ООС}}$, построение которой рассматривается в нижеследующем примере.

При выборе значений \bar{K} и $\delta K_{\text{ООС}}$ из области допустимых необходимо учитывать следующее:

– для уменьшения требований к точности элементов, влияющих на погрешность цепи ООС, значение $\delta K_{\text{ООС}}$ должно быть как можно больше;

– для увеличения динамической устойчивости усилителя в целом значение \bar{K} должно быть как можно меньше.

Пример. Покажем построение области допустимых значений \bar{K} и $\delta K_{\text{ООС}}$ для следующих исходных данных:

– усилитель имеет три входа, коэффициенты передачи по которым: $\bar{K}_1^* = 5$, $\bar{K}_2^* = 2$, $\bar{K}_3^* = 25$;

– погрешность воспроизведения коэффициентов усиления по всем входам $\delta K_{\text{доп}}^* = 0,1$;

– сопротивление нагрузки $R_{\text{H}} = 3,5$ Ом;

– коэффициент усиления усилителя мощности $K_{\text{УМ min}} = 0,8$; $K_{\text{УМ max}} = 0,9$;

– выходное сопротивление усилителя мощности $R_{\text{вых.УМ}} = 3,5$ Ом;

– входное сопротивление усилителя мощности $R_{\text{вх.УМ}} = 5000$ Ом;

– коэффициент усиления операционного усилителя $K_{\text{ОУ min}} = 20 \cdot 10^3$; $K_{\text{ОУ max}} = 200 \cdot 10^3$.

Определим \bar{K} и δK , используя соотношения (4.4)–(4.7)

$$K_{\text{вх}} = \frac{(0,5 - 0,95) \bar{K}_{i \max}^*}{1 + \sum_{i=1}^n \bar{K}_i^*} = \frac{0,7 \cdot 25}{1 + (5 + 2 + 25)} = 0,53,$$

$$K_{\text{вых}} = \frac{z_{\text{H}}}{z_{\text{H}} + R_{\text{вых.УМ}}} = \frac{3,5}{3,5 + 3,5} = 0,5,$$

$$K_{\text{min}} = K_{\text{вх}} K_{\text{ОУ min}} K_{\text{УМ min}} K_{\text{вых}} = 0,53 \cdot 20000 \cdot 0,8 \cdot 0,5 = 4240,$$

$$K_{\text{max}} = K_{\text{вх}} K_{\text{ОУ max}} K_{\text{УМ max}} K_{\text{вых}} = 0,53 \cdot 200\,000 \cdot 0,9 \cdot 0,5 = 47\,700,$$

$$\bar{K} = \frac{K_{\text{max}} + K_{\text{min}}}{2} = \frac{47\,700 + 4240}{2} = 25\,970,$$

$$\delta K = \frac{K_{\text{max}} - K_{\text{min}}}{K_{\text{max}} + K_{\text{min}}} = \frac{47\,700 - 4240}{47\,700 + 4240} = 0,837.$$

Отклонения $\delta K_{\text{вх}}$ и $\delta K_{\text{вых}}$ коэффициентов $K_{\text{вх}}$ и $K_{\text{вых}}$ соответственно в расчетах не учитываются, поскольку $\delta K \gg \delta K_{\text{вх}}$, $\delta K \gg \delta K_{\text{вых}}$.

Из условия (4.11) получаем функциональную зависимость

$$\bar{K} \geq \bar{K}_{i\max}^* \left\{ \frac{|\delta K| - \delta K_{\text{доп}}^*}{(1 + |\delta K|) [\delta K_{\text{доп}}^* - \delta K_{\text{ООС}} (1 + \delta K_{\text{доп}}^*)]} + 1 \right\} =$$

$$= \frac{18,425}{0,1837 - 2,02\delta K_{\text{ООС}}} + 25,$$

в соответствии с которой построен график $K(\delta K_{\text{ООС}})$ (рис. 4.1, кривая 1).

Из условия (4.12) получаем функциональную зависимость

$$\bar{K} \geq \bar{K}_{i\max}^* \left\{ \frac{|\delta K| - \delta K_{\text{доп}}^*}{(1 - |\delta K|) [\delta K_{\text{доп}}^* - \delta K_{\text{ООС}} (1 - \delta K_{\text{доп}}^*)]} + 1 \right\} =$$

$$= \frac{18,425}{0,0163 - 0,1467\delta K_{\text{ООС}}} + 25,$$

в соответствии с которой построен график $K(\delta K_{\text{ООС}})$ (рис. 4.1, кривая 2).

Кривые 1 и 2 (рис. 4.1) ограничивают область допустимых значений \bar{K} и $\delta K_{\text{ООС}}$. При этом координаты любой точки, лежащей выше границы заштрихованной области, удовлетворяют неравенствам (4.11) и (4.12).

С учетом рекомендаций, изложенных выше, из области допустимых значений выбираем значения \bar{K} и $\delta K_{\text{ООС}}$, соответствующие точке А. Так как располагаемое значение \bar{K} больше требуемого ($\bar{K} = 25\,970 > 2500$), то выбранный тип ОУ подходит для использования его в качестве предварительного усилителя-сумматора.

Коэффициент обратной связи рассчитываем по соотношению

$$\bar{K}_{\text{ООС}} = \frac{1}{\bar{K}_{i\max}^*} - \frac{1}{\bar{K}} = \frac{1}{25} - \frac{1}{25\,970} = 0,03996 \approx 0,04.$$

В заключение расчета определяем действительную погрешность усилителя при $\delta K < 0$ и $\delta K_{\text{ООС}} > 0$ по соотношению (4.8):

$$\delta K^* = \frac{\frac{\bar{K}}{\bar{K}_{i\max}^*} (1 - \delta K)}{1 + \bar{K} \bar{K}_{\text{ООС}} (1 - \delta K) (1 + \delta K_{\text{ООС}})} - 1 =$$

$$= \frac{\frac{25\,970}{25} (1 - 0,837)}{1 + 25\,970 \cdot 0,04 (1 - 0,837) (1 + 0,05)} - 1 = -0,052$$

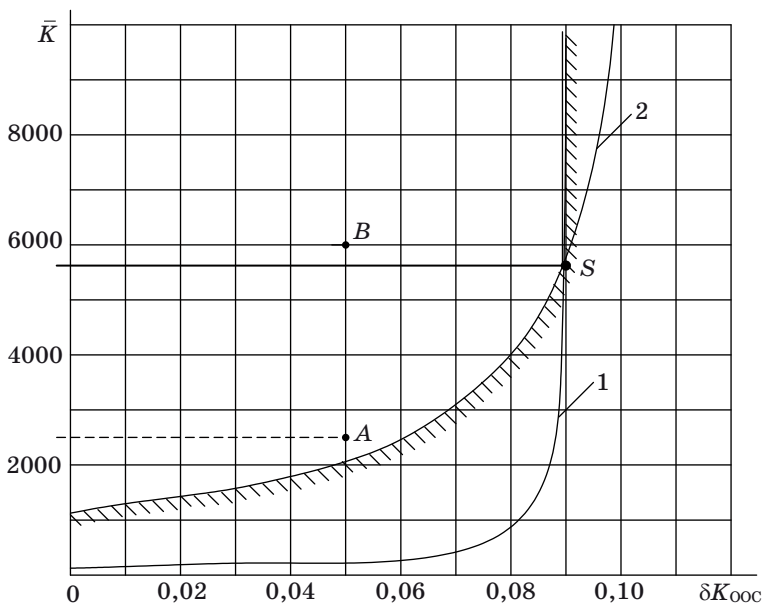


Рис. 4.1. Координаты точки A: $\delta K_{OOC} = 0,05$; $\bar{K} = 2,500$; B: $\delta K_{OOC} = 0,05$; $\bar{K} = 6000$; S: $\delta K_{OOC} = 0,0893$; $\bar{K} = 5790$

и выходное сопротивление

$$R_{\text{вых}}^* = \frac{R_{\text{вых.ум}}}{1 + \bar{K}\bar{K}_{OOC}} = \frac{3,5}{1 + 25\,970 \cdot 0,04} = 0,003 \text{ Ом.}$$

Решение несколько упрощается, если область допустимых значений \bar{K} и δK_{OOC} (с определенным запасом) ограничить прямыми, проходящими через точку S, как показано на рис. 4.1. Координаты точки S можно определить, приравняв правые части неравенств (4.11), (4.12). В результате

$$\delta K_{OOC} = \frac{\delta K_{\text{доп}}^* |\delta K|}{\delta K_{\text{доп}}^* + |\delta K|}.$$

Подставляя (4.13) в (4.11), получаем

$$\bar{K} = \bar{K}^* \frac{|\delta K^*|^2 - (\delta K_{\text{доп}}^*)^2}{(\delta K_{\text{доп}}^*)^2 (1 - |\delta K^*|^2)} + 1.$$

Пример. Рассмотрим приближенное построение области допустимых значений \bar{K} и $\delta K_{\text{ООС}}$ для исходных данных предыдущего примера. Определим координаты точки S (рис. 4.1), используя соотношения (4.13) и (4.14):

$$\delta K_{\text{ООС}} = \frac{\delta K_{\text{доп}}^* |\delta K|}{\delta K_{\text{доп}}^* + |\delta K|} = \frac{0,1 \cdot 0,837}{0,1 + 0,837} = 0,0893,$$

$$\begin{aligned} \bar{K} &= \bar{K}_{i\text{max}}^* \left[\frac{|\delta K^*|^2 - (\delta K_{\text{доп}}^*)^2}{(\delta K_{\text{доп}}^*)^2 (1 - |\delta K^*|^2)} + 1 \right] = \\ &= 25 \left[\frac{(0,837)^2 - (0,1)^2}{(0,1)^2 (1 - (0,837)^2)} + 1 \right] = 5790,67. \end{aligned}$$

Как видно из рис. 4.1, область допустимых значений \bar{K} и $\delta K_{\text{ООС}}$, построенная приближенно, дает более жесткие ограничения на \bar{K} с точки зрения динамической устойчивости усилителя в целом.

Из области допустимых значений выбираем значения \bar{K} и $\delta K_{\text{ООС}}$, соответствующие точке B . Так как располагаемое значение \bar{K} больше требуемого ($\bar{K} = 25\,970 > 6000$), то выбранный тип ОУ подходит для использования его в качестве предварительного усилителя-сумматора. Дальнейшие расчеты \bar{K} и $\delta K_{\text{ООС}}$ аналогичны приведенным в предыдущем примере.

Если в исходных данных на проектирование усилителя отсутствуют сведения о диапазоне изменения коэффициента усиления, то в расчетах используется минимальное значение коэффициента усиления \bar{K}_{min} , погрешность δK принимается равной нулю,

а $\bar{K}^* = \frac{1}{\bar{K}_{\text{ООС}}}$, тогда

$$|\delta K^*| = \left| \frac{\frac{\bar{K}_{\text{min}}}{\bar{K}^*}}{1 + \bar{K}_{\text{min}} \bar{K}_{\text{ООС}} (1 + \delta K_{\text{ООС}})} - 1 \right| \leq \delta K_{\text{доп}}^*. \quad (4.15)$$

Анализ неравенства (4.15) показывает, что оно выполняется, если

$$|\delta K_{\text{ООС}}| \leq \frac{\delta K_{\text{доп}}^*}{\delta K_{\text{доп}}^* + 1} \quad \text{при} \quad \delta K_{\text{ООС}} < 0, \quad (4.16)$$

$$\frac{\bar{K}_{\text{min}}}{\bar{K}^*} \geq \frac{1 - \delta K_{\text{доп}}^*}{\delta K_{\text{доп}}^* - |\delta K_{\text{ООС}}| (1 - \delta K_{\text{доп}}^*)} \quad \text{при} \quad \delta K_{\text{ООС}} > 0. \quad (4.17)$$

Из соотношений (4.16), (4.17) следует ограничение на минимальное значение коэффициента усиления охватываемой ООС:

$$\bar{K}_{\text{min}} \geq \bar{K}_{i\text{max}}^* \frac{1 - (\delta K_{\text{доп}}^*)^2}{2(\delta K_{\text{доп}}^*)^2} \approx \frac{\bar{K}_{i\text{max}}^*}{2(\delta K_{\text{доп}}^*)^2}, \quad (4.18)$$

где $\bar{K}_{i\text{max}}^*$ – наибольшее значение требуемого по ТЗ коэффициента усиления по i -му входу; $\delta K_{\text{доп}}^*$ – допустимая по ТЗ погрешность коэффициента \bar{K}^* .

Таким образом, в данном случае требуемый коэффициент усиления \bar{K}_{min} и погрешность $\delta K_{\text{ООС}}$ определяются независимо друг от друга.

После расчета \bar{K}_{min} следует определить минимально допустимое значение коэффициента усиления ОУ. Поскольку коэффициент усиления прямой цепи усилителя, охваченного обратной связью:

$$\bar{K}_{\text{min}} = K_{\text{вх}} K_{\text{ОУ min}} K_{\text{УМ}} K_{\text{вых}},$$

то

$$K_{\text{ОУ min}} = \frac{\bar{K}_{\text{min}}}{K_{\text{вх}} K_{\text{УМ}} K_{\text{вых}}}.$$

Если полученное значение меньше гарантированного значения коэффициента усиления ОУ, то выбранный тип микросхемы подходит для дальнейших расчетов. После данной проверки уточняется значение

$$\bar{K}_{\text{min}} = K_{\text{вх}} K_{\text{ОУ}} K_{\text{УМ}} K_{\text{вых}},$$

где $K_{\text{ОУ}}$ – паспортное значение коэффициента усиления ОУ.

Пример. Допустим, что в паспортных данных на ОУ дается лишь одно (минимально гарантированное) значение коэффициента

усиления. Поскольку $K_{УМ \min}$, $K_{УМ \max}$, как правило, различаются незначительно, то будем полагать, что $K_{\min} = K_{\max} = \bar{K}$.

Определим \bar{K} и $\delta K_{ООС}$ для следующих исходных данных: усилитель имеет три входа, коэффициенты передачи по которым: $\bar{K}_1^* = 5$; $\bar{K}_2^* = 2$; $\bar{K}_3^* = 25$; погрешность воспроизведения коэффициентов усиления по всем входам $\delta K_{доп}^* = 0,1$; $K_{ОУ} = 20\ 000$.

Из соотношений (4.18), (4.16) следует

$$\bar{K}_{\min} = \frac{\bar{K}_{i \max}^*}{2(\delta K_{доп}^*)^2} = \frac{25}{2(0,1)^2} = 1250;$$

$$|\delta K_{ООС}| \leq \frac{\delta K_{доп}^*}{\bar{K}_{i \max}^* + 1} = \frac{0,1}{0,1 + 1} = 0,0909 \approx 0,091.$$

Значение коэффициента обратной связи в рассматриваемом случае

$$\bar{K}_{ООС} = \frac{1}{\bar{K}_{i \max}^*} = \frac{1}{25} = 0,04.$$

Тогда можно определить минимально допустимое значение коэффициента усиления ОУ

$$K_{ОУ \min} = \frac{\bar{K}}{K_{вх} K_{УМ} K_{вых}} = \frac{1250}{0,53 \cdot 0,8 \cdot 0,5} = 5896,2 < 20\ 000,$$

(значения $K_{вх}$, $K_{УМ}$, $K_{вых}$ были определены в примерах, рассмотренных ранее).

Таким образом, полученное значение $K_{ОУ \min}$ меньше, чем минимально гарантированное значение коэффициента усиления ОУ выбранного типа.

Для дальнейших расчетов принимаем $\delta K_{ООС} = 0,085$; $\bar{K}_{ООС} = 0,04$ и уточняем значение \bar{K} с учетом $K_{ОУ \min} = 20\ 000$. В результате

$$\bar{K} = K_{вх} K_{ОУ \min} K_{УМ} K_{вых} = 0,53 \cdot 20\ 000 \cdot 0,8 \cdot 0,5 = 4240.$$

4.2. Расчет параметров внешних цепей усилителя с параллельной отрицательной обратной связью по напряжению

Расчет сопротивлений внешних резисторов и выбор их типа определенного класса точности должен обеспечить заданное значение коэффициента усиления \bar{K}^* с допустимой погрешностью $\delta K_{доп}^*$

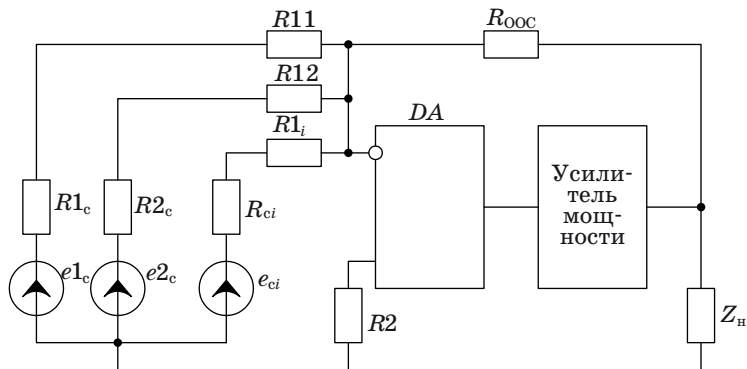


Рис. 4.2

и стабильность выходного напряжения покоя $U_{0\text{вых}}$. Исходными данными для расчета являются требования ТЗ, а также полученные ранее значения $\bar{K}_{\text{ООС}}$, $\delta K_{\text{ООС}}$, \bar{K} .

Схема усилителя с параллельной ООС показана на рис. 4.2.

Полагаем, что усилитель состоит из соединенных последовательно предварительного усилителя-сумматора, реализованного на интегральной микросхеме, и усилителя мощности, охваченных ООС по напряжению через резистор $R_{\text{ООС}}$.

Входные сигналы e_{ci} от источников с внутренними сопротивлениями R_{ci} подаются на вход усилителя-сумматора через резисторы $R1_i$, которые обеспечивают заданные коэффициенты передачи входных сигналов по всем каналам усиления. Резистор R_{20} предназначен для компенсации погрешности от входных токов усилителя.

На рис. 4.3 показана эквивалентная функциональная схема усилителя, полученная в [1] на основе схемы, приведенной на рис. 4.2.

Функциональная схема учитывает погрешности, вызываемые входными токами по инвертирующему и не инвертирующему входам интегрального ОУ $i_{\text{ош}}^-$, $i_{\text{ош}}^+$, а также напряжением смещения $U_{\text{ош}}$ и синфазным сигналом $\Delta U_{\text{сф}}$, приведенными ко входу усилителя. Схема учитывает конечное значение \bar{K} при выполнении условия $R_{\text{ООС}} \gg R_{\text{вых УМ}}$.

На рис. 4.3 приняты следующие обозначения: $i_{\text{ош}} = \frac{i_{\text{ош}}^+ + i_{\text{ош}}^-}{2}$ – среднее значение тока ошибки; $\Delta i_{\text{ош}} = i_{\text{ош}}^+ - i_{\text{ош}}^-$ – разность токов

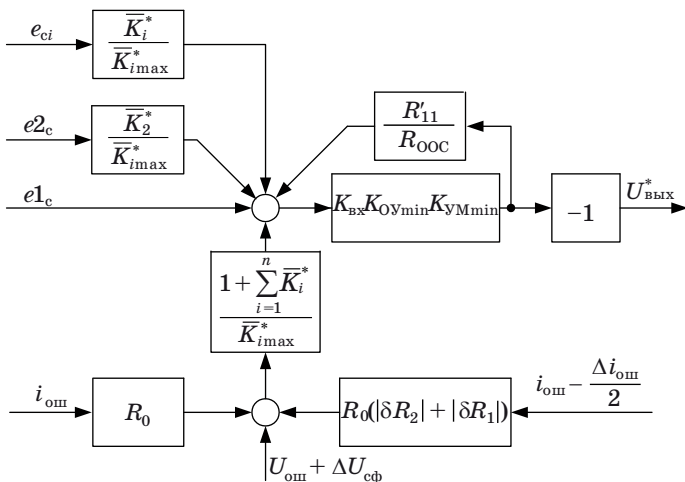


Рис. 4.3

ошибки; $R_1 = (R_{0C} \parallel R_{11}^* \dots \parallel R_{1i}^* \dots \parallel R_{1n}^*)$ – сопротивление цепей, подсоединенных к инвертирующему входу относительно общей точки, здесь $R_{1i}^* = R_{ci} + R_{1i}$; $R_2 = R_{20}$ – сопротивление цепей, подсоединенных к неинвертирующему входу относительно общей точки.

Для уменьшения погрешности усилителя, вызываемой входными токами $i_{ош}$, необходимо обеспечить равенство сопротивлений R_1 и R_2 и возможно малую их величину. Если обозначить расчетное значение сопротивлений R_1 и R_2 через R_0 , а их относительное отклонение от расчетного значения через δR_1 и δR_2 , то

$$R_1 = R_0(1 + \delta R_1), \quad R_2 = R_0(1 + \delta R_2).$$

С учетом генераторов ошибок ОУ и погрешностей резисторов внешних цепей из эквивалентной функциональной схемы получим выражение для выходного напряжения

$$U_{\text{ВЫХ}} = - \left[\sum_{i=1}^n \bar{K}_i^* e_{ci} + \left(1 + \sum_{i=1}^n \bar{K}_i^* \right) \times \right. \\ \left. \times \left\{ U_{\text{ош}} + \Delta U_{\text{эф}} + R_0 \left[\Delta i_{\text{ош}} + (\delta R_2 + \delta R_1) \left(i_{\text{ош}} - \frac{\Delta i_{\text{ош}}}{2} \right) \right] \right\} \right], \quad (4.20)$$

где $i_{\text{ош}}$, $U_{\text{ош}}$, $\Delta i_{\text{ош}}$ определяются следующими выражениями:

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{\text{ош}} = \frac{\partial i_{\text{вх}}}{\partial T^0} \Delta T^0 + \frac{\partial i_{\text{вх}}}{\partial t} \Delta t + \frac{\partial i_{\text{вх}}}{\partial U_{\text{ИП}}} \Delta U_{\text{ИП}}, \\ \Delta i_{\text{ош}} = \frac{\partial \Delta i_{\text{вх}}}{\partial T^0} \Delta T^0 + \frac{\partial \Delta i_{\text{вх}}}{\partial t} \Delta t + \frac{\partial \Delta i_{\text{вх}}}{\partial U_{\text{ИП}}} \Delta U_{\text{ИП}}, \\ U_{\text{ош}} = \frac{\partial U_{\text{см}}}{\partial T^0} \Delta T^0 + \frac{\partial U_{\text{см}}}{\partial t} \Delta t + \frac{\partial U_{\text{см}}}{\partial U_{\text{ИП}}} \Delta U_{\text{ИП}}. \end{array} \right. \quad (4.21)$$

Здесь $\frac{\partial i_{\text{вх}}}{\partial T}$, $\frac{\partial \Delta i_{\text{вх}}}{\partial T}$, $\frac{\partial U_{\text{см}}}{\partial T}$ – величины, которые обычно приводятся в справочных данных, характеризуют изменение параметров ОУ от температуры окружающей среды; $\frac{\partial i_{\text{вх}}}{\partial t}$, $\frac{\partial \Delta i_{\text{вх}}}{\partial t}$, $\frac{\partial U_{\text{см}}}{\partial t}$ – величины, характеризующие изменение параметров ОУ от времени; $\frac{\partial i_{\text{вх}}}{\partial U_{\text{ИП}}}$, $\frac{\partial \Delta i_{\text{вх}}}{\partial U_{\text{ИП}}}$, $\frac{\partial U_{\text{см}}}{\partial U_{\text{ИП}}}$ – величины, характеризующие изменение параметров ОУ при отклонении напряжения питания от номинального значения на 10 %, т. е. $|\Delta U_{\text{ИП}}| = 0,1|U_{\text{ИП}}|$.

Как правило, в справочных данных отсутствует информация об изменении $i_{\text{вх}}$, $\Delta i_{\text{вх}}$, $U_{\text{см}}$ во времени и при отклонении напряжения питания от номинального, поэтому в расчетах можно использовать типичные для ОУ значения:

$$\begin{aligned} \frac{\partial i_{\text{вх}}}{\partial t} &= (10-20)10^{-12} \text{ А/ч}; & \frac{\partial i_{\text{вх}}}{\partial U_{\text{ИП}}} &= (1-4)10^{-9} \text{ А/ч}; \\ \frac{\partial \Delta i_{\text{вх}}}{\partial t} &= (1-2)10^{-12} \text{ А/ч}; & \frac{\partial \Delta i_{\text{вх}}}{\partial U_{\text{ИП}}} &= (1-4)10^{-10} \text{ А/ч}; \\ \frac{\partial U_{\text{см}}}{\partial t} &= (20-100)10^{-9} \text{ В/ч}; & \frac{\partial U_{\text{см}}}{\partial U_{\text{ИП}}} &= (1-5)10^{-6}. \end{aligned}$$

Наибольшее значение изменения температуры определяется соотношением

$$\Delta T = T_{\text{с}} - T_{\text{с.н}},$$

где $T_{\text{с}}$ – нормальная температура окружающей среды, соответствующая 20 °С; $T_{\text{с.н}}$ – нижний предел температуры, заданный в ТЗ.

В рассматриваемой схеме суммирующая точка имеет потенциал, близкий к нулю, поэтому синфазное напряжение практически

отсутствует. Погрешности δR_1 и δR_2 обусловлены погрешностями резисторов R_{ci} , R_{1i} , R_{20} , определенных ТЗ. Если принять погрешности данных резисторов одинаковыми $|\delta R_{ci}| = |\delta R_{1i}| = |\delta R_{20}| = \delta R$ и пренебречь произведением погрешностей, так как $\delta R \ll 1$, то, как следует из [1]:

$$|\delta R_1| = \left[1 - \sum_{i=1}^n \left(\frac{\bar{K}_i^*}{1 + \sum_{i=1}^n \bar{K}_i^*} \right)^2 \frac{R_{ci}}{R_0} \right] |\delta R| + \sum_{i=1}^n \left(\frac{\bar{K}_i^*}{1 + \sum_{i=1}^n \bar{K}_i^*} \right)^2 \frac{R_{ci}}{R_0} |\delta R_{ci}|, \quad (4.22)$$

$$|\delta R_2| = |\delta R|. \quad (4.23)$$

Сигналы на входе усилителя в общем случае могут содержать две составляющие:

$$e_{ci} = E_{ci0} + e_{ci-} \quad (4.24)$$

где e_{ci-} – информационная (переменная) составляющая; E_{ci0} – постоянная составляющая, вызванная дрейфом источника входного сигнала.

Подставляя (4.22), (4.23), (4.24) в (4.20), определяем выходное напряжение покоя при $e_{ci-} = 0$

$$U_{0\text{вых}} = \sum_{i=1}^n \bar{K}_i^* E_{ci0} + \left(1 + \sum_{i=1}^n \bar{K}_i^* \right) (U_{\text{ош}} + R_0 \Delta i_{\text{ош}}) + \left(1 + \sum_{i=1}^n \bar{K}_i^* \right) \times \\ \times \left[2 - \sum_{i=1}^n \left(\frac{\bar{K}_i^*}{1 + \sum_{i=1}^n \bar{K}_i^*} \right)^2 \frac{R_{ci}}{R_0} \right] |\delta R| + \\ + \sum_{i=1}^n \left(\frac{\bar{K}_i^*}{1 + \sum_{i=1}^n \bar{K}_i^*} \right)^2 \frac{R_{ci}}{R_0} |\delta R_{ci}| \left[R_0 \left(i_{\text{ош}} - \frac{\Delta i_{\text{ош}}}{2} \right) \right]. \quad (4.25)$$

Выходное напряжение покоя должно быть меньше допустимой величины

$$|U_{0\text{вых}}| \leq U_{0\text{вых.доп}},$$

тогда из уравнения (4.25) можно получить ограничение на погрешность резисторов внешних цепей, обеспечивающую требование к стабильности выходного напряжения усилителя:

$$\begin{aligned}
& \frac{U_{0\text{ВЫХ.ДОП}}}{1 + \sum_{i=1}^n \bar{K}_i^*} \frac{\sum_{i=1}^n (\bar{K}_i^* E_{ci0})}{1 + \sum_{i=1}^n \bar{K}_i^*} - \\
& - U_{\text{ОШ}} - \left(i_{\text{ОШ}} - \frac{\Delta i_{\text{ОШ}}}{2} \right) \sum_{i=1}^n \left[\frac{\bar{K}_i^*}{1 + \sum_{i=1}^n \bar{K}_i^*} \right]^2 R_{ci} |\delta R_{ci}| - R_0 \Delta i_{\text{ОШ}} \\
|\delta R| \leq & \frac{\left(i_{\text{ОШ}} - \frac{\Delta i_{\text{ОШ}}}{2} \right) \sum_{i=1}^n \left[\frac{\bar{K}_i^*}{1 + \sum_{i=1}^n \bar{K}_i^*} \right]^2 R_{ci} |\delta R_{ci}| - R_0 \Delta i_{\text{ОШ}}}{\left(i_{\text{ОШ}} - \frac{\Delta i_{\text{ОШ}}}{2} \right) \left\{ 2R_0 - \sum_{i=1}^n \left[\frac{\bar{K}_i^*}{1 + \sum_{i=1}^n \bar{K}_i^*} \right]^2 R_{ci} \right\}}. \quad (4.26)
\end{aligned}$$

Если положить, что $|\delta R_{\text{ООС}}| = |\delta R_{11}| = |\delta R| \ll 1$, то погрешность коэффициента ООС [1]

$$|\delta K_{\text{ООС}}| = \left(2 - \sum_{i=1}^n \frac{\bar{K}_i^*}{1 + \sum_{i=1}^n \bar{K}_i^*} \frac{R_{ci}}{R_0} \right) |\delta R| + \sum_{i=1}^n \frac{\bar{K}_i^*}{1 + \sum_{i=1}^n \bar{K}_i^*} \frac{R_{ci}}{R_0} |\delta R_{ci}|. \quad (4.27)$$

Так как погрешность коэффициента обратной связи должна быть меньше допустимой, определяемой при расчете требуемого коэффициента усиления:

$$|\delta K_{\text{ООС}}| = \delta K_{\text{ООС.ДОП}},$$

то из соотношения (4.27) следует ограничение на погрешность резисторов внешних цепей усилителя, обеспечивающее требуемую точность коэффициента обратной связи:

$$|\delta R| \leq \frac{\delta K_{\text{ООС.ДОП}} R_0 - \sum_{i=1}^n \left[\frac{\bar{K}_i^*}{1 + \sum_{i=1}^n \bar{K}_i^*} \right]^2 R_{ci} |\delta R_{ci}|}{2R_0 - \sum_{i=1}^n \left[\frac{\bar{K}_i^*}{1 + \sum_{i=1}^n \bar{K}_i^*} R_{ci} \right]}. \quad (4.28)$$

Также очевидны следующие ограничения:

$$R_{1i} \geq R_{\text{вх } i_{\text{треб}}}; R_{1i}^* > R_{ci}; R_{\text{ООС}} \gg R_{\text{н}},$$

с учетом которых получим

$$\left\{ \begin{array}{l} R_0 \gg \frac{R_{\text{н}}}{1 + \sum_{i=1}^n \bar{K}_i^*}, \\ R_0 \gg \frac{(R_{ci \max} + R_{\text{вх } i_{\text{треб}}}) \bar{K}_{i \max}^*}{1 + \sum_{i=1}^n \bar{K}_i^*}, \end{array} \right. \quad (4.29)$$

здесь $R_{ci \max}$, $\bar{K}_{i \max}^*$ – максимальные значения внутреннего сопротивления и коэффициента усиления по i -му входу соответственно.

Последовательность расчета сопротивлений внешних цепей и требований к их точности, следующих из условий стабильности выходного напряжения покоя $U_{\text{вых. доп}}$ и точности коэффициента передачи замкнутого усилителя, такова:

– решением неравенств (4.26), (4.28) и (4.29) определяется область допустимых значений R_0 и δR ;

– внутри области допустимых значений выбирается точка, определяющая допустимые значения R_0 и $|\delta R|_{\text{доп}}$, которая обеспечивает максимально возможное значение $|\delta R|_{\text{доп}}$ и минимально возможное значение R_0 ;

– по найденному значению R_0 , в соответствии с соотношениями (4.19), вычисляются значения резисторов внешних цепей;

– по значению $|\delta R|_{\text{доп}}$ определяется тип резисторов, класс точности, группа по температурному коэффициенту стабильности (ТКС) и время работы усилителя без регулировки коэффициента усиления, что будет показано ниже.

После определения R_0 и δR можно найти величину резистора $R_{\text{ООС}}$

$$R_{\text{ООС}} = R_0 \left(1 + \sum_{i=1}^n \bar{K}_i^* \right), \quad (4.30)$$

а затем сопротивления входных цепей усилителя

$$R_{1i} = \frac{R_{\text{ООС}}}{\bar{K}_i^*} - R_{ci}. \quad (4.31)$$

Если значение $R_{ООС}$, определенное по формуле (4.30), окажется соизмеримо с сопротивлением изоляции или будет превышать диапазон номинальных значений выбранного типа резисторов, в цепь обратной связи следует включить делитель напряжения с коэффициентом передачи

$$K_{\text{дел. ООС}} = \frac{R_{д2}}{R_{д1} + R_{д2}},$$

как показано на рис. 4.4

Из равенства токов в цепи ООС в схеме с делителем и без него получим

$$R_{ООС}^* = R_{ООС} K_{\text{дел. ООС}}.$$

Коэффициент делителя напряжения выбирается таким образом, чтобы сопротивление резистора цепи обратной связи было меньше допустимого

$$R_{ООС}^* \leq R_{ООС, \text{доп}}^*.$$

При введении в схему делителя напряжения и замене $R_{ООС}$ на $R_{ООС}^*$ необходимо провести уточнение значения R_0 .

Пример. Рассмотрим расчет параметров внешних цепей усилителя для следующих исходных данных:

– усилитель имеет три входа, коэффициенты передачи по которым: $\bar{K}_1^* = 5$, $\bar{K}_2^* = 2$, $\bar{K}_3^* = 25$;

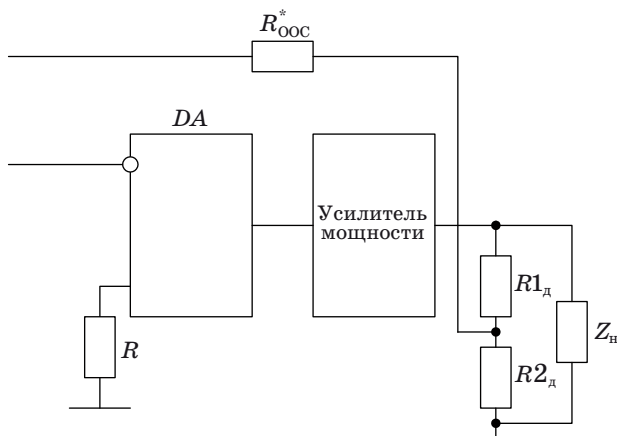


Рис. 4.4

– внутренние сопротивления: датчика сигнала управления $R_{\text{упр}} = R_{c1} = 5000 \text{ Ом}$; КОС $R_{\text{КОС}} = R_{c2} = 5000 \text{ Ом}$; ГОС $R_{\text{ГОС}} = R_{c3} = 5000 \text{ Ом}$;

– отклонение внутренних сопротивлений от номинальных значений $\delta R_{\text{упр}} = \delta R_{\text{КОС}} = \delta R_{\text{ГОС}} = \delta R_c = 0,1 \text{ Ом}$;

– максимально возможные значения напряжений, поступающих на входы усилителя: $U_{\text{упр max}} = U_{\text{КОС max}} = U_{\text{ГОС max}} = 15 \text{ В}$;

– остаточные напряжения источников входных сигналов: $U_{\text{упр ост}} = E_{c10} = 0,15 \cdot 10^{-3} \text{ В}$; $U_{\text{КОС ост}} = E_{c20} = 0,15 \text{ В}$; $U_{\text{ГОС ост}} = E_{c20} = 0,15 \cdot 10^{-3} \text{ В}$;

– допустимое значение напряжения покоя $U_{0\text{вых.доп}} = 0,1 \text{ В}$.

Также допустим, что выбранный в ходе предыдущих расчетов ОУ имеет следующие параметры:

$$\frac{\partial i_{\text{вх}}}{\partial T^0} = 10^{-9} \text{ А/}^\circ\text{С}, \quad \frac{\partial \Delta i_{\text{вх}}}{\partial T^0} = 0,1 \cdot 10^{-9} \text{ А/}^\circ\text{С}; \quad \frac{\partial U_{\text{см}}}{\partial T^0} = 20 \cdot 10^{-6} \text{ В/}^\circ\text{С};$$

$$\frac{\partial i_{\text{вх}}}{\partial t} = 10 \cdot 10^{-12} \text{ А/ч}; \quad \frac{\partial \Delta i_{\text{вх}}}{\partial t} = 10^{-12} \text{ А/ч};$$

$$\frac{\partial U_{\text{см}}}{\partial t} = 20 \cdot 10^{-9} \text{ В/ч}; \quad \frac{\partial i_{\text{вх}}}{\partial U_{\text{ИП}}} = 2 \cdot 10^{-9} \text{ А/В},$$

$$\frac{\partial \Delta i_{\text{вх}}}{\partial U_{\text{ИП}}} = 2 \cdot 10^{-10} \text{ А/В}, \quad \frac{\partial U_{\text{см}}}{\partial U_{\text{ИП}}} = 10^{-6}.$$

В рассматриваемом примере напряжение питания усилителя $U_{\text{ИП}} = 15 \text{ В}$, допустимая разность температур $\Delta T = 80 \text{ }^\circ\text{С}$ и время безотказной работы $\Delta t = 2000 \text{ ч}$.

В соответствии с выражением (4.21) вычислим параметры, определяющие ошибку в работе усилителя:

$$i_{\text{ош}} = \frac{\partial i_{\text{вх}}}{\partial T} \Delta T^0 + \frac{\partial i_{\text{вх}}}{\partial t} \Delta t + \frac{\partial i_{\text{вх}}}{\partial U_{\text{ИП}}} \Delta U_{\text{ИП}} =$$

$$= 10^{-9} \cdot 80 + 10^{-11} \cdot 2000 + 2 \cdot 10^{-9} \cdot 1,5 = 10,3 \cdot 10^{-8} \text{ А}$$

$$\Delta i_{\text{ош}} = \frac{\partial \Delta i_{\text{вх}}}{\partial T} \Delta T + \frac{\partial \Delta i_{\text{вх}}}{\partial t} \Delta t + \frac{\partial \Delta i_{\text{вх}}}{\partial U_{\text{ИП}}} \Delta U_{\text{ИП}} =$$

$$= 10^{-10} \cdot 80 + 10^{-12} \cdot 2000 + 2 \cdot 10^{-10} \cdot 1,5 = 1,03 \cdot 10^{-8} \text{ А}$$

$$U_{\text{ош}} = \frac{\partial U_{\text{см}}}{\partial T} \Delta T + \frac{\partial U_{\text{см}}}{\partial t} \Delta t + \frac{\partial U_{\text{см}}}{\partial U_{\text{ИП}}} \Delta U_{\text{ИП}} =$$

$$= 20 \cdot 10^{-6} \cdot 80 + 20 \cdot 10^{-9} \cdot 2000 + 10^{-6} \cdot 1,5 = 1,64 \cdot 10^{-3} \text{ В}.$$

Рассчитаем составляющие формул (4.26), (4.28), (4.29):

$$\frac{U_{\text{Вых.доп}}}{1 + \sum_{i=1}^3 \bar{K}_i^*} = \frac{0,1}{1 + (5 + 2 + 25)} = 0,00303 \approx 3 \cdot 10^{-3};$$

$$\frac{\sum_{i=1}^3 (\bar{K}_i^* E_{ci0})}{1 + \sum_{i=1}^3 \bar{K}_i^*} = \frac{5 \cdot 0,15 \cdot 10^{-3} + 2 \cdot 0,15 \cdot 10^{-3} + 25 \cdot 0,15 \cdot 10^{-3}}{1 + (5 + 2 + 25)} = 1,45 \cdot 10^{-4};$$

$$\begin{aligned} & \sum_{i=1}^3 \left[\left(\frac{\bar{K}_i^*}{1 + \sum_{i=1}^3 \bar{K}_i^*} \right)^2 R_{ci} |\delta R_{ci}| \right] = \left(\frac{5}{1 + (5 + 2 + 25)} \right)^2 \cdot 5000 \cdot 0,1 + \\ & + \left(\frac{2}{1 + (5 + 2 + 25)} \right)^2 \cdot 5000 \cdot 0,1 + \left(\frac{25}{1 + (5 + 2 + 25)} \right)^2 \cdot 5000 \cdot 0,1 = 42,01, \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & \sum_{i=1}^3 \left[\left(\frac{\bar{K}_i^*}{1 + \sum_{i=1}^3 \bar{K}_i^*} \right)^2 R_{ci} \right] = \left(\frac{5}{1 + (5 + 2 + 25)} \right)^2 \cdot 5000 + \\ & + \left(\frac{2}{1 + (5 + 2 + 25)} \right)^2 \cdot 5000 + \left(\frac{25}{1 + (5 + 2 + 25)} \right)^2 \cdot 5000 = 420,1. \end{aligned}$$

В результате получаем функциональные зависимости $\delta R(R_0)$:
– по условию (4.26) (рис. 4.5, кривая 1):

$$\begin{aligned} & 3 \cdot 10^{-3} - 0,145 \cdot 10^{-3} - 1,6415 \cdot 10^{-3} - \left(10,3 \cdot 10^{-8} - \frac{1,03 \cdot 10^{-8}}{2} \right) \times \\ & |\delta R| \leq \frac{\times 42,01 - 1,03 \cdot 10^{-8} \cdot R_0}{\left(10,3 \cdot 10^{-8} - \frac{1,03 \cdot 10^{-8}}{2} \right) (2R_0 - 420,1)} = \\ & = \frac{6128,37 - 0,0526 \cdot R_0}{R_0 - 210}; \end{aligned}$$

– по условию (4.28) (рис. 4.5, кривая 2)

$$|\delta R| \leq \frac{\delta K_{\text{ООС доп}} R_0 - \sum_{i=1}^3 \left[\left(\frac{\bar{K}_i^*}{1 + \sum_{i=1}^3 \bar{K}_i^*} \right)^2 R_{ci} |\delta R_{ci}| \right]}{2R_0 - \sum_{i=1}^3 \left(\frac{\bar{K}_i^*}{1 + \sum_{i=1}^3 \bar{K}_i^*} R_{ci} \right)} = \frac{0,0893 \cdot R_0 - 42,01}{2R_0 - 420,1}.$$

Из условий (4.29) следует

$$\left\{ \begin{array}{l} R_0 \gg \frac{R_{\text{н}}}{1 + \sum_{i=1}^3 \bar{K}_i^*} = \frac{3,5}{1 + (5 + 2 + 25)} = 0,106 \text{ Ом}, \\ R_0 \gg \frac{(R_{ci \text{ max}} + R_{\text{вх}i \text{ треб}}) \bar{K}_{i \text{ max}}}{1 + \sum_{i=1}^3 \bar{K}_i^*} = \frac{(5000 + 5000) \cdot 25}{1 + (5 + 2 + 25)} = 7570 \text{ Ом}. \end{array} \right.$$

Из области допустимых значений (рис. 4.5) выбираем $\delta R = 0,004$ и $R_0 = 10$ кОм, соответствующие точке А.

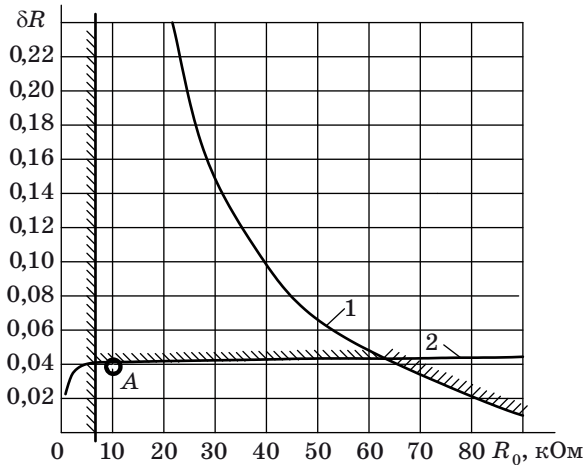


Рис. 4.5

Затем, используя формулу (4.30), определяем

$$R_{00С} = R_0 \left(1 + \sum_{i=1}^3 \bar{K}_i^* \right) = 10\,000 [1 + (5 + 2 + 25)] = 330 \text{ кОм},$$

а затем, в соответствии с (4.31), сопротивления входных цепей усилителя:

$$R_{11} = \frac{R_{00С}}{\bar{K}_1^*} - R_{с1} = \frac{330\,000}{5} - 5000 = 61 \text{ кОм},$$

$$R_{12} = \frac{R_{00С}}{\bar{K}_2^*} - R_{с2} = \frac{330\,000}{2} - 5000 = 160 \text{ кОм},$$

$$R_{13} = \frac{R_{00С}}{\bar{K}_3^*} - R_{с3} = \frac{330\,000}{25} - 5000 = 8,2 \text{ кОм},$$

$$R_{20} = R_0 = 10 \text{ кОм}.$$

4.3. Расчет требуемой точности и выбор типа резисторов

Допустимая погрешность резисторов $|\delta R|$ складывается из производственного допуска $\delta R_{пр}$, погрешности от старения δR_t , погрешности от изменения температуры окружающей среды δR_T , погрешности от воздействия влажности $\delta R_{вл}$.

Расчет погрешностей резисторов должен учитывать закон распределения случайных составляющих погрешностей. Однако для простых схем, подобных рассматриваемым, расчет будет проводиться по максимальным значениям погрешностей, что дает запас на выполнение требуемых условий. Кроме того, поскольку платы приборов изготавливаются защищенными от воздействия влажности, то в расчетах допустимой погрешности будем полагать $\delta R_{вл} = 0$, тогда

$$|\delta R| = |\delta R_{пр}| + |\delta R_t| + |\delta R_T|, \quad (4.32)$$

где зависимости $\delta R_t = \delta R_t(t)$ и $\delta R_T = \delta R_T(T)$ приближенно будем считать линейными, т. е.

$$\delta R_t = \delta R_t(t) = \frac{\partial |\delta R|}{\partial t} \Delta t, \quad (4.33)$$

$$\delta R_T = \delta R_T(T) = \frac{\partial |\delta R|}{\partial T} \Delta T, \quad (4.34)$$

здесь коэффициент $\frac{\partial |\delta R|}{\partial T}$ приводится в справочных данных (ТКС, 1/°C); коэффициент $\frac{\partial |\delta R|}{\partial t}$ рассчитывается по известному из справочных данных изменению $\delta R_{\text{нар}}$ за время наработки $t_{\text{н}}$:

$$\frac{\partial |\delta R|}{\partial t} = \frac{\delta R_{\text{н}}}{t_{\text{н}}}.$$

Тогда

$$\delta R_t = \delta R_t(t) = \frac{\delta R_{\text{н}}}{t_{\text{н}}} \Delta t. \quad (4.35)$$

Таким образом, для определения погрешностей резисторов различных типов и выбора наиболее подходящего по параметрам следует составить таблицы, аналогичную табл. 4.1 по нескольким (5–10) типам резисторов. В таблицу сводятся справочные данные и погрешности, вычисленные по формулам (4.32)–(4.35), а также массогабаритные показатели.

При проведении расчетов необходимо иметь в виду следующее:

1. Для одного и того же типа резистора, соответствующего определенному номинальному ряду, в справочных данных приводятся несколько значений производственного допуска $\delta R_{\text{пр}}$, которые вносятся в таблицу.

2. Значения ТКС приводятся для двух диапазонов температур: ниже +20 °C и выше +20 °C. Поскольку по ТЗ проектируемый усилитель предназначен для работы в диапазоне температур от –60 до +60 °C, то расчет погрешности от изменения температуры должен проводиться для нижнего предела температуры (–60 °C, $\Delta T = 80$ °C) и для верхнего предела температуры (+60 °C, $\Delta T = 40$ °C).

3. Для уменьшения общей погрешности целесообразно выбирать резисторы с относительно малым значением ТКС.

Если полученное из предыдущих расчетов значение $|\delta R|_{\text{доп}}$ соответствует диапазону $\delta R_{\text{мин}} - \delta R_{\text{макс}}$, то резисторы данного типа обеспечивают выполнение требований точности. В том случае, когда несколько типов резисторов обеспечивают выполнение требований точности, выбирается тот из них, который имеет больший производственный допуск и лучшие массогабаритные показатели.

Таблица 4.1

Погрешности резисторов различных типов

№ п/п	1	2	...	10	
Номинальная мощность, Вт	0,25				
Тип резистора	С2-50				
Номинальный ряд	Е96				
$\delta R_{\text{пр}}, \%$	0,5	1,0	2,0		
До +20 °С $\frac{\partial \delta R }{\partial T}$ (ТКС), $10^{-6} 1/^\circ\text{C}$	250				
От +20 °С $\frac{\partial \delta R }{\partial T}$ (ТКС), $10^{-6} 1/^\circ\text{C}$	100				
$\delta R_{\text{T min}}, \%$	0,4				
$\delta R_{\text{T max}}, \%$	2,0				
$\delta R_{\text{нар}}, \%$	1,0	2,0	4,0		
Время наработки $t_{\text{н}}$, ч	20 000				
$\delta R_t, \%$	0,25	0,5	1,0		
$\delta R_{\text{min}}, \%$	1,15	1,9	3,4		
$\delta R_{\text{max}}, \%$	2,75	3,5	5,0		
$V, \text{мм}^3$	14,4				
$m, \text{г}$	0,15				

В результате выбирается тип и точность резисторов, стоящих во входных цепях усилителя, параметры которых определяют погрешность коэффициента усиления. Жестких требований к точности резисторов, находящихся в других цепях усилителя, как правило, не предъявляется, так как они охватываются общей ООС. Поэтому остальные резисторы схемы могут быть иного типа с большим производственным допуском.

Если в результате расчетов оказывается, что требования точности высоки и подбор типа резисторов невозможен, то:

– либо в схеме усилителя необходимо предусмотреть регулировку коэффициента усиления, что позволит исключить из рассмотрения производственный допуск, полагая, что данная погрешность компенсируется при регулировке;

– либо уменьшить время работы усилителя без регулировки и повторить построение запретной области, используя соотношения (4.26), (4.28), (4.29).

Пример. Рассмотрим расчет требуемой точности на примере резистора типа С2-50. Полагаем, что в предыдущих расчетах определена допустимая точность резисторов внешних цепей $\delta R = 0,04 = 4 \%$; из ТЗ известен рабочий интервал температур от -60 до $+60$ °С и время наработки $t_H = 5000$ ч.

Значения номинальных сопротивлений резисторов С2-50, соответствующие ряду Е24, имеют производственный допуск $\delta R_{пр} = \pm 5 \%$, что превышает допустимую точность $\delta R = 4 \%$. Поэтому будем рассматривать резисторы С2-50, соответствующие ряду Е96, с производственным допуском $\delta R_{пр} = \pm 0,5; \pm 1; \text{ и } \pm 2 \%$.

Значение ТКС для диапазона номинальных сопротивлений от одного ома до $5,1 \cdot 10^5$ Ом в интервале температур от -55 до

$+20$ °С составляет $\frac{\partial|\delta R|}{\partial T} = \pm 250 \cdot 10^{-6} \text{ 1/}^\circ\text{C}$, а в интервале темпера-

тур от $+20$ до $+155$ °С – $\frac{\partial|\delta R|}{\partial T} = \pm 100 \cdot 10^{-6} \text{ 1/}^\circ\text{C}$. Тогда, используя условие (4.34), определяем погрешности от изменения температуры окружающей среды δR_t :

– для нижнего предела температуры (-60 °С) $\Delta T = 80$ °С

$$\delta R_{t \max} = \left(\frac{\partial|\delta R|}{\partial T} \right)_{\max} \Delta T_{\max} = 250 \cdot 10^{-6} \cdot 80 = 0,02 = 2 \%;$$

– для верхнего предела температуры ($+60$ °С) $\Delta T = 40$ °С

$$\delta R_{t \min} = \left(\frac{\partial|\delta R|}{\partial T} \right)_{\min} \Delta T_{\min} = 100 \cdot 10^{-6} \cdot 40 = 0,004 = 0,4 \%.$$

Расчет погрешности от старения δR_t непосредственно связан с известным из справочных данных изменением δR_H за время наработки t_H . Вместе с тем в справочниках не всегда дается необходимая информация. В этом случае полагаем $\delta R_H = (1-10)\delta R_{пр}$, тогда соотношение (4.35) принимает вид

$$\delta R_t = \frac{(1-10)\delta R_{пр} \Delta t}{t_H} \quad (4.36)$$

В результате для резисторов выбранного типа из соотношения (4.36) получаем

– для резисторов с производственным допуском 0,5 %

$$\delta R_t = \frac{2\delta R_{\text{пр}}}{t_{\text{н}}} \Delta t = \frac{2 \cdot 0,5}{20\,000} \cdot 5000 = 0,25\% ;$$

– для резисторов с производственным допуском 1 %

$$\delta R_t = \frac{2\delta R_{\text{пр}}}{t_{\text{н}}} \Delta t = \frac{2 \cdot 1}{20\,000} \cdot 5000 = 0,5\% ;$$

– для резисторов с производственным допуском 2 %

$$\delta R_{t \text{ max}} = \frac{2\delta R_{\text{пр}}}{t_{\text{н}}} \Delta t = \frac{2 \cdot 2}{20\,000} \cdot 5000 = 1\% .$$

В заключение определяем общую величину погрешности резистора:

– для резисторов с производственным допуском 0,5 %

$$\begin{aligned} |\delta R_{\text{min}}| &= |\delta R_{\text{пр}}| + |\delta R_t| + |\delta R_{\text{T min}}| = 0,5 + 0,25 + 0,4 = 1,15\% , \\ |\delta R_{\text{max}}| &= |\delta R_{\text{пр}}| + |\delta R_t| + |\delta R_{\text{T max}}| = 0,5 + 0,25 + 2 = 2,75\% ; \end{aligned}$$

– для резисторов с производственным допуском 1 %

$$\begin{aligned} |\delta R_{\text{min}}| &= |\delta R_{\text{пр}}| + |\delta R_t| + |\delta R_{\text{T min}}| = 1 + 0,5 + 0,4 = 1,9\% , \\ |\delta R_{\text{max}}| &= |\delta R_{\text{пр}}| + |\delta R_t| + |\delta R_{\text{T max}}| = 1 + 0,5 + 2 = 3,5\% ; \end{aligned}$$

– для резисторов с производственным допуском 2 %

$$\begin{aligned} |\delta R_{\text{min}}| &= |\delta R_{\text{пр}}| + |\delta R_t| + |\delta R_{\text{T min}}| = 2 + 1 + 0,4 = 3,4\% , \\ |\delta R_{\text{max}}| &= |\delta R_{\text{пр}}| + |\delta R_t| + |\delta R_{\text{T max}}| = 2 + 1 + 2 = 5\% . \end{aligned}$$

Анализ полученных результатов показывает, что резисторы типа С2-50 с производственным допуском 0,5 и 1 % удовлетворяют требованиям точности. Аналогично проводится заполнение табл. 4.1 по другим типам резисторов.

5. ПРИНЦИПИАЛЬНАЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ СХЕМА И ОСНОВНЫЕ ПОКАЗАТЕЛИ КАЧЕСТВА УСИЛИТЕЛЯ

Расчеты, выполненные на предыдущих этапах, являются основанием для построения полной электрической схемы усилительно-го устройства. На этой схеме должны быть изображены все электрические элементы, необходимые для осуществления и контроля в электронном устройстве заданных электрических процессов, все электрические связи между ними, а также электрические элементы (разъемы, контакты и т. д.), которыми заканчиваются входные и выходные цепи.

Элементы на схеме следует изображать в виде условных графических обозначений в соответствии с действующими ГОСТами.

Расположение условных графических обозначений элементов определяется удобством чтения схемы и кратчайшими, с минимальным количеством пересечений, межэлементными связями. Входные элементы схемы обычно располагаются в левой части схемы, а выходные – в правой.

Каждый элемент электронного устройства, изображенный на схеме, должен иметь буквенно-цифровое обозначение, которое ставится рядом с изображаемым элементом. При этом нумерация однотипных элементов идет сверху вниз и справа налево.

Данные об элементах принципиальной схемы должны быть записаны в перечне элементов в виде таблицы (см. табл. 5.1), заполняемой сверху вниз и помещаемой в правом углу чертежа над основной надписью.

При наличии в схеме большого числа элементов допускается перечень элементов приводить не на самой схеме, а помещать в пояснительную записку.

Если использование каких-либо элементов электронного устройства при его изготовлении или эксплуатации требует пояснений,

Таблица 5.1

Перечень элементов принципиальной схемы электронного устройства

Зона	Позиционное обозначение	Наименование	Количество	Примечание
	R4, R5	Резистор МЛТ – 0,5–1,1 кОм ±5 %	2	
	R10–R15	Резистор С2-23 – 0,125–9,1кОм ±1 %	6	
	VT1, VT3	Транзистор КТ816А	2	
	

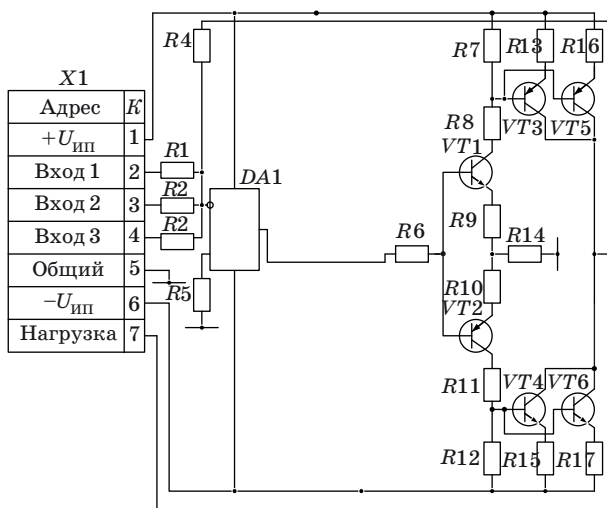


Рис. 5.1

то около условных графических обозначений этих элементов помещают соответствующие надписи. Так, например, позиционное обозначение элемента, подлежащего регулировке в процессе настройки или эксплуатации схемы, помечают звездочкой ($R7^*$), а на поле чертежа делают соответствующую надпись: «* – подбирать при настройке».

Пример принципиальной электрической схемы усилителя медленных сигналов показан на рис. 5.1. Через контакты разъема X1 на плату усилителя поступают внешние входные сигналы, снимаются выходные сигналы и подается напряжение питания усилителя.

Интегральный операционный усилитель DA1 является предварительным усилителем-сумматором.

Усилитель мощности является двухкаскадным. Все транзисторы выходного каскада работают в классе В без начального смещения, поскольку предварительный усилитель имеет большой коэффициент усиления и зона нечувствительности транзисторов VT1 и VT2, приведенная к его входу, оказывается достаточно малой.

Нагрузка усилителя включена в коллекторные цепи выходных транзисторов, что снижает ее инерционность и повышает коэффициент усиления выходного каскада.

Библиографический список

1. *Шишлаков В. Ф.* Проектирование электронных усилительных устройств систем автоматического управления: учеб. пособие / СПбГУАП. СПб., 2005. 151 с.
2. *Герман О. Г., Ломов В. С.* Расчет электронных устройств систем электрооборудования летательных аппаратов: учеб. пособие / ЛЭТИ. Л., 1980. 100 с.
3. *Герман О. Г., Ломов В. С.* Примеры расчета электронных устройств систем электрооборудования: учеб. пособие / ЛИАП. Л., 1982. 84 с.
4. Транзисторные схемы автоматического управления. Проектирование и расчет / под ред. Ю. И. Конева. М.: Сов. радио, 1967. 280 с.
5. Резисторы: справ. / под ред. И. И. Четверткова и В. М. Терехова. М.: Радиосвязь, 1987. 352 с.
6. *Новаченко И. В., Юровский А. В.* Микросхемы для бытовой радиоаппаратуры: справ. М.: Радио и связь, 1990. 176 с.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие	3
Список сокращений	4
1. Техническое задание	5
1.1. Общая характеристика проектируемого усилителя мощности	5
1.2. Этапы проектирования и исходные данные	6
2. Расчет оконечного каскада усиления, работающего в классе В	14
2.1. Выбор транзисторов мощного каскада усиления.....	14
2.2. Расчет площади теплоотвода и числа параллельно включаемых транзисторов	17
2.3. Расчет величин сопротивлений уравнивающих резисторов	34
2.4. Расчет термостабилизирующих резисторов выходного каскада	39
3. Расчет предварительных каскадов усиления	46
3.1. Выбор транзисторов предварительных каскадов усиления	46
3.2. Расчет сопротивлений резисторов промежуточных каскадов усиления	48
3.3. Стыковка каскадов усиления многокаскадного усилителя	69
4. Расчет внешних цепей усилителя	72
4.1. Расчет коэффициента усиления охватываемой части усилителя и коэффициента передачи цепи отрицательной обратной связи	72
4.2. Расчет параметров внешних цепей усилителя с параллельной отрицательной обратной связью по напряжению	80
4.3. Расчет требуемой точности и выбор типа резисторов	91
5. Принципиальная электрическая схема и основные показатели качества усилителя	96
Библиографический список	98

Учебное издание

**Шишлаков Владислав Федорович,
Шишлаков Дмитрий Владиславович,
Анисимова Елена Викторовна**

**ПРОЕКТИРОВАНИЕ
ЭЛЕКТРОННЫХ УСИЛИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ
МАЛОЙ МОЩНОСТИ**

Учебное пособие

Редактор *Г. Д. Бакастова*
Компьютерная верстка *И. Н. Мороз*

Сдано в набор 22.12.15. Подписано к печати 30.12.15.
Формат 60×84¹/₁₆. Бумага офсетная. Усл. печ. л. 5,76.
Уч.-изд. л. 6,19. Тираж 100 экз. Заказ № 554.

Редакционно-издательский центр ГУАП
190000, Санкт-Петербург, Б. Морская ул., 67