

**ФЕДЕРАЛЬНОЕ АГЕНСТВО ВОЗДУШНОГО ТРАНСПОРТА
ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ
УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ПРОФЕССИОНАЛЬНОГО ОБРАЗОВАНИЯ
«МОСКОВСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ
УНИВЕРСИТЕТ
ГРАЖДАНСКОЙ АВИАЦИИ»**

Кафедра радиотехнических устройств

А.Л. Горбунов, В.Г. Сергеев

ПЕРЕДАЧА ДИСКРЕТНЫХ СООБЩЕНИЙ

Пособие по выполнению курсовой работы
для студентов 3 курса специальности 090106

Москва – 2009

1. ЦЕЛЬ КУРСОВОЙ РАБОТЫ

Курсовая работа по дисциплине "Передача дискретных сообщений" выполняется после проработки материалов курса, предусмотренного программой.

Целью выполнения курсовой работы является закрепление и углубление знаний по дисциплине на основе их применения при решении инженерных задач.

В процессе выполнения работы совершенствуются навыки работы с технической литературой, принятия инженерных решений, анализа, обоснования выбора принятых решений, расчета основных параметров систем передачи дискретных сообщений, составления технической документации.

2. СОДЕРЖАНИЕ И ЗАДАНИЯ НА КУРСОВУЮ РАБОТУ

Специфика систем передачи дискретных сообщений (СПДС) заключается в использовании радиоканала и модулей сопряжения с радиоканалом. Объектом курсовой работы являются основные компоненты СПДС – модулятор, кодер, устройство приема и обработки радиосигнала

В ходе выполнения работы:

- определяется максимальная скорость передачи данных по каналу связи с заданными параметрами при определенном способе модуляции;
- рассчитывается эффективная скорость приема данных и оптимальная длина передаваемых блоков;
- находится вероятность необнаруженной ошибки при использовании помехоустойчивого кодирования;
- определяется время доставки сообщения получателю;
- рассчитывается один из каскадов системы передачи дискретных сообщений, одноконтурный усилитель радиочастоты (УРЧ).

Задания на курсовую работу выдаются преподавателем индивидуально каждому студенту или могут быть выбраны из таблиц 2,1-2,4 по двум последним цифрам номера студенческого билета (номера зачетной книжки).

Таблица 2.1

Данные для расчета параметров модулятора, кодера, канала

	Номер варианта							
	1,33,65	2,34,66	3,35,67	4,36,68	5,37,69	6,38,70	7,39,71	8,40,72
Исходная скорость модуляции $V_{\text{зад}}$, бод	1 200	1 800	2 400	3 600	4 800	7 200	9 600	14 400
Число служебных разрядов $n_{\text{сл}}$, бит	7	8	9	10	7	8	9	10
Способ модуляции, АМн- амплитудная, ЧМн- ортогонально частотная, 2(4) ФМн-двух (четырёх) позиционная фазовая манипуляции	АМн	ЧМн	ФМн	АМн	ЧМн	ФМн	АМн	ЧМн
Допустимая вероятность ошибки единичных элементов $p_{\text{доп}}$	1×10^{-3}	5×10^{-3}	1×10^{-4}	5×10^{-4}	1×10^{-3}	5×10^{-3}	1×10^{-4}	5×10^{-4}
Вероятность ошибки в канале связи p :	1×10^{-6}	1×10^{-6}	1×10^{-6}	1×10^{-6}	1×10^{-6}	1×10^{-6}	1×10^{-6}	1×10^{-6}
Длина линии связи L , км	200	250	300	350	400	450	200	250
Объем передаваемого сообщения N , байт	800	900	1 000	1 100	1 200	800	900	1 000

Продолжение таблицы 2.1

	Номер варианта							
	9,41,73	10,42,74	11,43, 75	12,44, 76	13,45, 77	14,46, 78	15,47, 79	16,48, 80
Исходная скорость модуляции $V_{\text{зад}}$, бод	19 200	28 800	1 200	1 800	2 400	3 600	4 800	7 200
Число служебных разрядов $n_{\text{сл}}$, бит	7	8	9	10	7	8	9	10
Способ модуляции, АМн- амплитудная, ЧМн- ортогонально частотная, 2(4) ФМн-двух (четырёх) позиционная фазовая манипуляции	ФМн	АМн	ЧМн	ФМн	АМн	ЧМн	ФМн	АМн
Допустимая вероятность ошибки единичных элементов $p_{\text{доп}}$	1×10^{-3}	5×10^{-3}	1×10^{-4}	5×10^{-4}	1×10^{-3}	5×10^{-3}	1×10^{-4}	5×10^{-4}
Вероятность ошибки в канале связи p :	1×10^{-6}	1×10^{-6}	1×10^{-6}	1×10^{-6}	1×10^{-6}	1×10^{-6}	1×10^{-6}	1×10^{-6}
Длина линии связи L , км	300	350	400	450	200	250	300	350
Объем передаваемого сообщения N , байт	1 100	1 200	800	900	1 000	1 100	1 200	800

Продолжение таблицы 2.1

	Номер варианта							
	17,49, 81	18,50,8 2	19,51,8 3	20,52,8 4	21,53,8 5	22,54,8 6	23,55,8 7	24,56,8 8
Исходная скорость модуляции $V_{\text{зад}}$, бод	9 600	14400	19200	28800	1 200	1 800	2 400	3 600
Число служебных разрядов $n_{\text{сл}}$, бит	7	8	9	10	7	8	9	10
Способ модуляции, АМн- амплитудная, ЧМн- ортогонально частотная, 2(4) ФМн-двух (четырёх) позиционная фазовая манипуляции	ЧМн	ФМн	АМн	ЧМн	ФМн	АМн	ЧМн	ФМн
Допустимая вероятность ошибки единичных элементов $p_{\text{доп}}$	1×10^{-3}	5×10^{-3}	1×10^{-4}	5×10^{-4}	1×10^{-3}	5×10^{-3}	1×10^{-4}	5×10^{-4}
Вероятность ошибки в канале связи p :	1×10^{-6}	1×10^{-6}	1×10^{-6}	1×10^{-6}	1×10^{-6}	1×10^{-6}	1×10^{-6}	1×10^{-6}
Длина линии связи L , км	400	450	200	250	300	350	400	450
Объем передаваемого сообщения N , байт	900	1 000	1 100	1 200	800	900	1 000	1 100

Продолжение таблицы 2.1

	Номер варианта							
	25,57, 89	26,58, 90	27,59, 91	28,60, 92	29,61, 93	30,62, 94	31,63, 95	32,64, 96
Исходная скорость модуляции $V_{\text{зад}}$, бод	4 800	7 200	9 600	14400	19200	28800	1 200	1 800
Число служебных разрядов $n_{\text{сл}}$, бит	7	8	9	10	7	8	9	10
Способ модуляции, АМн- амплитудная, ЧМн- ортогонально частотная, 2(4) ФМн-двух (четырёх) позиционная фазовая манипуляции	АМн	ЧМн	ФМн	АМн	ЧМн	ФМн	АМн	ЧМн
Допустимая вероятность ошибки единичных элементов $p_{\text{доп}}$	1×10^{-3}	5×10^{-3}	1×10^{-4}	5×10^{-4}	1×10^{-3}	5×10^{-3}	1×10^{-4}	5×10^{-4}
Вероятность ошибки в канале связи p :	1×10^{-6}	1×10^{-6}	1×10^{-6}	1×10^{-6}	1×10^{-6}	1×10^{-6}	1×10^{-6}	1×10^{-6}
Длина линии связи L , км	200	250	300	350	400	450	200	250
Объем передаваемого сообщения N , байт	1 200	800	900	1 000	1 100	1 200	800	900

Тип каскада системы передачи дискретных сообщения подлежащий расчету выбирается из таблицы 2.2.

Таблица 2.2

Цифры номера зачетной книжки-	Тип рассчитываемого устройства
00,10...90 05,15...95	Усилитель радиочастоты на биполярных полевых транзисторах
01,11...91 06,16...96	Усилитель радиочастоты на микросхемах
02,12...92 07,17...97	Полосовой усилитель радиочастоты на транзисторах
03,13...93 08,18...98	Полосовой усилитель радиочастоты на микросхемах
04,14...94 09,19...99	Преобразователь частоты на транзисторах и микросхемах

Исходные данные для выполнения расчетной части курсовой работы приведены в таблицах 2.3-2.7

Данные для расчета транзисторного усилителя радиочастоты

Таблица 2.3

Наименование параметров	Варианты заданий					
	00 05	10 15	20 25	30 35	40 45	55 55
Резонансная частота усилителя, МГц	0,46	0,5	6,8	10,7	30,0	60,0
Тип активного прибора (В-выбрать)	БТ ПТ	БТ ПТ	В ПТ	ПТ В	ПТ БТ	БТ В
Полоса пропускания усилителя, кГц	9	6	150	220	300	1200
Избирательность усилителя, дБ (при расстройке кГц)	46(9)	50(6)	26(50)	36(50)	–	–
Тип избирательной системы (В-выбрать)	В	ПКФ	КФ	ЭМФ	ФСИ	В
Резонансный коэффициент усиления	40	200	20	20	10	10

Продолжение таблицы 2.3

Наименование параметров	Варианты заданий			
	60 65	70 75	80 85	90 95
Резонансная частота усилителя, МГц	0,5	1,9	20,0	30,0
Тип активного прибора (В-выбрать)	БТ ПТ	В ПТ	ПТ БТ	В В
Полоса пропускания усилителя, кГц	6	12,0	240	420
Избирательность усилителя, дБ (при расстройке кГц)	52(6)	26(9)	46(50)	–

Тип избирательной системы (В-выбрать)	В	КМФ	ПАВ	ПАВ
Резонансный коэффициент усиления	40	20	80	10

Данные для расчета усилителя радиочастоты на микросхемах

Таблица 2.4

Наименование параметров	Варианты заданий					
	01 06	11 16	22 26	31 36	41 46	51 56
Резонансная частота усилителя, МГц	0,5	0,465	6,8	10,7	30,0	60,0
Тип микросхемы (В-выбрать)	В	175УВ1 265УВ3	235УР3 В	В 235УР9	175УВ4	435УВ1
Полоса пропускания усилителя, кГц	1,8	9,0	150,0	260,0	500,0	–
Избирательность усилителя, дБ (при расстройке кГц)	50(6)	46(9)	26(50)	26(50)	–	–
Тип избирательной системы (В-выбрать)	ЭМФ	ФСИ	ПКФ	КМФ	В	ПАВ
Резонансный коэффициент усиления	10	–	100	200	20	–

Продолжение таблицы 2.4

Наименование параметров	Варианты заданий			
	61 66	71 76	81 86	91 96
Резонансная частота усилителя, МГц	0,5	1,9	20,0	30,0
Тип активного прибора (В-	175УВ2 265УВ6	В	В	435ХП1

Полоса пропускания усилителя, кГц	6,0	9,0	50,0	–
Избирательность усилителя, дБ (при расстройке кГц)	52(9)	46(9)	–	–
Тип избирательной системы (В-выбрать)	ЭМФ	В	В	ПАВ
Резонансный коэффициент усиления	80	10	–	–

Данные для расчета транзисторного полосового усилителя радиочастоты

Таблица 2.5

Наименование параметров	Варианты заданий					
	02 07	12 17	22 27	32 37	42 47	52 57
Граничные частоты диапазона, МГц f_{\min} f_{\max}	66 74	0,52 1,6	98 108	118 136	1,6 3,8	4,1 8,2
Тип активного прибора (В- БТ)	ПТ БТ	В В	2П306 КТ368А	П362А 2П305Б	В	КТ305А В
Элемент перестройки (В-варикап, ВМ-варикапная матрица, ПК-	В	ПК	ВМ	В	ПК	В ПК
Ослабление зеркальной помехи, дБ (при расстройке в МГц)	20(13,6)	26(1,0)	22(20)	26(0,1)	30(0,1)	24(0,9)
Входная проводимость следующего каскада, мСм $ g_{11} $	0,025	2,0	0,15	0,02	2,5	2,2

Продолжение таблицы 2.5

Наименование параметров	Варианты заданий			
	62 67	72 77	82 87	92 97
Граничные частоты диапазона, МГц f_{\min} f_{\max}	12,1 16,4	0,2 0,55	1,64 22,8	5,1 10,2
Тип активного прибора (В-выбрать)	В КП-350	2Т-355А	2Т-316Т В	2Т-368А
Элемент перестройки (В-вариакп, ВМ-вариакпная матрица, ПК-переменный кон.)	В	ПК	ВМ	В
Ослабление помехи, дБ (при расстройке в МГц)	24(0,9)	26(0,93)	24(1,0)	32(3,8)
Входная проводимость следующего каскада, мСм $ g_{11} $	0,02	0,5	2,0	1,5

Данные для расчета полосового усилителя радиочастоты на микросхемах

Таблица 2.6

Наименование параметров	Варианты заданий					
	03 08	13 18	23 28	33 38	43 48	53 58
Граничные частоты диапазона, МГц f_{\min} f_{\max}	0,3 0,8	0,52 1,6	25,0 27,8	21,45 23,75	15,1 17,2	118 136
Тип микросхемы (В-выбрать)	175УВ2 175УВ1	265УВ3 235УВ1	235УВ1 235УР8	В	235УВ1	435УВ1

Элемент перестройки (В-варикап, VM-варикапная матрица, ПК-	ПК	ПК	В	VM	В	VM
Ослабление помехи, дБ (при расстройке в МГц)	20(0,93)	26(0,93)	24(1,0)	30(1,0)	26(1,0)	24(20)
Входное сопротивление, $\frac{1}{g_{11}}$, кОм	1,0	1,2	0,8	0,6	1,0	0,15

Продолжение таблицы 2.6

Наименование параметров	Варианты заданий			
	63 68	73 78	83 88	93 98
Граничные частоты диапазона, МГц f_{\min} f_{\max}	88 108	9,5 12,2	11,5 14,7	22,4 28,2
Тип активного прибора (В-выбратель)	435ХП1	265УВ1	175УВ6	435УВ1 175УВ4
Элемент перестройки (В-варикап, VM-варикапная матрица, ПК-переменный конденсатор)	VM	ПК	ПК	В
Ослабление зеркальной помехи, дБ (при расстройке в МГц)	24(21,4)	34(1,0)	30(1,0)	32(1,0)
Входное сопротивление, $\frac{1}{g_{11}}$, кОм	0,2	0,8	1,0	1,0

Данные для расчета преобразователя частоты при использовании в качестве нелинейного элемента микросхем и транзисторов

Таблица 2.7

Наименование параметров	Варианты заданий					
	04 09	14 19	22 29	34 39	44 49	54 59
Граничные частоты диапазона, мГц f_{\min} f_{\max}	12,1 18,4	6,8 12,8	118 136	64,0 72,0	88 108	27,2
Тип активного прибора (В-выбрать)	175УВ4 265 УВ 3	219ПС1	435ХА1 2Т-368А	2П306А 2П307А	В 435ХА1	В
Промежуточная частота, мГц (В-	0,5	В	10,7	6,8	10,7	0,5
Тип избирательной системы (В-выбрать)	В	ЭМФ	ПКФ	ПКФ	В	ЭМФ
Входная проводимость следующего каскада, мСм $ g_{11} $	2,2	2,0	3,2	0,02	0,015	2,0

Продолжение таблицы 2.7

Наименование параметров	Варианты заданий			
	64 69	74 79	84 89	94 99
Граничные частоты диапазона, мГц f_{\min} f_{\max}	32,0	108	0,16	44,2
Тип активного прибора (В-выбрать)	КП-350	235ПС1 В	525ПС3А	265 УВ 3
Промежуточная частота, мГц (В-	10,7	10,7	В	6,8

Тип избирательной системы (В-выбрать)	КМФ	ПКФ	В	ПКФ
Входная проводимость следующего каскада, мСм $ g_{11} $	1,6	2,4	0,1	1,8

По приведенным в табл. 2.3-2,7 данным необходимо рассчитать однокаскадный усилитель/преобразователь приемного устройства СПДС, при этом требуется:

1. Составить принципиальную схему устройства и при необходимости, его эквивалентную схему
2. Рассчитать его основные электрические характеристики (коэффициент усиления / преобразования, полосу пропускания и т.д.), для рабочего диапазона частот.
3. Построить зависимость резонансного коэффициента усиления УРЧ в рабочем диапазоне частот.
4. Рассчитать элементы схемы, задающие и стабилизирующие рабочую точку активных приборов

3. ТРЕБОВАНИЯ К ОФОРМЛЕНИЮ КУРСОВОЙ РАБОТЫ

Отчет по курсовой работе представляется в виде пояснительной записки объемом 16...18 страниц текста, написанного на одной стороне стандартной писчей бумаги формата А4.

Рисунки, графики и схемы должны быть выполнены аккуратно, в удобном масштабе с соблюдением правил ЕСКД. Вычисления следует выполнить с точностью не хуже, чем до второго знака после запятой.

Рассчитанные значения резисторов и емкостей должны быть округлены и выбраны по стандартным рядам с определением типа резистора или емкости, например, ОМЛТ 0,125-5К6-5% (ГОСТ ВД7113- 71), КД-16-М75-36-5% (ГОСТ7159-64).

3. МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ ПО ВЫПОЛНЕНИЮ КУРСОВОЙ РАБОТЫ

3.1 Расчет параметров модулятора, кодера, канала

В примерах расчетов параметров модулятора, кодера, канала используются следующие исходные данные:

Исходная скорость модуляции $V_{\text{зад}}$:	4800 бод
Число служебных разрядов $n_{\text{сл}}$:	9 байт
Способ модуляции:	двоичная фазовая манипуляция ($\phi=0,180$)
Допустимая вероятность ошибки единичных элементов $p_{\text{доп}}$:	$5 \cdot 10^{-4}$
Вероятность ошибки в канале связи, p :	10^{-6}
Длина линии связи L :	250 км
Скорость распространения сигналов по проводному каналу V_p :	$25 \cdot 10^4$ км/с
объем передаваемого сообщения N :	1000 байт

Используется модель дискретного канала с независимыми ошибками.

На рис.1 представлена обобщенная схема системы дискретной передачи сообщения. Схема состоит из передающей, приемной частей и канала. В канале могут действовать радиосигналы помехи различного прохождения. Типовой считают аддитивную помеху в виде нормального белого шума

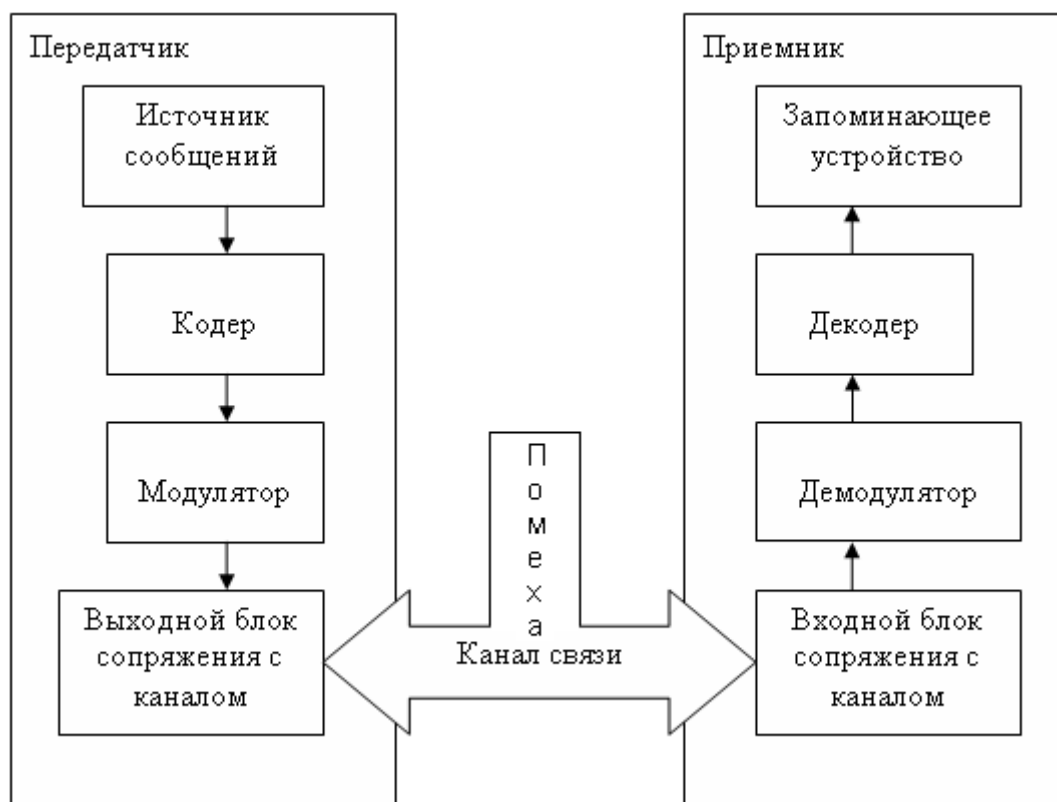


Рис. 1. Схема дискретного канала системы передачи дискретных сообщений

Источник сообщений – устройства ввода передаваемой информации (например, клавиатура) или файловое хранилище.

Кодер – устройство преобразования исходного двоичного кода передаваемой информации в пакеты, содержащие помехоустойчивые коды информации и служебные данные.

Модулятор – устройство, преобразующее двоичный код пакетов в сигнал (модуляция амплитуды, частоты или фазы) для передачи по каналу связи.

Выходной блок сопряжения с каналом – устройство, обеспечивающее необходимые параметры сигнала для передачи по каналу связи (усиление, инвертирование и т.д.).

Входной блок сопряжения с каналом – устройство, обеспечивающее первичную обработку сигнала после передачи по каналу связи (усиление, ограничение, фильтрация и т.д.).

Демодулятор – устройство, преобразующее принятый сигнал в двоичный код со стандартными электрическими параметрами.

Декодер – устройство, проверяющее принятый двоичный код на наличие ошибок, исправляющее ошибки при их обнаружении и выделяющее информационную часть пакета.

Запоминающее устройство – хранилище принятой информации.

Качество канала связи при передаче дискретных сообщений принято оценивать, вероятность ошибки P_e в зависимости от отношения h средних мощностей сигнала W_c и помехи W_n ,

$$h = \sqrt{W_c / W_n}$$

Зависимость $p = f(h^2)$ представлена в виде графика на рис. 2, где по оси ординат в логарифмическом масштабе отложены значения вероятности ошибки p при приеме единичного элемента, а по оси абсцисс – значения отношения сигнал/помеха h^2 , дБ, т.е. на графике:

$$h = 10 \lg \sqrt{W_c / W_n}$$

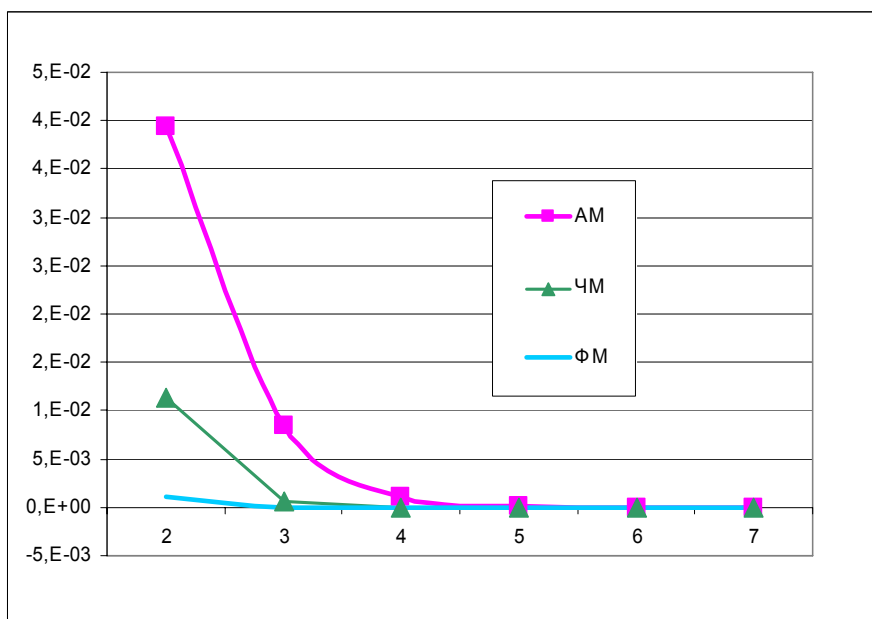


Рис. 2. Зависимость вероятности ошибки от отношения сигнал/шум при амплитудной модуляции

Вид модуляции/манипуляции существенно влияет на величину P_e (при фиксированном/ заданном отношении $P_c/P_{ш}$). Вероятность ошибки на символ могут быть рассчитаны по формулам приведенным в таблице 3.1 [1,2]

Таблица 3.1

Способ модуляции	Оценка вероятности ошибки на символ
Амплитудная	$p = 0,5 \cdot [1 - \Phi(h/\sqrt{2})]$
Частотная	$p = 0,5 \cdot [1 - \Phi(h)]$
Фазовая	$p = 0,5 \cdot [1 - \Phi(h\sqrt{2})]$

Здесь $\Phi(x)$ – функция Крампа, значения которой приведены в приложении.

Рисунок 2 иллюстрирует зависимости вероятности ошибки m символ для различных видов манипуляции (АМн, ЧМн и ФМн) от отношения сигнал/шум в канале связи. Следует иметь в виду, что эти выражения оценивают потенциальную помехоустойчивость данных видов двоичной модуляции. Если при передаче данных задана допустимая вероятность ошибки единичного элемента $p_{\text{доп}}$, то максимальную скорость V_{max} можно определить с помощью следующего выражения:

$$V_{\text{max}} = V_{\text{зад}} \times (h_1^2 / h_2^2)$$

где $V_{\text{зад}}$ – заданная скорость передачи;

h_1^2, h_2^2 – значения при $p = 10^{-6}$ и заданной $p_{\text{доп}}$, соответственно, в дБ.

Значения h_1 и h_2 определяется по формулам табл. 3.1 с использованием таблицы приложения 1 путем подстановки величин p и $p_{\text{доп}}$:

$$(h_1)^2 = 14.21, \quad (h_2)^2 = 10.36$$

Тогда

$$V_{\text{max}} = 4800 \cdot (14.21/10.36) = 6583.78$$

Полученное V_{max} округляется до ближайшего значения из стандартного ряда МККГТ (1200, 1800, 2400, 3600, 4800, 7200, 9600, 14400, 19200, 28800 бод). Таким образом V_{max} принимается равным 7200 бод.

Для обеспечения заданной достоверности при передаче данных применяются обратные связи и помехоустойчивое кодирование, использование которых

приводит к появлению избыточности и, следовательно, к уменьшению скорости передачи данных.

Эффективная скорость $V_{\text{эф}}$ зависит от состояния канала связи, оптимальной длины передаваемых блоков и числа служебных разрядов.

Блоки данных передаются пакетами, которые состоят из $n_{\text{сл1}}$ (байт служебных разрядов), r (байт проверочных разрядов) и k (байт информационных разрядов). Обратная связь осуществляется с помощью управляющих кадров, которые состоят из $n_{\text{сл2}}$ (байт служебных разрядов). При этом необходимо учитывать время распространения сигналов по каналу t_p .

Если в системе передачи данных используется модель дискретного канала с независимыми ошибками и обратной связью, то число служебных разрядов $n_{\text{сл}} = (n_{\text{сл1}} + n_{\text{сл2}})$, а эффективная скорость

$$V_{\text{эф}} = [(V_{\text{max}} \cdot k) / (k + r + n_{\text{сл}} + 3t_p \cdot V_{\text{max}})] \cdot [1 - P_{\text{ко}}(\geq 1, n)],$$

где $n = k + r$ – число байт в принимаемом блоке;

k, r – числа информационных и проверочных байт соответственно;

$P_{\text{ко}}(\geq 1, n) = n \cdot p_{\text{дон}}$ – вероятность ошибки в принятом блоке;

$p_{\text{дон}}$ – вероятность ошибки единичного элемента.

Для определения максимальной эффективной скорости приема данных и оптимальной длины передаваемых блоков данных необходимо построить график зависимости эффективной скорости от длины принимаемых блоков путем подстановки в выражение для $V_{\text{эф}}$ значений k , которое может изменяться от 15 до 500 байт. Значение $n_{\text{сл}}$ задано и равно 9 байт, r принимается равным 2, V_{max} определено ранее – 7200, t_p равно отношению длины канала L и скорости распространения сигнала по каналу V_p . Для заданных значений L и V_p это отношение равно 1 мс.

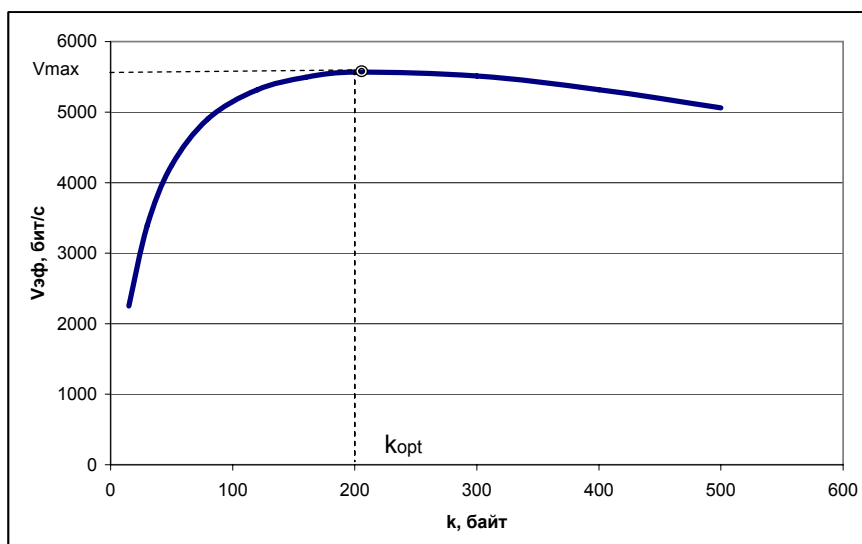


Рис. 3. Зависимость $V_{эф} = f(k)$

Из анализа графика на рис. 3 определяются соответствующие максимуму построенной функции максимальная эффективная скорость (~5500 бит/с) и оптимальная длина принимаемого информационного блока $k_{opt} = 198$. Тогда

$$n_{opt} = k_{opt} + r = 198 + 2 = 200$$

В связи с тем, что при приеме сообщений необходимо обеспечить вероятность ошибки не более 10^{-6} , используются помехоустойчивые коды, исправляющая и обнаруживающая способности которых определяются их кодовым расстоянием d – минимальным расстоянием между комбинациями, входящими в код. Максимальная кратность обнаруживаемых ошибок при этом равно $d - 1$, максимальная кратность исправляемых ошибок $d/2 - 1$ для четного d и $(d - 1)/2$ для нечетных d .

В данной курсовой работе используется модель дискретного канала с независимыми ошибками, поэтому для определения вероятности необнаруженной ошибки $P_{но}$ в принятом блоке при использовании циклического корректирующего кода можно воспользоваться следующим выражением:

$$P_{но} = (1/2) \times \sum_{i=\pm\infty+1}^n C_n^i \times p_{доп}^i \times (1 - p_{доп})^{n-1}$$

где: C_n^i – число сочетаний из n по i , t_{∞} – число ошибок, обнаруживаемых кодом;

Циклические коды получили широкое распространение вследствие удобства формирования этих кодов и их синдрома ошибки. Расчет $P_{\text{но}}$ для рассматриваемых параметров дискретного канала ($r = 2$, $p_{\text{дон}} = 5 \cdot 10^{-4}$, $n_{\text{opt}} = 200$, t_{∞} принимается равным 2) дает величину $3.81\text{E-}05$, что выше установленной в задании величины 10^{-6} для вероятности ошибки в канале связи. Поиск решения для формулы вероятности $P_{\text{но}}$, обеспечивающего величину 10^{-6} , дает значения для $n_{\text{opt}} = 58$. При этом $P_{\text{но}} = 9.46\text{E-}07$, а эффективная скорость передачи $V_{\text{эф}} = 4471$ бит/с.

Один из возможных вариантов аппаратурной реализации кодера для циклического кода изображен на рис. 4. вместе с последовательностью сигналов, подтверждающей получение тех же проверочных разрядов (010) на восьмом такте. Кодер представляет собой сдвиговый регистр с обратными связями, организуемыми с помощью элементов М2 (исключающее ИЛИ, сумматор по модулю 2). Структура обратных связей полностью определяется ненулевыми коэффициентами порождающего полинома. На первых восьми тактах ключ Кл. находится в верхнем положении, формируются проверочные разряды. Затем ключ Кл. устанавливается в нижнее положение, что соответствует разрыву цепей обратных связей и передаче непосредственно в канал связи или на модулятор проверочных разрядов. Для временного хранения информационной части сообщения с целью последующей ее передачи вместе с проверочными разрядами кодер, очевидно, должен быть дополнен сдвиговым регистром длиной в k разрядов, ключами и соответствующими цепями управления. Однако в целом аппаратурные затраты при реализации кодеров в случае циклических кодов невелики – общее число триггеров и элементов М2 (исключая регистр временного хранения информационной части сообщения) не превышает $2r$ и не зависит от длины информационной части сообщения.

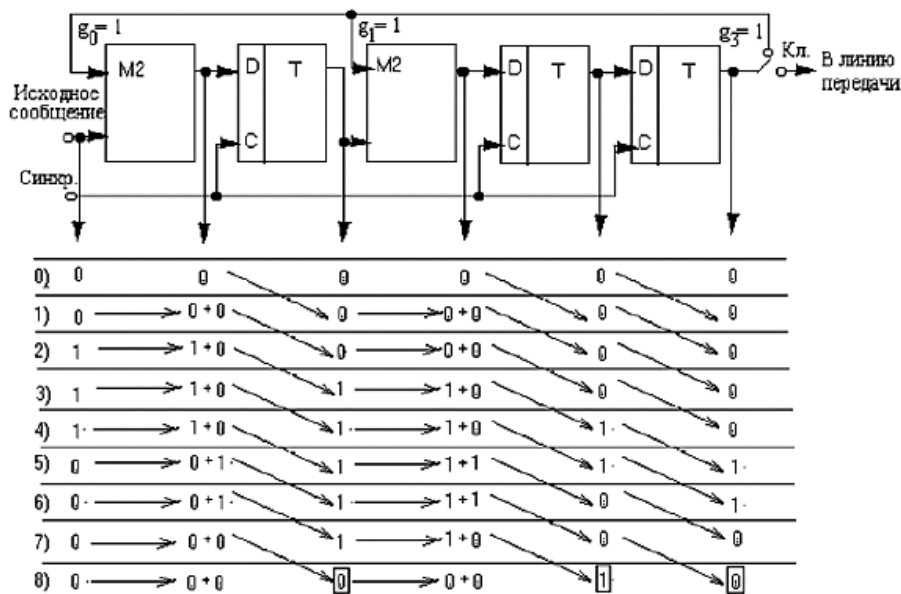


Рис. 4. Кодер циклического кода (сигнал обратной связи отличен от нуля на 5-м и 6-м тактах)

На рис. 5 представлена структурная схема декодера с исправлением ошибки. Принятый из канала код в параллельном виде записывается в сдвиговый регистр-приемник. Далее на его основе вычисляется синдром ошибки. При его ненулевом значении синдрома делается вывод о наличии ошибок и формируется вектор ошибки – параллельный код, содержащий 1 в разрядах, где была обнаружена ошибка, который фиксируется в регистре вектора ошибки. Далее на регистр-приемник и регистр вектора ошибки подаются сдвигающие тактовые импульсы и осуществляется поразрядное сложение их содержимого на схеме ИЛИ, на выходе которой формируется исправленный код принятого сообщения.

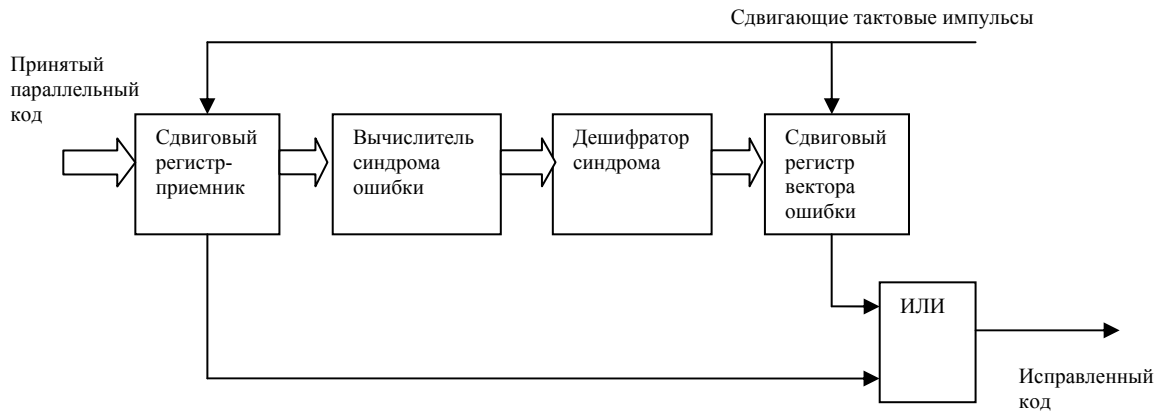


Рис. 5. Декодер корректирующего кода

Время доставки сообщения T_d получателю складывается из времени установления цикловой $t_{цс}$ синхронизации, времени передачи сообщения $t_{пр}$, времени распространения сигналов по каналу t_p и некоторых других временных интервалов, которыми можно пренебречь в силу их относительной малости.

$$T_d = t_{цс} + t_{пр} + t_p$$

Время установления цикловой синхронизации

$$t_{цс} = 5 \cdot n_{opt} / V_{max}$$

Время передачи

$$t_{пр} = N / V_{эф}$$

где N – объем передаваемого сообщения.

Время распространения

$$t_p = L / V_p.$$

Для рассматриваемого здесь набора исходных данных:

$$t_{цс} = 5 \cdot 58 / 7200 = 0.0403 \text{ с}$$

$$t_{пр} = 1000 \cdot 8 / 4471 = 1.7893 \text{ с}$$

$$t_p = 250 / 25 \cdot 10^4 = 0.001 \text{ с}$$

$$\text{Тогда } T_d = 0.0403 + 1.7893 + 0.001 = 1.8309 \text{ с}$$

3.2 Расчет каскада усилителя радиочастоты (УРЧ) системы передачи дискретных сообщений.

Для расчета функциональных узлов устройств приема и обработки сигналов СПДС можно воспользоваться литературой [3,4].

Справочные данные на транзисторы, микросхемы можно найти в справочной литературе. Некоторые данные на микросхемы приведены в приложении 2.

Рассмотрим в качестве примера методику расчета диапазонного усилителя радиочастоты с двойным автотрансформаторным включением контура. Схема такого усилителя показана на рис. 6, а его эквивалентная схема на рис. 7.

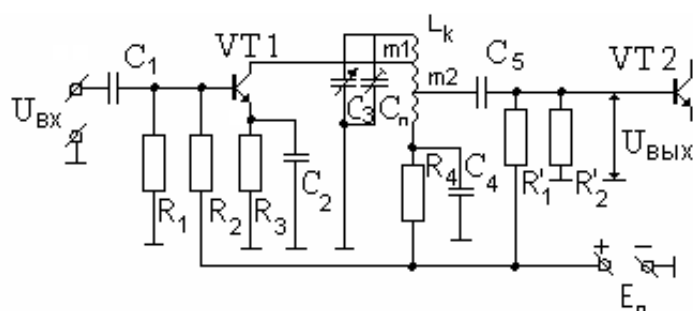


Рис. 6. Схема усилителя радиочастоты.

На эквивалентной схеме транзисторы замещаются их эквивалентными проводимостями (в системе Y – параметров, см. [4]):

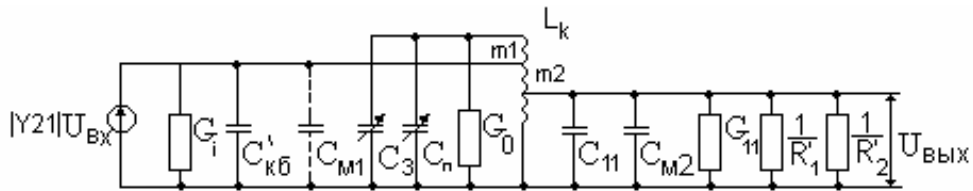


Рис. 7. Эквивалентная схема каскада УРЧ.

Транзистор VT1 заменен эквивалентным генератором тока с параметрами $|Y_{21}|U_{вх}$, $G_i(G_{22}, G_{вых})$ и $C_{кз}(C_{22}, C_{вых})$. Транзистор VT2 заменен его входной проводимостью $G_{11}(G_{вх})$ и $C_{11}(C_{вх})$. Через $C_{м1}$ и $C_{м2}$ обозначены емкости монтажа (в большинстве случаев ими можно пренебречь).

Для усилителя радиочастоты данного типа характерна зависимость его резонансного коэффициента усиления K_0 от частоты в пределах рабочего диапазона, причем коэффициент усиления растет с ростом частоты.

Исходными данными для расчета усилителя являются:

- граничные частоты диапазона $f_{с\ min} \dots f_{с\ max}$;
- полоса пропускания приемника П;
- промежуточная частота РПУ f_0 ;
- избирательность УРЧ по зеркальному каналу $\sigma_{эк}$;
- собственное (конструктивное) затухание контура d_k .

Иногда к усилителям радиочастоты предъявляются и ряд дополнительных требований, например, требование допустимого коэффициента шума, неравномерности усиления в рабочем диапазоне и т.п.

В общем случае, расчет усилителя радиочастоты начинают с выбора типа активного прибора.

1. Выбирается тип активного прибора и определяются его Y – параметры на трех частотах рабочего диапазона $f_{с\ min}$, $f_{с\ ср}$ и $f_{с\ max}$. Если $f_{с\ max} \leq 0,3 f_s$, то параметры активного прибора практически не будут зависеть от частоты (в пределах рабочего диапазона), и достаточно определить Y – параметры только на

средней частоте $f_{c \text{ ср.}}$. (Здесь f_s - граничная частота активного прибора по крутизне).

2. Выбирается способ перестройки преселектора: варикапом, варикапной матрицей или конденсатором переменной емкости и оцениваются требуемые значения минимальной и максимальной емкостей элемента перестройки.

Для выбора величин C_{max} и C_{min} следует воспользоваться рекомендациями, приведенными ниже в таблице 3.2.

Таблица 3.2

Рабочий диапазон, МГц	0,2...0,3	0,3...1,5	1,5... 6,0	6,0...30	30...120
C_{max} , пФ	500...750	250...500	150...250	50...150	25...50
C_{min} , пФ	15...25	10...15	8...12	6...10	3...5

3. Вычисляется индуктивность контура L_k (мкГн) по формуле

$$L_k = \frac{2,53 \cdot 10^4 \cdot (k_{\text{пд}} - 1)}{(\tilde{N}_{\text{max}} - C_{\text{min}}) \cdot f_{c \text{ max}}^2}$$

где C_{max} , C_{min} - максимальное и минимальное значение конденсатора переменной емкости (варикапа, варикапной матрицы) в пФ;

$f_{c \text{ max}}$ - максимальная частота рабочего диапазона, МГц;

$k_{\text{пд}} = f_{c \text{ max}} / f_{c \text{ min}}$ - коэффициент перекрытия диапазона по частоте.

4. Из условия обеспечения заданной полосы пропускания линейного тракта приемника (П) и избирательности по зеркальному каналу ($\sigma_{\text{зк}}$) определяется необходимое эквивалентное затухание контура d_3

$$d_{\text{п}} \leq d_3 \leq d_{\text{зк}}$$

Причем

$$d_{\text{п}} = \frac{(2...3)\Pi}{f_{c \text{ min}} \cdot \sqrt{\sqrt[n+1]{2} - 1}}$$

- эквивалентное затухание каждого из контуров УРЧ, обеспечивающее требуемую полосу пропускания (n- число каскадов УРЧ, а значит, и число контуров);

$$d_{\text{зк}} = \frac{4f_0}{f_{c \text{ max}} \cdot \sqrt{\sqrt[n+1]{\sigma_{\text{зк}}} - 1}}$$

- эквивалентное затухание каждого из контуров УРЧ, обеспечивающее необходимую избирательность по зеркальному каналу.

5. Определяются коэффициенты трансформации m_1 и m_2 из условия обеспечения необходимой полосы пропускания УРЧ, избирательности по зеркальному каналу и обеспечения режима согласования на минимальной частоте рабочего диапазона по формулам:

$$m_1 = \sqrt{\frac{d_3 - d_k}{4\pi \cdot f_{c \min} \cdot L_k \cdot g_{22}}}, \quad m_2 = m_1 \cdot \sqrt{\frac{g_{22}}{g_{11}}}.$$

6. Рассчитывают эквивалентное затухание контура УРЧ d_3 на трех частотах рабочего диапазона $f_{c \min}$, $f_{c \text{ ср}}$ и $f_{c \max}$ по формуле:

$$d_3 = d_k + 2\pi \cdot f_{c \dots} \cdot L_k \cdot (m_1^2 \cdot g_{22} + m_2^2 \cdot g_{11} + g_{ш})$$

Значения d_3 должны удовлетворять неравенству п.4.

7. Рассчитывается резонансный коэффициент усиления каскада УРЧ на максимальной частоте рабочего диапазона

$$k_{0 \max} = \frac{2\pi \cdot m_1 \cdot m_2 \cdot |Y_{21}| \cdot f_{c \max} \cdot L_k}{d_{3 \max}}$$

8. Оценивается максимальный, устойчивый коэффициент усиления каскада по формуле:

$$k_{0 \text{ уст}} = 0,35 \dots 0,42 \cdot \sqrt{\frac{|Y_{21}|}{|Y_{12}|}}$$

Усилитель устойчив в том случае, если $k_{0 \text{ уст}} \geq k_{0 \max}$. При невыполнении этого условия необходимо принять меры для повышения коэффициента устойчивого усиления, например, перейти к расчету каскодной схемы ОЭ- ОБ, сменить тип активного прибора или уменьшить коэффициенты включения m_1 и m_2 .

9. По формуле (4.5) рассчитывают коэффициенты усиления УРЧ $f_{c \min}$ и $f_{c \text{ ср}}$ и строят зависимость резонансного коэффициента усиления усилителя радиочастоты в рабочем диапазоне $K_0(f_c)$.

10. Рассчитывают емкость подстроенного конденсатора $C_{\text{п}}$, пФ по формуле:

$$C_{\text{п}} = \frac{C_{\text{п}} - k_{\text{пд}} \cdot C_{\text{min}}}{k_{\text{пд}}^2 - 1} - C_{\text{р}},$$

где $C_{\text{р}} = m_1^2 \cdot C_{22} + m_2^2 \cdot C_{11} + m_1^2 \cdot C_{\text{м1}} + m_2^2 \cdot C_{\text{м2}} + C_{\text{L}}$,

(C_{L} , - емкость катушки $L_{\text{к}}$).

Как следует из приведенного ниже примера, порядок расчета усилителя радиочастоты на транзисторах и микросхемах по высокой частоте совершенно одинаков. Следует определить лишь соответствующие Y – параметры активного прибора.

В заключение рассчитывают элементы, задающие и стабилизирующие рабочую точку активного прибора R_1, R_2, R_3, R_4, C_2 и C_4 .

Выбор элементов цепи термостабилизации производится исходя из требования обеспечить необходимый закон изменения тока коллектора с температурой так, чтобы коэффициент усиления менялся незначительно (или в заданных пределах). Условием высокой стабильности коэффициента усиления резонансного каскада при изменении температуры является выполнение равенства:

$$\frac{\Delta I_{\text{к}}}{I_{\text{ок}}} = \frac{\Delta T}{T_0}$$

Каскад с отрицательной обратной связью по постоянному току

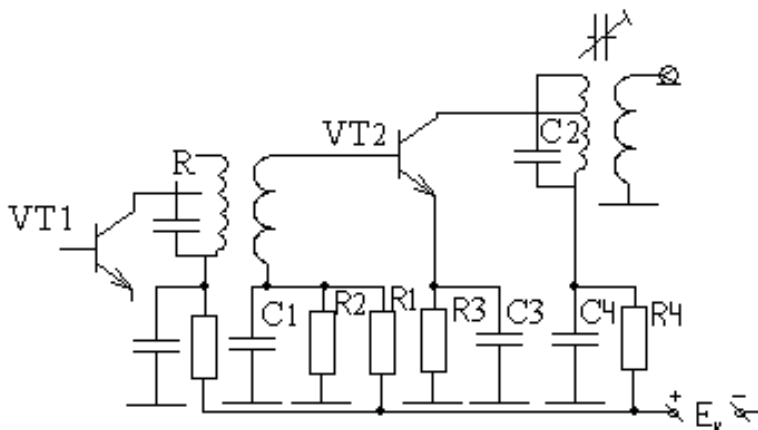


Рис. 8. Схема резонансного усилителя.

Исходные данные для расчета:

- 1) диапазон рабочих температур ($T_{\min} \dots T_{\max}$);
- 2) тип активного прибора;
- 3) напряжение источника питания E_k ;
- 4) рабочий режим транзистора $I_{ок}$, $U_{кэ}$;
- 5) обратный ток коллектора $I_{ко}$;
- 6) рабочая частота f_0 ;
- 7) входное сопротивление транзистора на рабочей частоте $r_{11}=1/g_{11}$.

Порядок расчета

1. Определить изменение обратного тока коллектора $\Delta I_{ко}$ и величину теплового смещения

$$\Delta I_{ко} = I_{ко} * 2 * ((T_{\max} - T_0) / 10) (Ge), \quad \Delta I_{ко} = I_{ко} * 2 * ((T_{\max} - T_0) / 5) (Si),$$
$$\Delta U_B = \gamma * (T_{\max} - T_{\min}), \quad \gamma = (1,6 \dots 2,1) \text{ мВ/К}.$$

2. Найти нестабильность коллекторного ΔI_k , необходимого для обеспечения постоянства коэффициента усиления в заданном диапазоне температур:

$$\Delta I_k = I_{ок} * ((T_{\max} - T_{\min}) / T_0)$$

3. Определить сопротивление резистора в цепи эмиттера R_3

$$R_3 = (\Delta U_B + A * r_{11} * \Delta I_{ко}) / \Delta I_k,$$

где $A = (10 \dots 20)$ – постоянный коэффициент.

4. Рассчитать сопротивление резистора фильтра R_4 :

$$R_4 = ((E_k + \Delta U_{кэ}) / \Delta I_{ок}) * R_3$$

если $R_4 \leq 0$, следует увеличить E_k .

5. Вычислить сопротивление резисторов R_1 и R_2 :

$$R_1 = (A * r_{11} * E_k) / (R_3 * \Delta I_{ок}), \quad R_2 = (A * r_{11} * E_k) / (E_k - R_3 * \Delta I_{ок}).$$

6. Вычислить емкости конденсаторов C_1 , C_3 , C_4 :

$$C_1 = C_3 \sim (50 / 2 * \pi * f_0 * R_3), \quad C_4 \sim (50 / 2 * \pi * f_0 * R_4)$$

В [4] приведены методики расчета цепей задания и стабилизации рабочей точки для других схем включения активных приборов, в частности, для каскадных схем и полевых транзисторов

Приложение 1.

Таблица значений функции Крампа

$$\Phi(x) = \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \int_0^x e^{-t^2/2} dt$$

x	$\Phi(x)$	x	$\Phi(x)$	x	$\Phi(x)$	x	$\Phi(x)$
0.00	0.0000	1.25	0.7887	2.50	0.9876	3.75	0.99982
0.05	0.0399	1.30	0.8064	2.55	0.9892	3.80	0.99986
0.10	0.0797	1.35	0.8230	2.60	0.9907	3.85	0.99988
0.15	0.1192	1.40	0.8385	2.65	0.9920	3.90	0.99990
0.20	0.1585	1.45	0.8529	2.70	0.9931	3.95	0.99992
0.25	0.2051	1.50	0.8664	2.75	0.9940	4.00	0.999937
0.30	0.2358	1.55	0.8789	2.80	0.9949	4.05	0.999949
0.35	0.2737	1.60	0.8904	2.85	0.9956	4.10	0.999959
0.40	0.3108	1.65	0.9011	2.90	0.9963	4.15	0.999967
0.45	0.3377	1.70	0.9109	2.95	0.9968	4.20	0.999973
0.50	0.3824	1.75	0.9199	3.00	0.99730	4.25	0.999979
0.55	0.4177	1.80	0.9281	3.05	0.99771	4.30	0.999983
0.60	0.4515	1.85	0.9357	3.10	0.99807	4.35	0.999986
0.65	0.4843	1.90	0.9426	3.15	0.99837	4.40	0.999989
0.70	0.5161	1.95	0.9488	3.20	0.99863	4.45	0.999991
0.75	0.5467	2.00	0.9545	3.25	0.99946	4.50	0.999993
0.80	0.5763	2.05	0.9596	3.30	0.99903	4.55	0.999995
0.85	0.6047	2.10	0.9643	3.35	0.99919	4.60	0.999996
0.90	0.6319	2.15	0.9684	3.40	0.99933	4.65	0.9999967
0.95	0.6579	2.20	0.9722	3.45	0.99944	4.70	0.9999974
1.00	0.6827	2.25	0.9756	3.50	0.99954	4.75	0.9999980
1.05	0.7063	2.30	0.9786	3.55	0.99962	4.80	0.9999984
1.10	0.7287	2.35	0.9812	3.60	0.99968	4.85	0.9999988
1.15	0.7499	2.40	0.9836	3.65	0.99974	4.90	0.9999990
1.20	0.7699	2.45	0.9857	3.70	0.99978	4.95	0.9999999

Приложение П2.

Справочные данные на некоторые типы микросхем.

Наименование параметра	Тип микросхем			
	175УВ1А	175УВ1Б	175УВ2	175УВЧ
$U_{п}, В$	$6\pm 10\%$	$6\pm 10\%$	$6\pm 10\%$	$6\pm 10\%$
$I_{п}, МА$	15	15	3	3
$f_{в}, МГц$	45	60	65	150
$S, ма/В, на f_{в}$	-	-	10	10
$S, ма/В, на f=0.1 МГц$	-	-	12,5	12,5
$S(f) на f_{раб}$	12	12	-	-
$R_{вх}, КОМ на f=0.1 МГц$	1	1	1	1
$R_{вх}, КОМ на f_{в}$	0,6	0,6	0,6	0,2
$R_{вых}, КОМ на f=0.1 МГц$	76	75	75	-
$R_{вых}, КОМ на f_{в}$	60	60	60	-
$C_{вх}, ПФ$	25	20	18	18...20
$C_{вых}, ПФ$	8	7	6	6...8
$F_{ш}, дБ$	-	-	6	-

Наименование параметра	Тип микросхем						
	228УВ 2	228УВ 3	235УВ 1	235УР 3	235УР 7	435УВ 1	435 ХП 1
$U_{п 1,2}, В$	$\pm 6\pm 10\%$	$\pm 6\pm 10\%$	$+6\pm 10\%$	$+6\pm 10\%$	$+6\pm 10\%$	$+6\pm 10\%$ [12]	$+6\pm 10\%$ [12]
$P_{п}, мВт$ ($I_{п}, МА$)	70	70	20	23	30	2,5[6,5]	3[6,5]
$f_{н}, МГц$	-	-	1	0,12	0,5	0,1	0,2
$S, ма/В(f_1)$	10 (5МГц)	10 (5МГц)	20 (10МГц)	70 (1,6МГц)	10 (1,6МГц)	35[70]- 1 вход 5[9]- 2 вход	15[30] (200 МГц)
$S, ма/В(f_2)$	7,5 (60МГц)	7,5 (60 МГц)	7 (170МГц)	30 (25МГц)	5 (200МГц)	25[50] 200МГц	-

K_{Π} , на f_B	-	-	200	400	100	500 (1,6МГц)	-
$R_{ВХ}, \text{кОм}(f_1)$	1,2 (0,1МГц)	1,2 (0,1МГц)	0,5 (10МГц)	2,5 (1,6МГц)	25 1,6МГц	1,2- 1вход 0,5- 2вход	1,0 (200 МГц)
$R_{ВХ}, \text{кОм}(f_2)$	400 (60МГц)	400 (60МГц)	200 (170МГц)	500 (25МГц)	400 (20МГц)	-	-
$R_{ВЫХ}, \text{кОм}(f_1)$	-	-	35 (10МГц)	17 (1,6МГц)	12 (1,6МГц)	0,075...	15...
$R_{ВЫХ}, \text{кОм}(f_2)$	100 (60МГц)	100 (60МГц)	30 (170МГц)	15 (25МГц)	10 (200МГц)	...0,1	...20
$C_{ВХ}, \text{пФ}$	20...22	20...22	20...25	20	20	<15	<20
$C_{ВЫХ}, \text{пФ}$	8	8	6±3	6±3	4±2	<5	5
$F_{ш}, \text{дБ}$	-	5 (265УВ6)	7...10	-	-	12	-

Литература

1. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов : учебник СПб.: Питер, 2003.

2. Акимов П.С. и др. Сигналы и их обработка в информационных систем. / Учебное пособие для вузов. М.: Радио и связь, 1994.

3. Абдулаев В. А., Арипов М. Н. Передача дискретных сообщений в задачах и упражнениях: учеб. пособие. М.: Радио и связь, 1985.

4. Сергеев В.Г. Устройства приема и обработки сигналов. Расчет и проектирование, часть 1, -М.: - МГТУ ГА 2001, часть 2, -М.: МГТУ ГА 2002.

5. Передача дискретных сообщений: учебник для вузов/Под ред. В. П. Шувалова. М.: Радио и связь, 1990.

6. Когновицкий О.С. Основы циклических кодов: учеб. пособие. / ЛЭИС. Л., 1990.

7. Радиоприемные устройства./ Под ред. А.П. Жуковского. М.: Высшая школа, 1989.

8. Чернега В.С. и др. Расчет и проектирование технических средств обмена и передачи информации: учеб. пособие. М.: Высш. шк., 1990.

Содержание

1. Цель выполнения курсовой работы.....
 2. Содержание и задания на курсовую работу.....
 3. Требования к оформлению курсовой работы.....
 4. Методические указания по выполнению курсовой работы.....
- Литература.....