

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

**Кафедра радиотехнических устройств
В.Г. Сергеев, В.В. Креницын**

ПРИЕМ И ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ

ПОСОБИЕ

к выполнению курсового проекта

*для студентов IV курса
специальности 160905
всех форм обучения*

Москва - 2003

ББК 6Ф2.12

С 32

Рецензент канд. техн. наук, проф. Ю.П. Сафоненков

Сергеев В.Г., Криницин В.В.

С 32 Прием и обработка сигналов: Пособие к выполнению
курсового проекта. - М.: МГТУ ГА, 2003. - 104 с.

Данное пособие издается в соответствии с учебным планом для студентов IV курса специальности 201300 всех форм обучения.

Пособие содержит задания к курсовому проектированию и методические указания по его выполнению. Отдельные, наиболее сложные вопросы расчетов основных элементов схем рассмотрены в пособии и приведены примеры соответствующих расчетов. Имеется значительный справочный материал.

Рассмотрено и одобрено на заседаниях кафедры 22.10.02 г. и методического совета 24.10.02 г.

Редактор И.В. Вилкова

Подписано в печать 25.02.03 г.

Печать офсетная
6,04 усл. печ. л.

Формат 60x84/16
Заказ № 931/

6,5 уч.-изд. л.
Тираж 490 экз.

Московский государственный технический университет ГА

125993 Москва, Кронштадтский бульвар, д. 20

Редакционно-издательский отдел

125493 Москва, ул. Пулковская, д. 6а

© Московский государственный
технический университет ГА, 2003

1. ЦЕЛЬ КУРСОВОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ

Курсовой проект по дисциплине "Прием и обработка сигналов" выполняется после проработки материалов курса, предусмотренного программой. Студенты заочной формы обучения до начала работы над курсовым проектом должны выполнить контрольное задание.

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

В процессе проектирования совершенствуются навыки работы с технической литературой, принятия инженерных решений, анализа, обоснования выбора принятых решений, расчета основных радиотехнических схем, конструирования аппаратуры, составления технической документации.

2. СОДЕРЖАНИЕ И ТЕМЫ КУРСОВОГО ПРОЕКТА

В составе авиационного радиоэлектронного оборудования (РЭО) можно выделить три основных вида, класса оборудования:

- радиосвязное оборудование;
- радионавигационное оборудование;
- радиолокационное оборудование.

Каждый из этих видов РЭО содержит устройство приема ("приемник", радиоприемное устройство) и устройство обработки сигналов, которые и являются объектом курсового проектирования.

Задания на курсовой проект для студентов дневной формы обучения выдаются преподавателем индивидуально каждому студенту.

Задания для студентов заочной формы обучения выбираются из табл. 2.1 ... 2.11 и двум последним цифрам номера студенческого билета (номера зачетной книжки).

Тип проектируемого радиоприемного устройства выбирается в соответствии с табл. 2.1.

Таблица 2.1

Выбор типа проектируемого радиоприемного устройства

Цифры № студенческого билета	Тип приёмного устройства
00, 10, 20, ..., 90	Приёмник бортовой метеонавигационной РЛС
01, 11, 21, ..., 91	Приёмник наземной обзорной РЛС
02, 12, 22, ..., 92	Приёмник посадочной РЛС
03, 13, 23, ..., 93	Приёмник авиационного радиокompаса
04, 14, 24, ..., 94	Приёмник аварийно-спасательной радиостанции
05, 15, 25, ..., 95	Приёмник командной радиолинии
06, 16, 26, ..., 96	Связной приёмник
07, 17, 27, ..., 97	Глиссадный приёмник системы РСБН
08, 18, 28, ..., 98	Маркерный приёмник системы РСБН
09, 19, 29, ..., 99	Курсовой приёмник системы РСБН

Исходные данные для проектирования соответствующих устройств приема и обработки сигналов приведены в табл. 2.2 ... 2.11. Таблицы содержат только основные технические характеристики проектируемого радиотехнического устройства. Все необходимые дополнительные параметры выбираются в процессе проектирования. Типы активных приборов должны выбираться в соответствии с заданием, а в случае их изменения необходимо дать технически грамотное обоснование.

В табл. 2.2 ... 2.11 приняты следующие обозначения:

БТ - биполярные транзисторы;

ПТ - полевые транзисторы;

МС - микросхемы;

А1 - амплитудная манипуляция (телеграфия);

А2 - амплитудная тональная манипуляция;

А3 - амплитудная модуляция (телефонная связь);

А3А – телефонная связь, одна боковая полоса с ослабленной несущей;

А3Н - телефонная связь, одна боковая полоса с полной несущей;

АЗJ - телефонная связь, одна боковая полоса с подавленной несущей;

F1 - частотная манипуляция (телеграфия);

F2 - частотная тональная манипуляция;

F3 - частотная модуляция (телефонная связь);

АРУ, ЦАРУ - автоматическая регулировка усиления, цифровая автоматическая регулировка усиления;

ЦШАРУ - цифровая шумовая АРУ;

АРП, ЦАРП - автоматическая регулировка порога, цифровая автоматическая регулировка порога;

АПЧ, ЦАПЧ - автоматическая подстройка частоты (гетеродина приемника), цифровая автоматическая подстройка частоты;

ФАП, ЦФАП - фазовая автоматическая подстройка частоты, цифровая фазовая автоматическая подстройка частоты;

ЦД-АМ, ЦД-ЧМ - цифровой демодулятор амплитудно – модулированного (АМ) сигнала, цифровой демодулятор частотно – модулированного (ЧМ) сигнала;

ЦД-АМн, ЦД-ЧМн - цифровой демодулятор амплитудно – модулированного (АМн) сигнала, цифровой демодулятор частотно – модулированного (ЧМн) сигнала;

ЦД-ОМ - цифровой демодулятор непрерывного АМ сигнала с одной боковой полосой (АЗН);

ПФ, ЦПФ - полосовой фильтр, цифровой полосовой фильтр;

ФНЧ, ЦФНЧ - фильтр нижних частот, цифровой фильтр нижних частот;

ИД, ИС, ИА - измеритель дальности, скорости, азимута;

ЦИД, ЦИС, ЦИА - цифровой измеритель дальности, скорости, азимута;

ЦЛЭ - цифровой линейный экстраполятор;

ЦОН, ЦДН - цифровой однокаскадный накопитель, цифровой двухкаскадный накопитель;

ЦОЧПВ, ЦДЧПВ - цифровой однократный черезпериодный вычислитель, цифровой двухкратный черезпериодный вычислитель.

Таблица 2.2

**Задание на проектирование приёмника бортовой
метеонавигационной РЛС**

Исходные данные	Варианты									
	00	10	20	30	40	50	60	70	80	90
Рабочая частота, ГГц	9,25	9,55	9,575	9,45	9,75	9,6	9,45	9,65	9,475	9,65
Длительность импульсов, мкс	2,1	4,2	3,8		2,6		2,2		3,2	4,0
Частота повторения импульсов, кГц *	0,425		0,525		1,2		0,4		0,8	
Количество отражённых от цели импульсов *	8	10	10	12	15	18	18	20	20	14
Вероятность правильного обнаружения Рпо *	0,85		0,9		0,92		0,95		0,9	
Вероятность ложной тревоги Рлт *	10^{-7}		10^{-6}		10^{-6}		10^{-5}		10^{-6}	
Чувствительность приёмника, Вт	10^{-13}		10^{-13}		10^{-12}		10^{-11}		10^{-12}	
Тип активных приборов (В – выбрать)	БТ, МС		ПТ, МС		ПТ		БТ		В	
Вариант цифровой части	ЦШАРУ		ЦДН		ЦИА		ЦОН	ЦЛЭ	ЦИД	ЦИС

* – Значения параметров даны для справки.

Таблица 2.3

Задание на проектирование приёмника наземной обзорной РЛС

Исходные данные	Варианты									
	01	11	21	31	41	51	61	71	81	81
Рабочая частота, ГГц	1,243	9,37	1,299	9,63	9,39	0,835	0,84	2,0	2,2	2,4
Длительность зондирующих импульсов, мкс	3,0	1,0	3,3	2,7	1,2	0,8	1,0	1,1	0,8	0,9
Частота повторения импульсов, кГц	0,4	1,0	0,33	0,4	0,8	0,5	0,833	0,8	1,0	1,2
Вероятность правильного обнаружения	0,9	0,92	0,9	0,8	0,9	0,92	0,9	0,95	0,9	0,85
Вероятность ложной тревоги	10^{-6}	10^{-6}	10^{-6}	10^{-6}	10^{-6}	10^{-6}	10^{-6}	10^{-5}	10^{-5}	10^{-6}
Темп обзора пространства, об / мин	3	6	6	6	12	10	10	3	4	6
Мощность в импульсе, мВт	3	3,6	3	1,8	0,45	0,02	0,025	1,0	1,2	1,5
Разрешающая способность по дальности, км	1,0	0,8	1,0	1,0	0,85	0,35	0,35	1,0	0,8	0,9
КНД антенны	$2 \cdot 10^3$	$4 \cdot 10^3$	$2 \cdot 10^3$	$8 \cdot 10^3$	$8 \cdot 10^3$	$2 \cdot 10^3$	$2 \cdot 10^3$	$4 \cdot 10^3$	$3 \cdot 10^3$	$3,5 \cdot 10^3$
Эффективная отражающая поверхность цели, м ²	25	15	20	15	10	10	12	15	10	12
Максимальная дальность до объекта, км	400	170	370	370	170	48	80	150	50	100
Тип активных приборов (В - выбрать)	В	ПТ	БТ	МС, БТ	МС, ПТ	В	БТ	ПТ	ПТ	МС, ПТ
Вариант цифровой части	ЦАРП		ЦШАРУ		ЦДН	ЦИС	ЦИА	ЦИД	ЦОН	ЦИД

Таблица 2.4

Задание на проектирование приёмника посадочной РЛС

Исходные данные	Варианты									
	02	12	22	32	42	52	62	72	82	92
Рабочая частота, ГГц	9,25	9,3	9,35	9,4	9,45	9,4	9,3	9,2	9,25	9,45
Длительность зондирующих импульсов, мкс	0,45	0,4	0,42	0,45	0,45	0,5	0,45	0,4	0,42	0,5
Частота повторения импульсов, кГц	1,2	2,4	1,2	1,0	1,2	0,8	1,0	2,4	1,2	1,4
Мощность в импульсе, кВт *	145	160	155	150	145	120	130	150	145	120
Дальность действия, км	26					20		26		20
Сектор обзора в вертикальной плоскости, ° *	-1.....+9									
Сектор обзора в горизонтальной плоскости, ° *	-10.....+10					-20.....+20				
Разрешающая способность каналов - курса, ° - глиссады, ° - дальности, м *	0,8 0,6 100		0,8 0,8 120		0,8 0,8 110		0,6 0,6 100		0,8 0,6 120	
Чувствительность приёмника, Вт	10 ⁻¹²	10 ⁻¹³	10 ⁻¹²	10 ⁻¹²	10 ⁻¹²	6·10 ⁻¹¹	5·10 ⁻¹²	10 ⁻¹²	10 ⁻¹²	10 ⁻¹²
Тип активных приборов (В - выбрать)	В	МС, ПТ	МС, БТ	ПТ	БТ	В	МС	МС, ПТ	МС, БТ	В
Вариант цифровой части	ЦАРП		ЦШАРУ		ЦИА		ЦИД		ЦИС	

* – Значения параметров даны для справки.

Таблица 2.5

Задания на проектирование авиационного радиоконуса

Исходные данные	Варианты									
	03	13	23	33	43	53	63	73	83	93
Диапазон рабочих частот, МГц	0,2...1,75									
Тип активных приборов (В – выбрать)	БТ	ПТ	МС	В	МС	МС, ПТ	МС, БТ	В	БТ, ПТ	В
Чувствительность, мкВ при отношении $\frac{U_c + U_{ш}}{U_{ш}} > 10$ дБ (В – выбрать)	В	15	7	10	12	20	24	8	18	7
Избирательность $\sigma_{СК}$ по соседнему каналу ($\Delta f = \pm 9$ кГц), дБ	60	56	46	52	60	54	40	56	48	60
Избирательность σ по дополнительным каналам приёма, дБ	60	60	52	60	60	60	56	56	54	60
Стабильность частоты передатчика	$2 \cdot 10^{-5}$			$2 \cdot 10^{-6}$			10^{-4}			
Стабильность частоты гетеродина приёмника	$1 \cdot 10^{-4}$			$(2...3) \cdot 10^{-4}$			$(3...4) \cdot 10^{-4}$			
Частота модуляции, Гц	120	125	130	135	140	145	135	145	140	150
Полоса пропускания телефонного канала, кГц	0,3...3,2		0,2...2,7			0,15...4,5		0,2...3,5		0,25...3,0
Полоса пропускания фильтра комнатного канала, Гц	40	35	40	45	35	40	35	40	35	40
Коэффициент регулирования АРУ, α/β	$10^3/3$			$10^4/2,5$			$10^4/1,5$			
Параметры антенны : - сопротивление, Ом - индуктивность, мкГ - емкость, пФ	40 65 160	30 50 140	20 35 110	10 45 130	12 45 120	34 60 150	22 32 120	14 28 98	24 44 90	18 52 80
Вариант цифровой части	ЦФПЧ 120 Гц		ЦФНЧ 60 Гц			ЦД– АМ		ЦАРУ		ЦАПЧ

Таблица 2.6

Задание на проектирование приёмника аварийно-спасательной радиостанции

Исходные данные	Варианты									
	04	14	24	34	44	54	64	74	84	94
Рабочая частота, МГц	2,182 8,728		4,364		8,728 4,364		121,5		243,0	
Стабильность частоты гетеродина приёмника	$2 \cdot 10^{-5}$		$5 \cdot 10^{-6}$		10^{-4}		10^{-5}		$2 \cdot 10^{-5}$	
Вид модуляции	A1, A3		A2, A3		A1, A3		A3		F1, F3	
Скорость телеграфирования, Бод	10		20		40		----		2400	
Тип активных приборов (В - выбрать)	МС	В	МС, БТ	МС, ПТ	МС	БТ	В	МС, ПТ	МС, ПТ	ПТ
Чувствительность, мкВ при отношении $\log(U_c+U_{ш})/U_{ш} > 10$ дБ	25		15		20		25		5	
Избирательность по всем побочным каналам, дБ	60		80		56		80		70	
Коэфф. регулирования АРУ, α / β	$10^4/2,5$		$10^3/1,2$		$10^6/2,0$		$10^6/2,5$		$10^6/1,2$	
Параметры антенны: - сопротивление, Ом - индуктивность, мкГн - ёмкость, нФ	12 36 68		15 26 42		18 30 38		46 72		75 50	
Вариант цифровой части	ЦАПЧ		ЦАРУ		ЦД - АМн		ЦД - АМ		ЦД - ЧМн	

Таблица 2.7

Задание на проектирование приёмника командной линии

Исходные данные	Варианты									
	05	15	25	35	45	55	65	75	85	95
Рабочая частота, МГц	33	38	46		8	18	78	220	330	440
Нестабильность частоты гетеродина приёмника	$2 \cdot 10^{-6}$			10^{-5}			$2 \cdot 10^{-5}$		$5 \cdot 10^{-6}$	
Вид модуляции	F1, F2			A2			F1, F2			
Число команд	4			2			4			
Коды команд	БЧХ, 25 элементов			БЧХ, 127 элементов			М -последовательность 512 элементов			
Скорость передачи команд, ед / с	1200			140			2400			
Тип активных приборов (В - выбрать)	МС, БТ	МС, ПТ	МС	МС	МС	МС, ПТ	МС	БТ	ПТ	В
Чувствительность, мкВ при отношении $\log(U_c+U_{ш})/U_{ш} \geq 14$ дБ	5	3,5	5	40	50	15	10	2,5	3,5	3
Избирательность по всем побочным каналам, дБ	54	60	68	62	56	60	52	60	46	40
Коэф. регулирования АРУ, α / β	$10^4/2,5$			$10^3/1,2$			$10^4/1,5$		$10^3/1,2$	
Параметры антенны: - сопротивление, Ом - индуктивность, мкГн - ёмкость, нФ	28 34 26	34 21 18	46	16 34 44	19 24 34	23 18 42	50	22	74	92
Вариант цифровой части	ЦАПЧ		ЦАРУ		ЦД - АМн		ЦД - ЧМн		ЦД - ФМн	

Таблица 2.8

Задание на проектирование связного приёмника

Исходные данные	Варианты										
	06	16	26	36	46	56	66	76	86	96	
Диапазон рабочих частот, МГц	2,0...30,0			118...136			0,325...0,6		2,0...19,0		
Сетка частот, Гц	100			25000			100				
Нестабильность частоты гетеродина	10^{-4}	$2 \cdot 10^{-5}$	$5 \cdot 10^{-5}$	10^{-5}	$3 \cdot 10^{-4}$	10^{-5}	$5 \cdot 10^{-5}$		$2 \cdot 10^{-4}$		
Вид работ (модуляции)	А3, А3А, А2, F2			А3			А2, А3		А3, А3А		
Глубина модуляции	85...100%							80...100%			
Диапазон модуляционных частот, Гц	200...3200			200...4500			290...3100		300...3500		
Тип активных приборов (В – выбрать)	В	МС	ПТ	МС	ПТ	БТ	МС	БТ	БТ	МС	
Чувствительность, мкВ при отношении $\log(U_c+U_{ш})/U_{ш} \geq 10\text{дБ}$ ($m=30\%$ $F_m=1$ кГц)	10	15	20	2,0	2,5	5,0	50	70	12	25	
Избирательность по соседнему каналу, дБ	> 60 дБ ($\Delta f_{ск} = \pm 6$ кГц)			≥ 64 дБ ($\Delta f_{ск} = \pm 25$ кГц)			> 50 дБ ($\Delta f_{ск} = \pm 9$ кГц)		> 56 дБ ($\Delta f_{ск} = \pm 6$ кГц)		
Избирательность по всем побочным каналам, дБ	64	58	60	80	70	60	50	54	58	56	
Полоса пропускания ВЧ тракта на уровне -6 дБ, кГц	$\pm 3,6$			$\pm 8,0$		$\pm 9,5$	$\pm 3,4$		$\pm 3,6$		
Коэфф. регулирования АРУ, α / β	$10^4/2,0$			$10^3/1,5$			$10^4/3,0$		$10^3/1,5$		
Скорость телеграфирования	152			-----			152		-----		
Параметры антенны: -сопротивление, Ом -индуктивность, мкГ -емкость, пФ	20 22 48	16 24 56	12 30 90	50	72	46	8 36 160	12 50 120	14 26 60	18 32 72	
Вариант управляемой части	ЦД-АМ			ЦАПЧ		ЦАРУ	ЦД-АМ		ЦФАПЧ		

Таблица 2.9

Задание на проектирование глоссидного приёмника системы РСБН

Исходные данные	Варианты									
	07	17	27	37	47	57	67	77	87	97
Диапазон рабочих частот, МГц	328,6.....335,4									
Разнос каналов по частоте, МГц	0,3					0,15				
Тип активных приборов (В – выбрать)	В	ПТ	БТ	МС, ПТ	МС, БТ	В	ПТ	ПТ	БТ	В
Чувствительность, мкВ при отношении $\log(U_c+U_{ш})/U_{ш} \geq 10$ дБ	8	12	14	15	20	16	10	12	18	25
Избирательность по всем побочным каналам, дБ	62	60	56	52	50	48	55	60	50	46
Стабильность частоты передатчика	$1,5 \cdot 10^{-6}$		$2,5 \cdot 10^{-6}$		$3 \cdot 10^{-6}$		$2 \cdot 10^{-6}$		$3,5 \cdot 10^{-6}$	
Стабильность частоты гетеродина приёмника	$2 \cdot 10^{-5}$		$3 \cdot 10^{-5}$		$3,5 \cdot 10^{-5}$		$2,5 \cdot 10^{-5}$		$4 \cdot 10^{-5}$	
Полоса пропускания ВЧ тракта на уровне -6 дБ, кГц	150					75				
Коэффициент регулирования АРУ, кГц α / β	$10^4/1,1$		$10^4/2,5$		$10^4/1,6$		$10^4/2$		$10^4/3,2$	
Сопротивление антенны, Ом	72		51		49		92		75	
Вариант цифровой части	ЦАРУ		ЦАПЧ		ЦПФ 150 Гц		ЦФНЧ 90 Гц		ЦД – АМ	

Таблица 2.10

Задание на проектирование маркерного приёмника системы РСБН

Исходные данные	Варианты									
	08	18	28	38	48	58	68	78	88	98
Диапазон рабочих частот, МГц	75		75,1		75,6		76		76,5	
Тип активных приборов (В – выбрать)	В	ПТ	БТ	МС	МС, ПТ	В	МС, БТ	В	ПТ	МС
Чувствительность, мкВ при отношении $20 \cdot \log \frac{U_c + U_{ш}}{U_{ш}} \geq 30$ дБ	100		150		200		250		300	
Избирательность по всем побочным каналам, дБ	55		50		45		40		60	
Стабильность частоты передатчика	$1 \cdot 10^{-6}$		$2 \cdot 10^{-6}$		$3 \cdot 10^{-6}$		$4 \cdot 10^{-6}$		10^{-6}	
Стабильность частоты гетеродина приёмника	$1 \cdot 10^{-5}$		$2,5 \cdot 10^{-5}$		$1,5 \cdot 10^{-5}$		$2 \cdot 10^{-5}$		$3 \cdot 10^{-6}$	
Частота модуляции (тональной), кГц	0,4		1,2		1,3		2,0		3,0	
Полоса пропускания телефонного канала, кГц	0,12... 2,7		0,15... 3,0		0,2... 3,0		0,25... 3,2		0,3... 3,6	
Коэффициент регулирования АРУ, α / β	$10^3 / 1,5$		$10^4 / 2,5$		$10^4 / 2,0$		$10^3 / 1,75$		$10^4 / 3$	
Сопротивление антенны, Ом	50	75	46	72	100	140	92	48	72	52
Вариант цифровой части	ЦПФ 400 Гц		ЦПФ 1200 Гц		ЦД – АМ		ЦАРУ		ЦАПЧ	

Таблица 2.11

Задание на проектирование курсового приёмника системы РСБН

Исходные данные	Варианты									
	09	19	29	39	49	59	69	79	89	99
Диапазон рабочих частот, МГц	108.....112									
Разнос каналов по частоте, МГц	0,2					0,1				
Тип активных приборов (В – выбрать)	ПТ	БТ	ПТ, МС	В	МС	БТ	ПТ	МС, БТ	В	БТ
Чувствительность, мкВ при отношении $\log(U_c+U_{ш})/U_{ш} \geq 10\text{дБ}$	2,5	5	8	12	10	15	8	10	2,5	5
Избирательность по всем побочным каналам, дБ	60		59		45		55		62	
Стабильность частоты передатчика, гетеродина приёмника	$2 \cdot 10^{-4}$ $1 \cdot 10^{-5}$		$2,5 \cdot 10^{-6}$ $2,5 \cdot 10^{-5}$		$4 \cdot 10^{-4}$ $3 \cdot 10^{-5}$		$1,5 \cdot 10^{-6}$ $4 \cdot 10^{-5}$		10^{-6} $2 \cdot 10^{-5}$	
Полоса пропускания ВЧ тракта на уровне -6 дБ, кГц	38		40		42		40		34	
Полоса пропускания телефонного канала, кГц	0,15...3,0		0,2...2,9		0,25...2,0		0,2...2,5		0,12...2,7	
Коэффициент регулирования АРУ, кГц	$10^4/1,8$		$10^4/1,3$		$10^4/2,0$		$10^4/2,5$		$10^4/1,5$	
Сопротивление антенны, Ом	49		72		75		51		92	
Вариант цифровой части	ЦАРУ		ЦД – АМ		ЦФНЧ 90 Гц		ЦФНЧ 150 Гц		ЦАПЧ	

3. ХАРАКТЕРИСТИКА ОБЪЕКТА ПРОЕКТИРОВАНИЯ

При проектировании авиационного радиоэлектронного оборудования (РЭО) используются общие принципы построения радиотехнических систем с учетом ряда специфических требований. Так к бортовым устройствам предъявляются жесткие требования по массогабаритным показателям, энергопотреблению и ряду других параметров.

Любое радиоэлектронное устройство содержит важнейшую составную часть - устройство приема и обработки сигналов (приемник, радиоприемное устройство - РПУ), которое и является объектом курсового проектирования.

Радиоприемное устройство подключается к выходу приемной антенны, оно реализует функции селекции (частотной, временной, пространственной, по форме сигнала и т.д.), усиления и демодуляции принимаемого радиосигнала, кроме того, в приемном устройстве обеспечивается обработка принятого сигнала с целью достижения заданного уровня показателей качества функционирования. Нагрузкой РПУ могут быть различные устройства, например, усилитель низкой частоты и оконечные приборы воспроизведения принятого сообщения, устройство разделения каналов в многоканальных системах радиосвязи, электронно-лучевая трубка и другие.

В рамках курсового проекта разрабатываются узлы приемного устройства, начиная с выхода антенны, т.е. начиная с входной цепи, и кончая выходом демодулятора. В необходимых случаях разрабатывается также блок сопряжения аналоговой части РПУ с блоком цифровой обработки сигнала.

На рис.3.1. показана типовая структурная схема устройства приема и обработки сигналов.

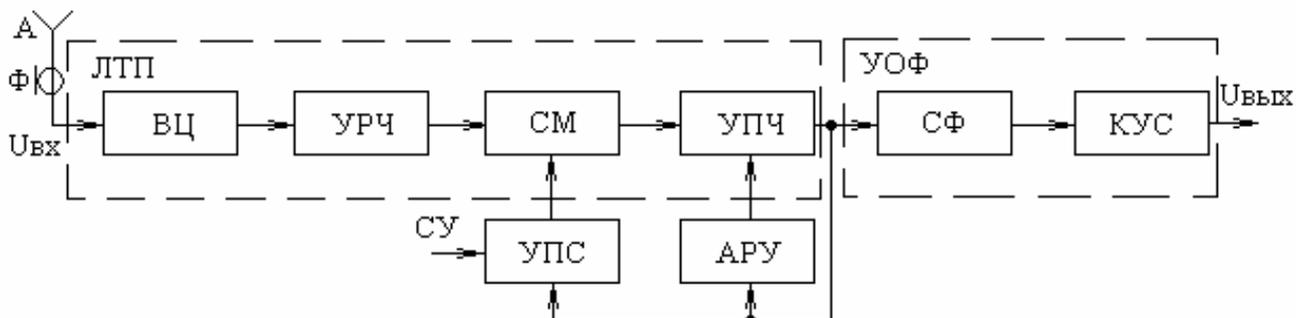


Рис. 3.1. Структурная схема устройства приёма и обработки сигналов

Схема содержит обычный линейный тракт приемника (ЛТП) супергетеродинного типа (ВЦ - входная цепь, УРЧ - усилитель радиочастоты, СМ - смеситель, УПЧ - усилитель промежуточной частоты), устройство поиска сигнала и синхронизации (УПС), устройство оптимальной фильтрации (УОФ), включающее в себя согласованный фильтр (СФ) и компенсационный усилитель (КУС), и схему автоматической регулировки усиления (АРУ).

В линейном тракте приемного устройства осуществляется частотная селекция радиосигнала и его усиление до уровня необходимого для работы последующих устройств.

Устройство поиска и синхронизации (УПС) устраняет первоначальную неопределенность частоты сигнала за счет поиска его и фиксации частоты гетеродина приемника устройствами частотной и фазовой синхронизации (ФАП и ЧАП). Устройство временной синхронизации фиксирует момент появления сигнала.

На схеме рис.3.1, кроме того, показан сигнал управления (СУ), который подается со стороны радиотехнической системы, в состав которой входит данное радиоприемное устройство.

После окончания поиска сигнала и осуществления синхронизации производится оптимальная или квазиоптимальная фильтрация сигнала. Данные операции выполняются устройством оптимальной фильтрации (УОФ).

В РПУ могут отсутствовать устройства оптимальной фильтрации. В этом случае находят применение обычные (аналоговые) детекторы: амплитудный, частотный, фазовый.

Линейный тракт приемника выполняется в современных РПУ на основе аналоговой схемотехники, устройства оптимальной фильтрации могут реализоваться как в аналоговом, так и в цифровом вариантах.

Отметим, что устройство поиска и синхронизации тоже может содержать цифровые и дискретно – аналоговые узлы, например, формирователи дискретной сетки частот, тактовых и синхронизирующих импульсов, цифровые ФАП и АПЧ.

4. ЭТАПЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ

Курсовое проектирование радиоприемного устройства состоит из трех этапов:

- предварительный расчет (эскизное проектирование) РПУ;
- электрический расчет узлов и блоков разработанного РПУ;
- оформление технической документации.

На первом этапе производится разработка структурной схемы РПУ в целом. Выполняются расчеты, подтверждающие реализуемость технического задания на проект. Эти расчеты охватывают как аналоговую, так и цифровую части приемника, включая системы автоматического регулирования - АРУ и АПЧ.

Предварительный расчет аналоговой части РПУ сводится к определению ширины полосы пропускания линейного тракта приемного устройства, расчету его коэффициента шума, выбору числа преобразований и промежуточных частот, определению числа поддиапазонов и их границ, расчету средств обеспечения избирательности, выбору активных приборов и расчету их высокочастотных параметров. Этот расчет заканчивается составлением развернутой функциональной схемы аналоговой части РПУ и детализацией требований к электрическому расчету принципиальной схемы каждого функционального блока и узла.

Предварительный расчет цифровой части РПУ предполагает определение периода дискретизации и шага квантования сигнала, числа разрядов АЦП. Выбирается и обосновывается алгоритм цифровой обработки. Этот расчет заканчивается составлением функциональной схемы цифровой части РПУ и детализацией исходных требований к электрическому расчету основных узлов.

На втором этапе выполняется электрический расчет основных узлов аналоговой и цифровой частей радиоприемного устройства: входной цепи, усилителя радиочастоты, первого смесителя, основного усилителя промежуточной частоты, демодулятора (детектора). Из цифровой части электрическому расчету подлежит один или несколько узлов функциональной схемы в соответствии с заданием.

На третьем этапе выполняется чертеж принципиальной схемы РПУ, оформляется перечень элементов, входящих в разработанное устройство.

5. ТРЕБОВАНИЯ К КУРСОВОМУ ПРОЕКТУ

Курсовой проект представляется на рецензию в виде пояснительной записки объемом до 30...35 страниц текста, написанного (или напечатанного) на одной стороне стандартной писчей бумаги формата А4 и графической части, выполненной на чертежном листе формата А1 по ГОСТу 2.301-85 с рамкой и основной подписью по ГОСТу 2.104-85. В рамках данного проекта выполняется один чертеж принципиальной электрической схемы аналоговой части радиоприемного устройства.

Схема цифровой части устройства приема и обработки сигнала помещается в пояснительной записке. Графическая и текстовая документация должна выполняться с соблюдением правил ЕСКД. Общие требования к текстовым документам содержит ГОСТ 2.105-79.

Сведения из государственных стандартов обобщены применительно к учебному процессу в стандарте МИИГА СТП 113221-208-85 "Документы текстовые учебные" и СТП 113221-106-85 "Курсовое проектирование".

Радиоэлементы (емкости, резисторы, микросхемы и т.д.) необходимо выбирать с учетом действующих стандартов, технических усло-

вий и (или) нормалей. Перечень элементов оформляется в виде самостоятельного документа (таблицы), помещаемого в приложении к пояснительной записке.

Чертеж принципиальной электрической схемы должен содержать все радиоэлементы, которые служат для осуществления в устройстве заданных электрических процессов, все электрические связи между ними, а также электрические элементы (разъемы, контакты и т.п.), которыми заканчиваются входные и выходные цепи. Если предусматривается система встроенного контроля, то ее элементы также должны быть отображены на схеме. Схема выполняется с разводкой напряжения и коммутационным разъемом.

Ссылки на литературные источники по тексту пояснительной записки оформляются цифрами в квадратных скобках в возрастающем порядке на протяжении всего текста записки. Иллюстрации, схемы, графики должны быть также пронумерованны и снабжены пояснительными подписями в соответствии с требованиями ЕСКД [26].

Формулы нумеруются (в круглых скобках) только те, на которые имеются ссылки в тексте пояснительной записки.

Примерное содержание пояснительной записки курсового проекта связного (навигационного, командного) приемника (устройства приема и обработки сигнала):

1. Введение.

Отмечаются особенности проектируемого приемного устройства, указывается область его применения, поясняются требования к техническому уровню подобных приемных устройств.

2. Выбор схемы приемного устройства и расчет его характеристик.

2.1. Выбор вида приемного тракта и устройства обработки сигналов. Структурная схема приемного устройства.

2.2. Предварительный расчет характеристик аналоговой части радиоприемного устройства.

Рассчитываются полоса пропускания линейного тракта и коэффициент шума приемника. Анализируются требования технического задания (ТЗ) по его избирательности и выбираются средства обеспечивающие данные требования. Определяется число поддиапазонов

приемника и их границы. Выбирается элементная база и рассчитываются параметры активных приборов на рабочих частотах. Выполняется разбиение усиления по каскадам приёмника, оцениваются характеристики системы АРУ.

2.3. Электрический расчёт аналоговых узлов РПУ.

В данном разделе выполняется расчёт входной цепи (ВЦ), усилителя радиочастоты (УРЧ), первого смесителя (СМ1), основного усилителя промежуточной частоты (УПЧ), демодулятора (детектора - Д), каскада согласования аналоговой и цифровой частей радиоприёмного устройства.

2.4. Расчёт характеристик цифровой части УПОС.

Выбирается алгоритм цифровой обработки сигнала и элементная база для его реализации. Рассчитываются характеристики цифрового вычислителя (процессора), включая цифровой фильтр, АЦП, ЦАП. Описывается работа цифрового устройства.

3. Заключение.

Указываются основные достоинства и преимущества спроектированного приёмного устройства перед аналогичными и делаются рекомендации по его применению.

Литература.

- Приложения: 1. Перечень элементов к принципиальной схеме.
2. Распечатки программ расчёта на ПЭВМ.

Примерное содержание пояснительной записки курсового проекта приёмного устройства РЛС:

1. Введение.

Поясняются особенности проектируемого приёмного устройства, требования к его техническому уровню.

2. Выбор схемы приёмного устройства и расчёт его характеристик.

2.1. Выбор и обоснование структурной схемы приёмника и устройства обработки сигнала.

2.2. Предварительный расчёт характеристик аналоговой части

радиоприёмного устройства.

Рассчитываются полоса пропускания линейного тракта и коэффициент шума приёмника, характеристики высокочастотной головки (преселектора). Уточняется структурная схема радиоприёмного устройства. Выбираются активные приборы и рассчитываются их параметры на рабочих частотах. Определяется необходимое усиление линейного тракта приёмника, выполняется его разбиение по каскадам. Выбираются схемы АРУ, ВАРУ, АПЧ и т.д.

2.3. Электрический расчёт аналоговых блоков приёмного устройства.

В данном разделе выполняется расчёт основных блоков приёмника: ВЧ - тракта (преселектора), малoshумящего усилителя (МШУ), балансного диодного смесителя (СМ), усилителя промежуточной частоты (УПЧ), видеодетектора, каскада согласования аналоговых и цифровых блоков приёмника.

2.4. Расчёт характеристик цифровой части УПОС.

Выбирается алгоритм цифровой обработки сигнала, разрабатывается электрическая схема для его реализации, выбирается элементная база. Рассчитываются характеристики цифрового специализированного вычислителя, включая цифровой фильтр, АЦП, ЦАП и т.д. Описывается функциональная и принципиальная схемы цифрового устройства.

3. Заключение.

Указываются достоинства и преимущества спроектированного приёмного устройства, даются рекомендации по его применению.

Литература.

- Приложения:
1. Перечень элементов к принципиальной схеме.
 2. Распечатки программ расчёта (или моделирования) на ПЭВМ.

Изложение материала в пояснительной записке должно быть кратким и иметь своей задачей обоснование особенностей принимаемого решения. Не следует излагать общеизвестные теоретические сведения.

В начале текста пояснительной записки помещается задание на курсовой проект с указанием номера варианта.

В конце пояснительной записки необходимо привести список литературы, которая была использована при выполнении проекта.

Выполнение списка и ссылки на него в тексте должны соответствовать ГОСТу 2.1-84. Терминология и определения должны быть едиными и соответствовать стандартам, а при их отсутствии – общепринятым в научно-технической литературе.

Сокращение слов в тексте и подписях к рисункам, как правило, не допускаются.

Условные обозначения физических, математических и других величин, а также условные графические обозначения должны соответствовать стандартам.

Значения символов и числовых коэффициентов, входящих в формулу, должны быть приведены непосредственно под формулой. Значения каждого символа даются с новой строки в той последовательности, в какой они приведены в формуле. Первая строка расшифровки должна начинаться со слов "где" (или "здесь").

Расчёт по формулам необходимо производить в следующем порядке: буквенное написание формулы, подстановка числовых значений, результат вычисления с указанием размерности. Размерность одного и того же параметра в пояснительной записке должна быть постоянной.

В тексте каждого раздела или подраздела необходимо помещать схемы рассчитываемых блоков, узлов, соответствующие графики и таблицы. Ссылки на графики, таблицы, рисунки, помещаемые в литературе и используемые для расчётов, недопустимы.

Данный материал должен обязательно быть помещён в пояснительной записке.

Величины резисторов и емкостей должны соответствовать числам, приведённым в табл. 5.1, и числам, полученным путём умножения этих чисел на 10^n , где n - целое положительное или отрицательное число.

6. КРАТКИЕ ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ СВЕДЕНИЯ ДЛЯ ПРОЕКТИРОВАНИЯ УСТРОЙСТВА

6.1. Алгоритм приёма и операции обработки сигналов

В гражданской авиации РЭО используется для передачи информации от источника к потребителю (системы радиосвязи) и для извлечения информации о местоположении и параметрах движения воздушных судов (системы радиолокации и радионавигации). Передача информации осуществляется в форме сообщений, которые могут быть дискретными (множество возможных сообщений счётно, конечно) или непрерывными (множество сообщений несчётно, бесконечно, например, при передаче речевой информации). В системах радиосвязи каждое сообщение преобразуется сначала в первичный сигнал, затем осуществляется модуляция радиосигнала - переносчика сообщений, усиление и излучение радиосигнала. В приёмном устройстве осуществляется усиление и фильтрация радиосигнала, его демодуляция и преобразование выделенного первичного сигнала в сообщение. В радиолокационных системах сообщение о координатах цели формируется в результате взаимодействия излучённого радиосигнала с внешней средой (отражение от различных объектов, переизлучение, запаздывание при приёме). И далее принятый радиосигнал преобразуется в тракте приёма и обработки по аналогии с системами радиосвязи.

Основными задачами обработки сигнала являются: демодуляция радиосигнала, поиск сигнала (по частоте, фазе, амплитуде, виду модуляции), обнаружение (или различение при передаче дискретных сообщений), синхронизация (по частоте, фазе, задержке, тактовой частоте, кодовой последовательности), оценка параметров радиосигнала (амплитуды, фазы, частоты, задержки), выделение сообщения (фильтрация параметров радиосигнала).

Вид алгоритма обработки радиосигнала (до демодулятора) или простого сигнала (после демодулятора) зависит прежде всего от решаемой задачи, а также от вида сообщения (дискретное или непрерывное), вида модуляции и характера излучаемого радиосигнала (импульсный или непрерывный), полноты априорных сведений о

статистических характеристиках принимаемого сигнала, помех, других факторов.

При классификации алгоритмов обработки целесообразно выделить три группы алгоритмов: алгоритмы обнаружения – распознавания, оценки параметров и фильтрации.

Алгоритмы обнаружения - распознавания:

- бинарное обнаружение (приём двоичного числа с пассивной паузой в телеграфной связи, системах передачи данных, обнаружение сигнала в радиолокационных и радионавигационных системах);

- распознавание двух сигналов (приём двоичного сигнала с активной паузой);

- обнаружение и распознавание нескольких сигналов (обнаружение сигналов с неизвестной частотой или задержкой в радиолокации).

Эти алгоритмы реализуются с помощью согласованных фильтров (СФ) или с использованием корреляционных методов обработки сигналов [3].

Алгоритмы оценки параметров применяются в основном в радиолокации и радионавигации при измерении координат и параметров движения воздушных судов и других объектов. Предполагается, что оцениваемый параметр не изменяется за время наблюдения. Структура таких алгоритмов во многом сходна со структурой алгоритмов обнаружения - различения. Часто применяются алгоритмы совместного обнаружения - измерения, тоже реализуемые с помощью СФ или многоканальных корреляторов.

Алгоритмы фильтрации решают задачу выделения сигнала (сообщения) из смеси с помехами с учётом изменения этого сигнала на интервале наблюдения. Эти алгоритмы являются наиболее сложными для технической реализации. Они применяются при передаче непрерывных сообщений в системах радиосвязи, а также в радиолокации и радионавигации при слежении за траекторией целей.

Согласно теории оптимального приёма радиосигналов базовой операцией практически любого алгоритма обработки смеси сигнала и помехи является операция вычисления функционала, называемого корреляционным интегралом:

$$R(\tau) = \int_0^{T_n} y(t) \cdot s(t - \tau) dt, \quad (6.1)$$

где $s(t)$ - принимаемый сигнал; τ - измеряемый параметр (например, временной сдвиг); T_n - интервал наблюдения; $y(t) = S(t - \tau_0) + n(t)$ - смесь полезного сигнала с истинным значением параметра $\tau = \tau_0$ и флуктуационной помехи $n(t)$.

Для импульсного периодического радиосигнала

$$S(t) = \sum_{i=1}^N a_i \cdot S_1(t - i \cdot T_{II}) , \quad (6.2)$$

где $S_1(t)$ - импульсный сигнал в пределах одного периода повторения T_n ; N - число периодов повторения на интервале наблюдения $(0, T_n)$; a_i - коэффициенты, учитывающие возможную амплитудную модуляцию принятого сигнала. В этом случае выражение (6.1) можно записать в виде

$$R(N\tau) = \sum_{i=1}^N a_i \cdot \int_0^{T_{II}} y(t) \cdot S_1(t - i \cdot T_{II}) dt . \quad (6.3)$$

Следовательно, операция вычисления функционала разделяется на две частные операции - вычисление Ri внутри каждого периода повторения (внутрипериодная обработка) и накопления Ri в течении N периодов повторения (межпериодная обработка).

Операция (6.1) аналогична интегралу свёртки и может быть выполнена линейным фильтром с импульсной характеристикой $h(t) = S(t_0 - t)$, где t_0 - запаздывание максимума сигнала на выходе фильтра ($t_0 \geq \tau_{II}$, τ_{II} - длительность импульсного сигнала)

$$R(\tau) = \int_0^{T_{II}} y(t) \cdot h(t_0 + \tau - t) dt = \int_0^{T_{II}} y(t_0 + \tau - t) \cdot h(t) dt . \quad (6.4)$$

При цифровой (дискретной) обработке производится переход от непрерывного времени к дискретному: $t = i \cdot T$, $dt = T$. Тогда выражение (6.4) принимает вид операции дискретной свёртки во временной области

$$y[n] = T \cdot \sum_{i=0}^{n-1} h(n-i) \cdot x[i] = T \cdot \sum_{i=0}^{n-1} h[i] \cdot x[n-i] , \quad (6.5)$$

где $h[t] = h(iT)$ - импульсная характеристика цифрового фильтра (ЦФ); $n = T_n / T$ - число периодов дискретизации на интервале наблюдения $(0, T_n)$, $T_n = t_0 + \tau$.

Таким образом, первый способ реализации базовой операции (6.1) состоит в построении цифрового фильтра с заданной импульсной характеристикой, который осуществляет свёртку двух дискретных последовательностей $h[i]$ и $x[i]$.

Свёртку двух дискретных сигналов можно осуществить и другим способом – свёрткой в частотной области, используя прямое и обратное дискретные преобразования Фурье (ДПФ и ОДПФ). Для этой цели обычно применяют специализированные вычислители быстрого преобразования Фурье (БПФ). В рамках курсового проекта можно ограничиться первым способом – применением цифровой фильтрации.

Наиболее общая форма записи алгоритма цифровой фильтрации имеет вид рекуррентной формулы [7].

$$y[n] = \sum_{i=0}^L a_i \cdot x[n-i] - \sum_{i=1}^M b_i \cdot y[n-i], \quad L \leq M, \quad (6.6)$$

где a_i , b_i – постоянные коэффициенты, определяемые видом импульсной характеристики ЦФ. Формула (6.6) описывает рекурсивные ЦФ. Если все коэффициенты b_i равны нулю, то получаем нерекурсивный ЦФ, реализующий свёртку (6.5).

Рекурсивный ЦФ характеризуется также дискретной передаточной функцией (в смысле Z-преобразования):

$$k(z) = \frac{\sum_{i=0}^L a_i \cdot z^{-i}}{1 + \sum_{i=1}^M b_i \cdot z^{-i}}. \quad (6.7)$$

Методика определения коэффициентов a_i , b_i в выражениях (6.6) и (6.7) подробно изложена в литературе [7;9-11;17]. При курсовом проектировании значения этих коэффициентов приводятся в задании на проект в качестве исходных данных.

Кроме операции свёртки двух функций времени применяются другие операции, например, интегрирование и дифференцирование функций времени, перемножение двух функций времени, запоминание (задержка) процесса, суммирование (накопление) отсчётов, весовое суммирование отсчётов и т.п. Большинство таких операций относится к группе операций линейного преобразования сигналов,

которые могут быть реализованы с помощью аналоговой и цифровой схемотехники.

При технической реализации алгоритмов оптимальной и квази-оптимальной обработки сигналов в настоящее время широко применяются методы цифровой обработки. Они обеспечивают высокую точность вычислений в большом динамическом диапазоне сигналов, высокую надёжность, стабильность выходных параметров.

Непрерывные сигналы описываются непрерывными или кусочно-непрерывными функциями $X_A(t)$, причём как сама функция, так и независимая переменная могут принимать любые значения в пределах некоторого интервала. Примером такого сигнала является гармонический сигнал $x_A(t) = Um \sin \omega t, t \geq 0$.

Дискретные сигналы описываются решетчатыми функциями $X(nT)$, т.е. функциями, которые могут принимать любые значения в пределах некоторого интервала, и в то время как независимая переменная принимает лишь дискретные значения, например, из ряда равноотстоящих значений $t = nT$ ($n = 0, 1, 2, \dots$), где T – шаг дискретизации. Примером такого сигнала является дискретный гармонический сигнал $x(nT) = Um \sin \omega nT$.

Цифровые сигналы описываются квантованными решетчатыми функциями, $X_{ц}(nT)$, т.е. решетчатыми функциями, принимающими лишь определённые квантованные значения, например, из ряда уровней квантования (h_1, h_2, \dots, h_k), в то время как независимая переменная принимает дискретные значения из ряда $0, T, 2T, \dots$. Каждый уровень квантования обычно кодируется двоичным кодом. При этом цифровой сигнал в дискретный момент времени $t = nT$ представляется m - разрядным двоичным кодом, где $m = \lceil \log_2 K \rceil$ ($\lceil \cdot \rceil$ - наименьшее целое число, не меньшее числа B).

Непрерывный сигнал может быть преобразован в дискретный сигнал с помощью операции дискретизации по времени, осуществляемой на основе ключевых устройств. Математически эта операция может быть описана как замена непрерывного аргумента t функции $x_A(t)$ на дискретный аргумент $n = t / T$, т.е. $x_A \rightarrow x[n] = x_A(nT)$. По дискретному сигналу $x[n]$ может быть путём того или иного интерполяционного процесса восстановлен непрерывный сигнал $x_A(t)$. В случае выполнения теоремы отсчётов (теорема В.А. Котельникова), операция восстановления может быть выполнена точно.

Дискретный сигнал, в свою очередь, может быть преобразован в цифровой сигнал с помощью операции квантования по уровню, которая осуществляется специальным устройством - аналого-цифровым преобразователем (АЦП). Математически эта операция может быть описана как замена непрерывной функции $X[n]$ дискретной (кванто-ванной) функцией $X_{ц}[n]$, значение которой представляется в виде двоичного m - разрядного кода. Цифровой сигнал можно преобразовать в дискретный и непрерывный с помощью цифро-аналогового преобразователя.

Обработка сигналов в РЭО может быть аналоговой, дискретной и цифровой, то есть каждому виду сигнала соответствуют определённые виды устройств обработки. При дискретной обработке преобразование дискретного сигнала осуществляется без квантования его по амплитуде. В этом случае возможна реализация комбинированных устройств обработки (дискретно-аналоговые, дискретно-цифровые устройства).

Важнейшее свойство непрерывных (дискретных) сигналов заключается в том, что их линейная комбинация также является непрерывным (дискретным) сигналом, то есть если сигналы образуют линейное пространство и для их обработки применяются линейные (дискретные) фильтры.

Цифровые сигналы с определённой разрядностью кода не образуют линейного пространства относительно обычных операций сложения и умножения: линейная комбинация цифровых сигналов с разрядностью кода m может и не быть цифровым сигналом с той же разрядностью кода. Для получения кода комбинации с m разрядами приходится выполнять операцию округления (или усечения), что приводит к дополнительным потерям информации о сигнале. Следовательно, устройство цифровой обработки сигналов, преобразующее сигнал $x_{ц}[n]$ в сигнал $y_{ц}[n]$ с помощью обычных арифметических операций сложения и умножения, является, строго говоря, нелинейным. Однако нелинейные эффекты в устройствах цифровой обработки часто удаётся учесть путём введения шумов квантования и в дальнейшем применять линейные модели цифровой обработки сигналов.

При цифровой обработке радиосигналов объектом временной дискретизации и квантования является сигнал на выходе аналоговой

части радиоприемного устройства (см. рис.3.1). Обычно этот сигнал можно считать узкополосным.

К узкополосным процессам относятся сигналы, у которых ширина спектра $\Delta\omega$ много меньше несущей частоты ω_0 . Ширина спектра может быть определена как полоса частот, в которой сосредоточена заданная доля энергии сигнала.

Это позволяет использовать для представления такого сигнала метод комплексных огибающих [2,3]. В соответствии с этим методом узкополосный радиосигнал

$$u(t) = U(t) \cdot \cos(\omega_0 t + \psi(t)) \quad (6.8)$$

можно представить в виде

$$u(t) = \operatorname{Re}[U(t) \cdot \exp(j\omega \cdot t)], \quad (6.9)$$

где $U(t) = U(t) \cdot \exp(j\psi(t))$ - комплексная огибающая радиосигнала.

Комплексная огибающая $U(t)$ может быть представлена в декартовой форме записи

$$U(t) = U(t) \cdot \cos \psi(t) - jU(t) \sin \psi(t) = U_c(t) - jU_s(t), \quad (6.10)$$

где $U_c(t)$ и $U_s(t)$ - квадратурные составляющие огибающей узкополосного сигнала, причем

$$U(t) = \sqrt{U_c^2(t) + U_s^2(t)}, \quad (6.11)$$

$$\psi(t) = \operatorname{arctg} \left[\frac{U_s(t)}{U_c(t)} \right], -\pi \leq \psi(t) \leq \pi.$$

Квадратурные составляющие $U_c(t)$ и $U_s(t)$ обычно формируются аналоговыми методами с помощью фазовых детекторов (рис.6.1).

Схема включает в себя два фазовых детектора ФД1 и ФД2, фазовращатель на $\pi/2$ и когерентный гетеродин КГ.

Ширина спектра процессов $U_c(t)$ и $U_s(t)$ получается соизмеримой с шириной спектра сообщения, что позволяет существенно уменьшить частоту дискретизации квадратурных составляющих сигнала при последующей цифровой обработке. Соображения по ее выбору приведены в литературе (см., например, [2,3]), однако, исходными являются требования выполнения теоремы отсчетов (теоремы В.А.Котельникова).

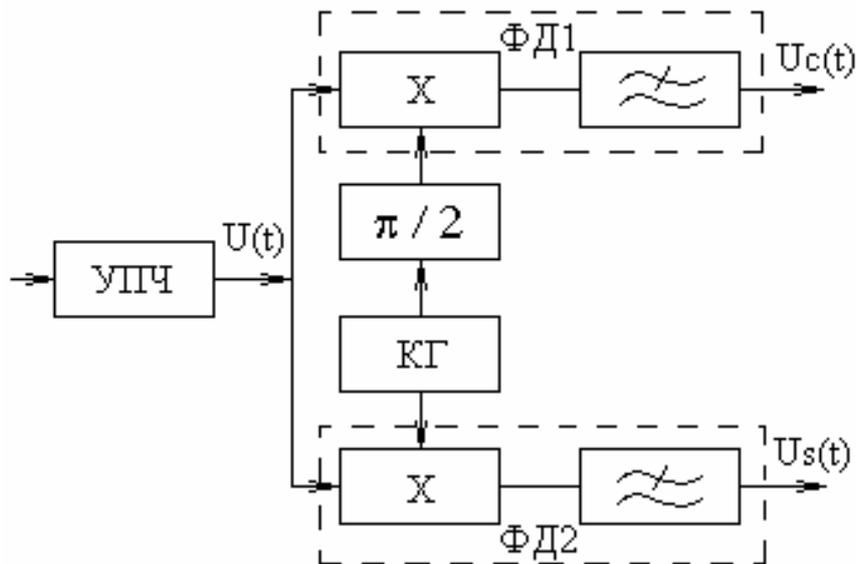


Рис. 6.1. Схема формирования квадратурных составляющих узкополосного сигнала

6.2. Цифровая фильтрация узкополосного сигнала

Рассмотрим цифровую фильтрацию узкополосного сигнала (6.8) с помощью системы с резонансными свойствами. Импульсная характеристика такой системы имеет комплексную огибающую и при переходе к дискретному времени записывается в виде

$$H[k] = h[k] \cdot \exp(i \cdot \varphi \cdot h[k]).$$

Запишем комплексную дискретную свёртку по аналогии с выражением (6.5):

$$Y[n] = T \sum_{i=0}^{n-1} H[i] \cdot u[n-i].$$

В декартовой форме $Y[n] = y_c[n] - j \cdot y_s[n]$,

где

$$y_c[n] = T \left\{ \sum_{i=0}^{n-1} h_c[i] \cdot u_c[n-i] - \sum_{i=0}^{n-1} h_s[i] \cdot u_s[n-i] \right\},$$

$$y_s[n] = T \left\{ \sum_{i=0}^{n-1} h_c[i] \cdot u_s[n-i] - \sum_{i=0}^{n-1} h_s[i] \cdot u_c[n-i] \right\}.$$

Здесь $h_{c,s}[i] = h[i]_{SIN}^{COS} \{ \psi[i] \}$ квадратурные составляющие огибающей импульсной характеристики;

$U_{c,s}[i] = U[i]_{SIN}^{COS} \{ \psi[i] \}$ квадратурные составляющие огибающей входного сигнала.

Амплитуда $Y[n]$ и фаза $\eta[n]$ выходного сигнала определяются выражениями

$$Y[n] = \sqrt{y_c^2[n] + y_s^2[n]}, \quad Y[n] > 0,$$

$$\eta[n] = \arctg \{ y_s[n] / y_c[n] \}, \quad -\pi \leq \eta \leq \pi.$$

Структурная схема двумерного (матричного) ЦФ для фильтрации узкополосного сигнала приведена на рис.6.2. Двойными стрелками на рисунке показана передача сигнала в цифровой форме (в двоичном коде).

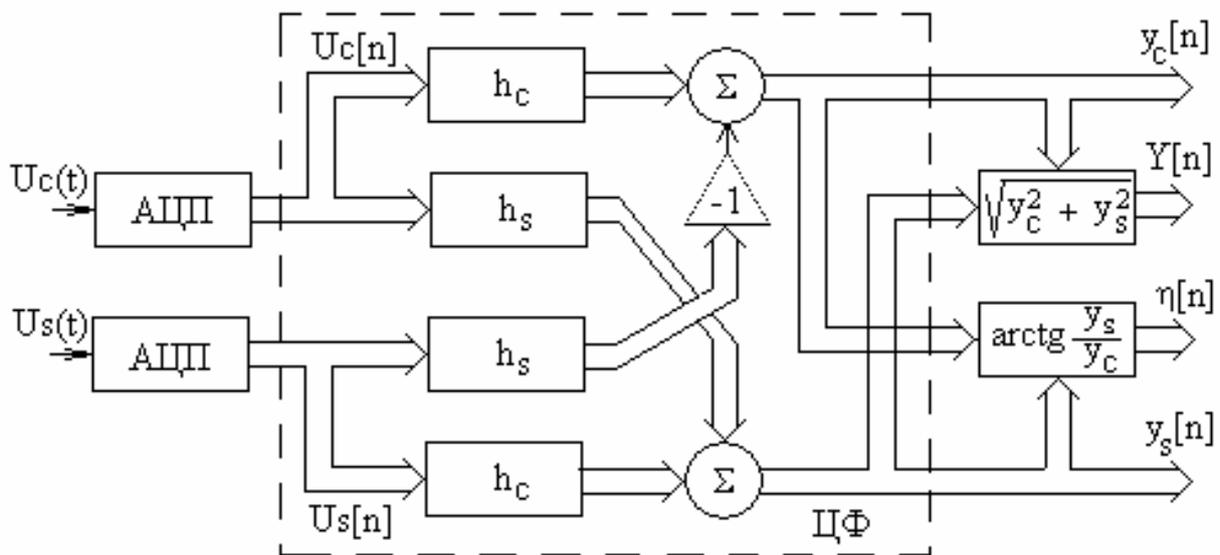


Рис. 6.2. Схема двумерного цифрового фильтра

Непрерывные сигналы $U_c(t)$ и $U_s(t)$ поступают с выхода устройства выделения огибающих квадратурных составляющих (с выходов ФД на рис.6.1) и преобразуются с помощью АЦП в цифровые сигналы $U_c[n]$, $U_s[n]$. Предполагается, что

$$\Delta \omega_c < \Delta \omega_{CP}, \quad \gamma = \frac{|\omega_c - \omega_0|}{\omega_0} \ll 1,$$

где $\omega_C, \Delta\omega_C$ - несущая частота и ширина спектра входного сигнала; а $\omega_0, \Delta\omega_{CP}$ - резонансная частота и ширина полосы пропускания эквивалентной узкополосной системы. В случае, когда $\Delta\omega_{CP}$

существенно больше $\Delta\omega_C$, можно считать, что $\frac{d\varphi(\omega)}{d\omega} = const$ (фазочастотная характеристика линейна). При этом влиянием перекрёстных связей в схеме рис.6.2 можно пренебречь. Следовательно, структура ЦФ упрощается, т.к. остаются только два независимых канала с импульсной характеристикой $h_C[i]$. Этот случай широко применяется на практике при реализации цифровой обработки когерентных сигналов. Алгоритм фильтрации принимает вид

$$y_{C,S}[n] = T \sum_{i=0}^{n-1} h[i] \cdot U(n-i)_{SIN}^{COS} \{y_K[i] + \psi[n-i]\}. \quad (6.12)$$

Алгоритм (6.12) служит доказательством эквивалентности квадратурной обработки сигнала на видеочастоте (после детектирования) и когерентной обработки радиосигнала (до детектора).

В общем случае передаточная функция двумерного ЦФ имеет вид

$$\|K(z)\| = \left\| \begin{array}{cc} K_{11}(z) & -K_{12}(z) \\ K_{21}(z) & K_{22}(z) \end{array} \right\|,$$

где

$$K_{11}(z) = K_{22}(z) = Z\{h_C[i]\} = Z\{h[i] \cdot \cos \varphi_h[i]\},$$

$$K_{12}(z) = K_{21}(z) = Z\{h_S[i]\} = Z\{h[i] \cdot \sin \varphi_h[i]\},$$

а $Z[...]$ - Z-преобразование составляющих комплексной импульсной характеристики эквивалентной резонансной системы.

В курсовом проекте предусмотрено проектирование цифровых фильтров не выше второго порядка, которые описываются алгоритмом

$$y[n] = \sum_{i=0}^2 a_i \cdot x[n-i] - \sum_{i=1}^2 b_i \cdot y[n-i] \quad (6.13)$$

и передаточной функцией

$$K(z) = \frac{a_0 + a_1 \cdot z^{-1} + a_2 \cdot z^{-2}}{1 + b_1 \cdot z^{-1} + b_2 \cdot z^{-2}}, \quad (6.14)$$

Примеры ЦФ, используемых при цифровой обработке сигналов в РПУ, приведены в табл. 6.1.

Накопители 1 и 2 (рециркуляторы) применяются для накопления импульсных сигналов РЛС при межпериодной обработке [2, 15]. Системы черезпериодного вычитания (ЧПВ) 3 и 4 применяются в системах СДЦ РЛС [2, 15].

Линейный экстраполятор применяется при вторичной обработке сигналов с РЛС и РНС: на основе оценки параметра сигнала (или дальности, скорости и т.п.) при первичной обработке оценивается экстраполированное значение параметра в следующем периоде обработки (следующий обзор, такт и т.д.) [15]. Колебательный контур 6 применяется в цифровых измерителях скорости доплеровского типа [2, 15]. Фильтры низких частот и полосовые фильтры (7–10) применяются в демодуляторах различных систем радиосвязи и передачи данных.

В настоящее время применяются два способа реализации алгоритмов цифровой обработки сигналов – аппаратный и программный. Аппаратный способ состоит в построении специализированного процессора, осуществляющего обработку в реальном масштабе времени. Такой способ выбирается тогда, когда требуется обеспечить высокое быстродействие. Программный способ используется в тех случаях, когда требования по производительности позволяют применить серийно выпускаемые микропроцессоры и микроЭВМ. Этот способ обладает большей гибкостью и более прост в реализации.

Таблица 6.1

Примеры цифровых фильтров УПОС

Наименование устройства обработки сигналов	Передаточная функция $K(Z)$	Коэффициенты алгоритма					Значения технических параметров
		a_0	a_1	a_2	b_1	b_2	
1. Цифровой однокаскадный накопитель	$\frac{z}{z - \beta}$	1	0	0	β	0	$\beta = 0, NN$ $T = T_H$
2. Цифровой двухкаскадный накопитель (ЦНД)	$\left(\frac{z}{z - \beta}\right)^2$	1	0	0	-2β	β^2	$T = T_H$
3. Цифровая однократная система ЧПВ (ЦОЧПВ)	$\frac{z - 1}{z}$	1	-1	0	0	0	$T = T_H$
4. Цифровая двухкратная система ЧПВ (ЦДЧПВ)	$\left(\frac{z - 1}{z}\right)^2$	1	-2	1	0	0	$T = T_H$
5. Цифровой линейный экстраполятор (ЦЛЭ)	$2 - z^{-1}$	2	-1	0	0	0	$T = T_{Обз}$
6. Цифровой фильтр низких частот (ЦФНЧ1)	$a_0 + a_1 \cdot z^{-1}$	1	1	0	0	0	
7. Цифровой фильтр низких частот (ЦФНЧ2)	$\frac{1}{1 - b_1 \cdot z^{-1}}$	1	0	0	$0, NN$	0	
8. Цифровой полосовой фильтр (ЦПФ1)	$a_0 + a_1 \cdot z^{-1} + a_2 \cdot z^{-2}$	1	-2	1	0	0	
9. Цифровой полосовой фильтр (ЦПФ2)	$\frac{a_0 + a_1 \cdot z^{-1} + a_2 \cdot z^{-2}}{1 - b_1 \cdot z^{-1} - b_2 \cdot z^{-2}}$	1	1	-2	$0, NN$	$0,437$ 5	

Здесь NN – две последние цифры номера зачётной книжки студента.

6.3. Типовые устройства цифровой обработки сигналов

6.3.1. Цифровой измеритель дальности

В авиационных РЛС и РНС с импульсным излучением измерение дальности осуществляется временным методом, согласно которому дальность определяется по времени запаздывания отражённого (или ретранслированного) сигнала относительно излучаемого сигнала [1, 5]. Алгоритм цифрового измерения дальности заключается в подсчёте числа масштабных импульсов (МИ) с периодом повторения

$T_0 = \frac{2\Delta R}{C}$, начиная с момента излучения импульса передатчика и кончая моментом обнаружения отражённого сигнала. Здесь ΔR – разрешающая способность измерителя, C – скорость распространения радиоволны. При этом с помощью МИ осуществляется дискретизация интервала измеряемой дальности (R_{min} , R_{max}) на элементы дальности. В случае обнаружения сигнала в i -м элементе формируется оценка по формуле

$$R = i \cdot \Delta R = i \frac{cT_0}{2}, \quad i = \overline{1, M},$$

где $M = (R_{max} - R_{min}) / \Delta R$ - общее число элементов дальности.

Упрощённая функциональная схема цифрового измерителя дальности приведена на рис.6.3.

Для подсчёта числа МИ используется двоичный счётчик СТ2, в котором записывается двоичный код номера i -го элемента дальности. Обычно требуется измерять дальность до нескольких целей. Поэтому подсчёт числа МИ после обнаружения цели в i -м элементе не прекращается, а производится считывание номера этого j -го элемента. Кроме формирователя строб-импульса ФСИ генератор масштабных импульсов ГМИ и СТ2 измеритель содержит регистр памяти, построенный на основе D – триггеров, в который переписывается из счётчика код дальности (номер элемента) до обнаруженной цели. Чтобы в момент считывания не происходило сбоев счётчика, применяется блокировочное устройство БУ, исключающее одновременное появление импульса считывания и очередного МИ. Число

разрядов счётчика и регистра дальности определяется числом элементов дальности: $M \geq 2^{n_{cr}}$, $n_{cr} = \lceil \log_2 M \rceil$ - число разрядов счётчика.

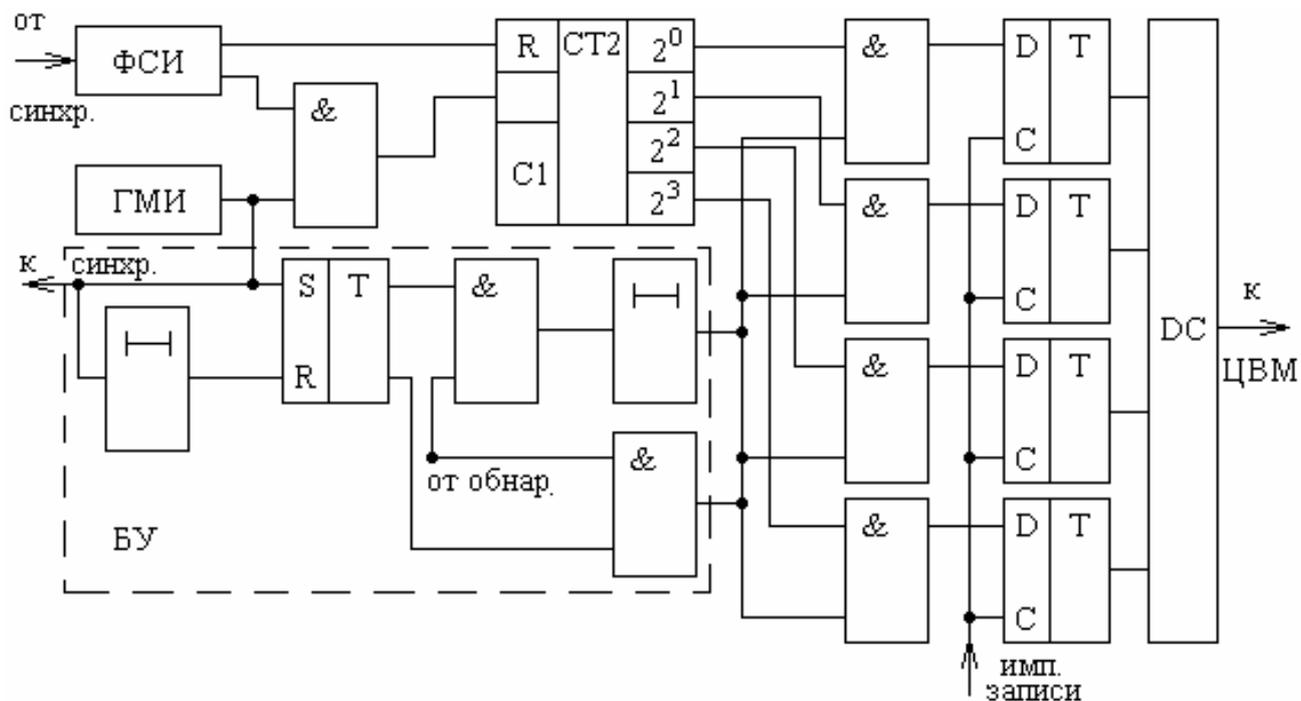


Рис. 6.3. Функциональная схема цифрового измерителя дальности

Импульсы с ГМИ поступают также на синхронизатор, где после деления частоты повторения $F_0 = 1 / T_0$ используются в качестве пусковых при формировании излучаемого сигнала. Этим обеспечивается синхронность излучаемого импульса и первого масштабного импульса, записываемого в счётчик. Благодаря такой привязке первого МИ устраняется ошибка измерения.

Счёт МИ продолжается непрерывно до величины M , после чего счёт прекращается и счётчик сбрасывается на нуль. Затем счёт начинается вновь после излучения очередного импульса. Код дальности из регистра передаётся с помощью дешифратора ДС в ЦВМ для дальнейшей обработки.

6.3.2. Цифровой измеритель радиальной скорости

В авиационных РЛС с импульсным излучением и малой скважностью измерение радиальной скорости цели осуществляется на

основе эффекта Доплера [1, 15]. Структурная схема цифрового измерителя скорости (ЦИС) приведена на рис.6.4.

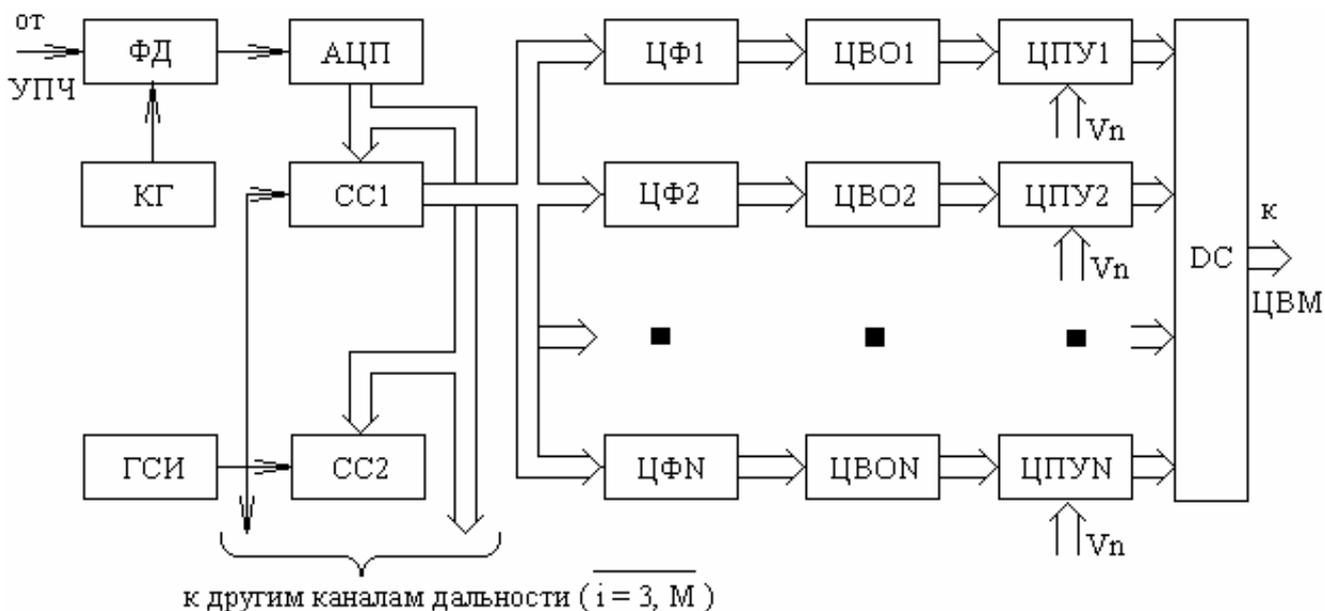


Рис. 6.4. Схема цифрового измерителя скорости

Измерение скорости производится для нескольких целей, расположенных в различных элементах дальности. Поэтому ЦИС является многоканальным по дальности (M каналов). Распределение сигналов с выхода АЦП по M каналам дальности осуществляется с помощью распределительного устройства, состоящего, например, из M схем стробирования, управляемых сигналом генератора строб-импульсов ГСИ. Это устройство обеспечивает разрешение по дальности и уменьшение влияния помех за счёт мешающих отражений. С помощью набора цифровых фильтров (ЦФ) в каждом канале дальности реализуется корреляционно – фильтровой метод обработки принимаемого сигнала. С выхода ЦФ сигнал поступает на цифровой вычислитель огибающей ЦВО и цифровое пороговое устройство ЦПУ.

Реальная скорость цели оценивается по номеру фильтра, после которого зафиксировано превышение сигналом порога $U_{п}$. Номер фильтра с помощью дешифратора ДС преобразуется в двоичный код и передаётся далее в ЦВМ для дальнейшей обработки радиолокационной информации. Создание набора цифровых фильтров возмож-

но двумя способами: путём реализации параллельного соединения N цифровых фильтров (ЦФ) и путём реализации алгоритма быстрого преобразования Фурье (БПФ). При относительно небольшом числе ЦФ (не более 20 – 40) проще первый способ, а при большом числе ЦФ проще применить БПФ. В курсовом проекте предполагается использование первого способа. Цифровой вычислитель огибающей ЦВО реализует вычисление модуля выходного сигнала ЦФ и операцию идеального интегрирования для сглаживания пульсации выпрямленного сигнала.

6.3.3. Цифровой измеритель азимута

В РЛС кругового обзора антенна имеет узкую диаграмму направленности в горизонтальной плоскости и вращается в этой плоскости непрерывно с постоянной скоростью. В момент обнаружения цели производится измерение углового положения антенны. Получаемый результат является оценкой азимута цели. На рис.6.5 приведена упрощенная функциональная схема цифрового измерителя азимута (ЦИА).

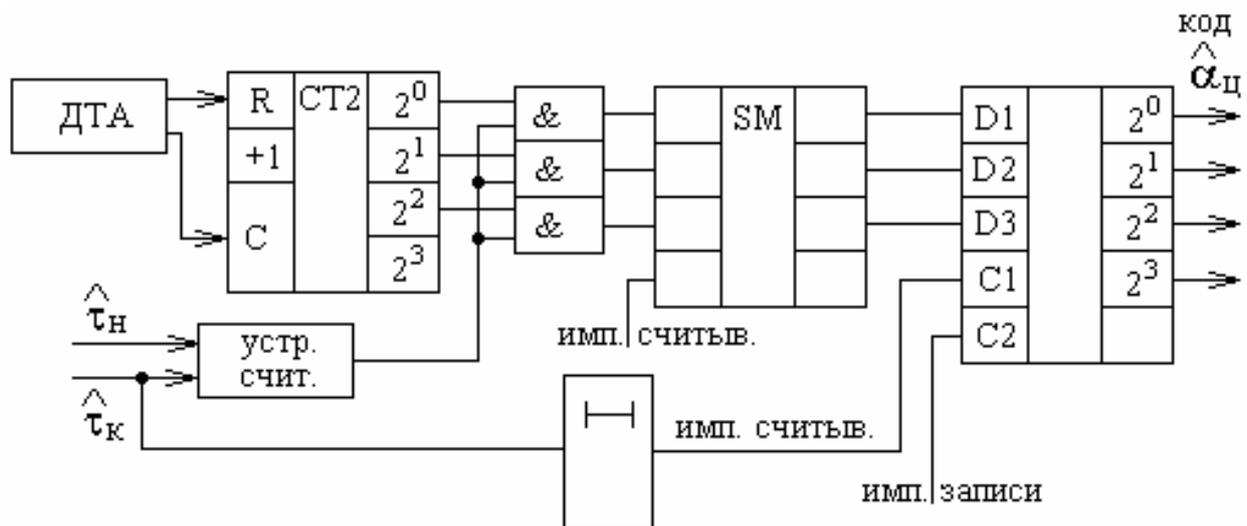


Рис. 6.5. Схема цифрового измерителя азимута

На вход ЦИА поступают импульсы с датчика текущего азимута (ДТА), связанного с осью вращения антенны. В качестве ДТА используются преобразователи угла в код с индукционными датчиками, с использованием магнитного барабана и с кодовыми дисками. На

измеритель поступают также от устройства обнаружения импульсы f_H начала и f_K конца пачки, отражённых от цели сигналов. Импульсы ДТА непрерывно подсчитываются счётчиком СТ2 и их текущее число пропорционально углу поворота антенны в течение периода обзора. При повороте антенны на 360° счётчик сбрасывается в нуль. Угловое расстояние между соседними импульсами определяет ошибку дискретности и составляет обычно $\Delta\alpha = 0,2^\circ$. Число разрядов СТ2 определяется максимальным числом импульсов ДТА за один обзор. Импульсы f_H и f_K являются импульсами считывания значений азимута Z_H и Z_K из счётчика СТ2 в сумматор SM в момент фиксации начала и конца пачки отражённых сигналов. В SM оценки Z_H и Z_K складываются, и величина суммы переписывается в регистр RG, на который подаются импульсы записи и считывания. Импульс считывания является и импульсом сдвига числа, записанного в регистре на один разряд в сторону младших регистров. За счёт этого сдвига реализуется деление числа на два, т.е. вычисление оценки азимута цели по формуле

$$Z_{\text{ц}} = \frac{Z_H + Z_K}{2}.$$

Код полученной оценки $Z_{\text{ц}}$ передаётся далее ЦВМ для дальнейшей обработки.

6.3.4. Цифровые демодуляторы

Теория оптимального радиоприёма [1,4,8] позволяет получить алгоритмы оптимальных и квазиоптимальных демодуляторов радиосигналов с различными видами модуляции. Техническая реализация демодуляторов при сложных видах модуляции предполагает использование устройств АРУ, частотной, фазовой и тактовой синхронизации. В данном курсовом проекте, исходя из учебных целей проектирования, рассматриваются только простейшие квазиоптимальные демодуляторы АМ, ЧМ, ОМ, АМн и ЧМн - сигналов. Основой реализации этих демодуляторов в цифровом виде является представление принятого радиосигнала в виде квадратурных составляющих его комплексной огибающей $U_C(t)$ и $U_S(t)$. Формирование этих составляющих в РПУ показано на рис.6.1. Составляющие $\{U_C(t), U_S(t)\}$ с

помощью АЦП преобразуются в цифровую форму $\{U_c[n], U_s[n]\}$, подвергаются предварительной обработке в двухмерном цифровом фильтре (рис.6.2) и поступают в виде $\{y_c[n], y_s[n]\}$ на входы цифрового демодулятора (ЦД).

Цифровой демодулятор амплитудно-модулированного сигнала (ЦД-АМ)

Структура, реализующая алгоритм амплитудного детектирования, приведена на рис.6.6. Основными узлами схемы являются перемножители Π и сумматор Σ [4].

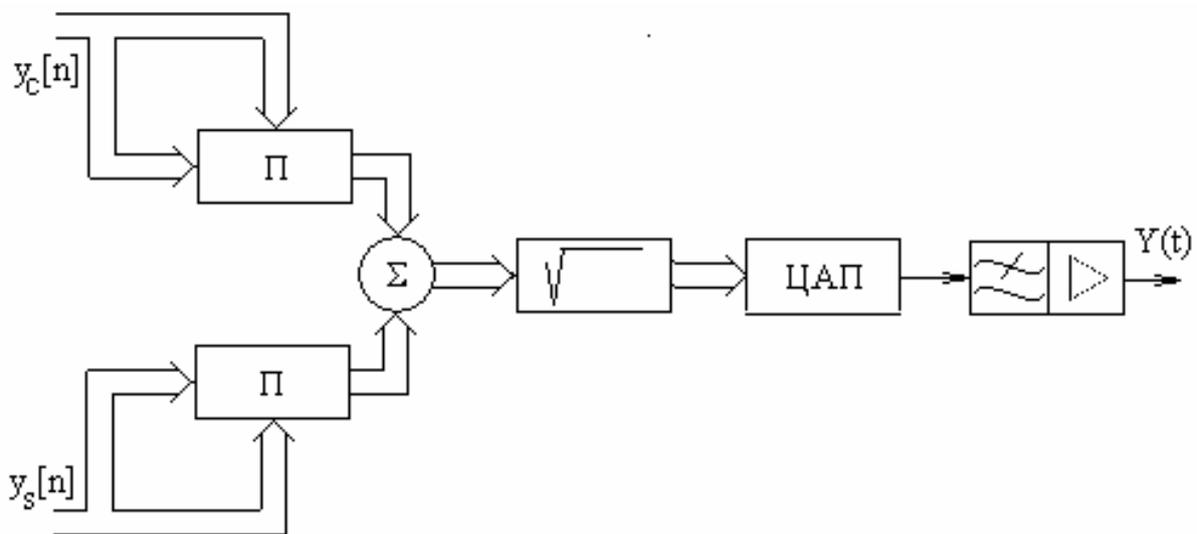


Рис. 6.6. Схема цифрового детектора АМ-сигнала

К выходу ЦАП подключается аналоговый ФНЧ для сглаживания нежелательных выбросов в выходном напряжении ЦАП, обусловленных наличием переходных процессов в его работе. На практике наилучшее качество демодуляции достигается при включении цифрового ФНЧ на входе ЦАП и аналогового ФНЧ на его выходе.

Операция извлечения квадратного корня реализуется приближённо:

$$Y = \sqrt{y_1^2 + y_2^2} = \begin{cases} |y_1| + 1/2|y_2|, & |y_1| \geq |y_2|; \\ |y_2| + 1/2|y_1|, & |y_1| < |y_2|. \end{cases}$$

При этом можно вычислить сначала обе суммы, а затем выбрать наибольшую из них. Деление на 2 реализуется сдвигом числа на один разряд в сторону младших разрядов. Возможен и другой алгоритм вычисления квадратного корня: $Y = 0,5[|y_1| + |y_2| + \max\{|y_1|, |y_2|\}]$, где $\max\{|a|, |b|\}$ означает выбор максимальной из двух величин $|a|$, $|b|$. Оба способа равноценны по точности и обеспечивают ошибку не более 12%.

Цифровой демодулятор частотно – модулированного сигнала (ЦД-ЧД)

При использовании частотной модуляции передаваемое сообщение содержится в законе изменения мгновенной частоты радиосигнала на входе демодулятора. Как известно,

$$F(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\eta(t)}{dt} = \frac{1}{2\pi} \frac{d}{dt} \left\{ \arctg \frac{y_s(t)}{y_c(t)} \right\} = \frac{y_c(t)y'_s(t) - y'_c(t)y_s(t)}{2\pi[y_c^2(t) + y_s^2(t)]} \quad (6.15)$$

При цифровой обработке производные $y'_{c,s}(t)$ заменяются на первые разности

$$\Delta y_{c,s}[n] = (y_{c,s}[n] - y_{c,s}[n-1]) \frac{1}{\Delta t}$$

и выражение (6.15) принимает вид

$$F[n] = \frac{y_s[n]y_c[n-1] - y_c[n]y_s[n-1]}{2\pi \cdot \Delta t \cdot (y_c^2[n] + y_s^2[n])}. \quad (6.16)$$

Следует отметить, что выражение (6.16) описывает алгоритм идеального частотного детектирования, при котором результат детектирования $F[n]$ не зависит от паразитной АМ входного сигнала и не требует применения амплитудного ограничителя перед демодулятором, как это имеет место при использовании аналоговых ЧД. Структурная схема детектора приведена на рис.6.7.

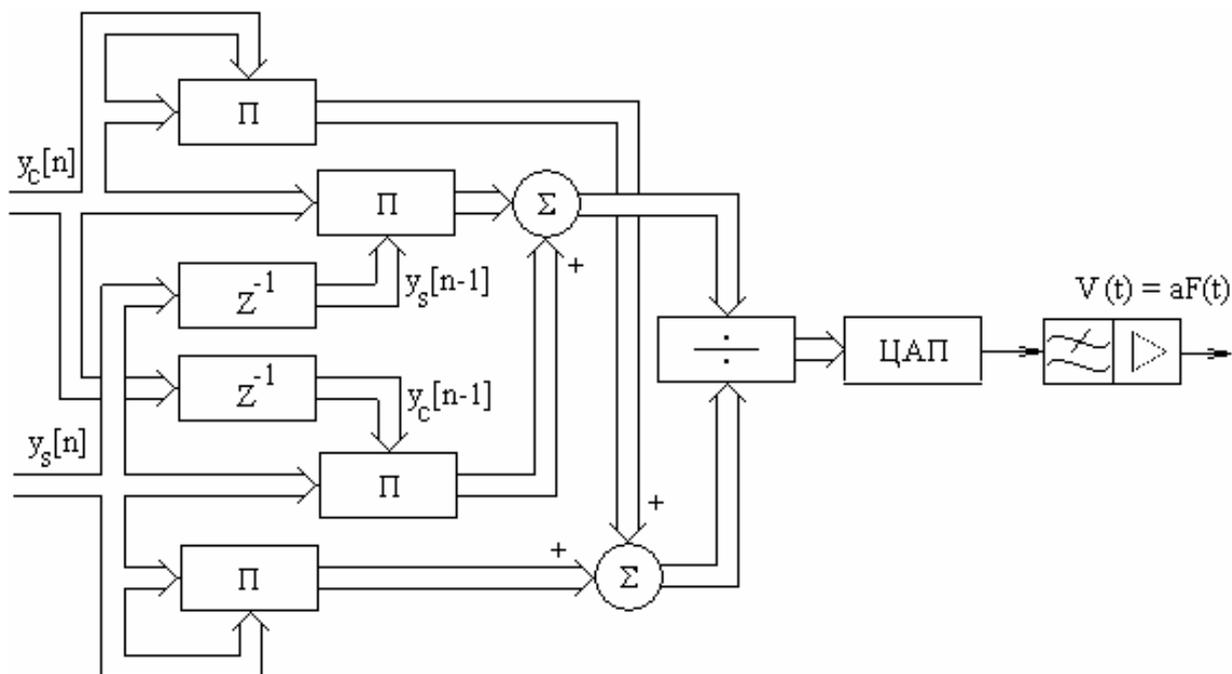


Рис. 6.7. Схема цифрового детектора ЧМ-сигнала:
 z^{-1} - задержка на шаг дискретизации Δt ;
 \div - устройство деления [4]

Цифровой детектор ОМ-сигнала (ЦД-ОМ)

При однополосной модуляции несущая частота f_c радиосигнала подавляется вместе со второй боковой полосой АМ-сигнала. В результате дискретизации ОМ-сигнала его спектральная плотность преобразуется в дискретную последовательность $S_d(f)$ на оси частот, одна из дискретных составляющих которого вблизи нуля сдвигается со спектром модулирующей функции. Эту составляющую можно выделить применяя алгоритм двухмерного ЦФ для фильтрации узкополосного радиосигнала (рис.6.2). Поскольку АЧХ аналогового прототипа (резонансной системы УПЧ) симметрична относительно частоты f_c , то ЦФ является полосовым (ЦПФ) и в нём обязательно наличие перекрёстных связей. Полученные сигналы $\{y_c[n], y_s[n]\}$ используются далее для вычисления результата детектирования ОМ-сигнала по формуле $Y[n] = \sqrt{y_c^2[n] + y_s^2[n]}$. Следовательно, ЦД-ОМ представляет собой последовательное соединение двухмерного ЦПФ и ЦД-АМ. В частном случае, когда с помощью ОМ-сигнала передаются речевые сообщения и фазовые соотношения между

спектральными составляющими модулирующей функции не играют важной роли, структурная схема ЦД-ОМ упрощается и принимает вид, приведённый на рис.6.8 [4]. В этой структуре ЦПФ1 и ЦПФ2 имеют импульсные характеристики $h_c[n]$ и $h_s[n]$, аналогичные показанным на рис.6.2.

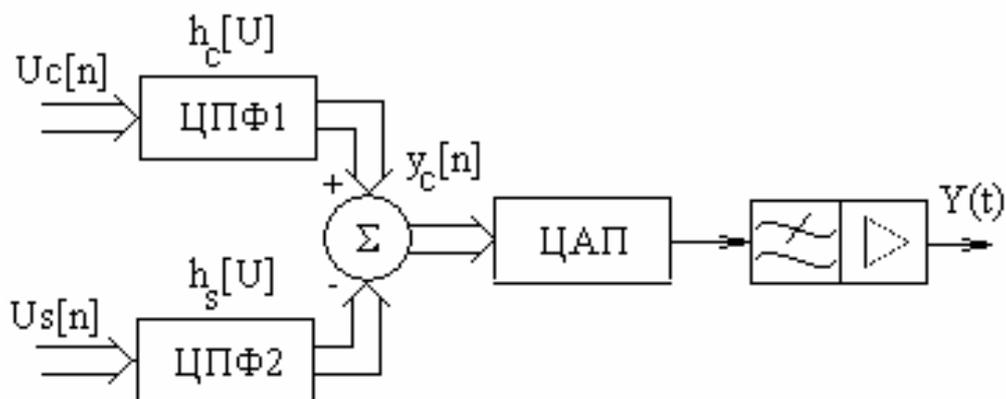


Рис. 6.8. Схема цифрового детектора ОМ-сигнала

Цифровые демодуляторы амплитудно-манипулированного и частотно-манипулированного сигналов

При передаче дискретных сообщений широко применяются такие виды модуляции, как манипуляция по амплитуде (АМн) или по частоте (ЧМн). Элементарные сообщения «0» и «1» передаются путём задания разных значений по амплитуде (U_0 и U_1) или расстройки по частоте ($-\Delta F$ и ΔF) радиосигнала в пределах определённого интервала времени (такта). Следовательно, в простейшем случае для выделения таких сообщений можно использовать ЦД-АМ и ЦД-ЧМ. В курсовом проекте достаточно ограничиться выбором этих демодуляторов. На выходе ЦД-АМ и ЦД-ЧМ следует вместо ЦАП включить цифровое пороговое устройство ЦПУ, которое обеспечивает формирование двоичного кода принятого сообщения. По согласованию с преподавателем можно выбрать более сложные схемы демодуляторов, обеспечивающие высокое качество радиоприёма, и реализовать их в цифровом виде. Сведения о таких демодуляторах имеются в литературе по системам связи [2,3].

Цифровая ФАП

Для цифровой ФАП характерна точность подстройки частоты. Структурная схема приёмника с ЦФАП показана ана рис.6.9.

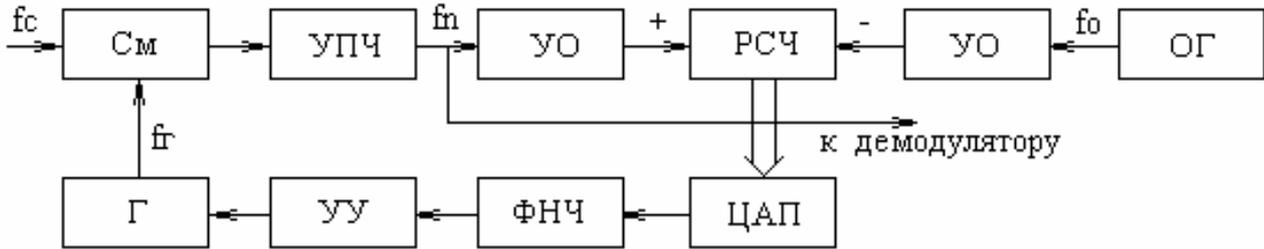


Рис. 6.9. Структурная схема приёмника с ЦФАП

Сигнал с выхода УПЧ, имеющий частоту $f_n = f_c - f_Г$, преобразуется в усилителе-ограничителе в последовательность нормализованных импульсов с частотой f_n и поступает на вход сложения реверсивного счётчика РСЧ. На вход вычитания РСЧ поступает последовательность импульсов с частотой f_0 , получаемая от опорного генератора ОГ. РСЧ выполняет функции идеального интегратора разности частот импульсных последовательностей на его входах. Код текущего числа импульсов в РСЧ преобразуется с помощью ЦАП в аналоговое напряжение, которое через ФНЧ и управляющее устройство управляет частотой гетеродина Г. Если $f_n > f_0$, то число импульсов в единицу времени на входе сложения РСЧ будет больше, чем на входе вычитания. Это приведёт к общему росту числа импульсов, зафиксированных в РСЧ, и вызовет рост напряжения на выходе ЦАП. При нижней настройке гетеродина частота сигнала гетеродина под действием сигнала управителя будет увеличиваться до тех пор, пока не установится равенство $f_n = f_0$. При этом в РСЧ будет срабатывать только первый разряд счётчика, пульсации выходного напряжения ЦАП от этих срабатываний будут сглаживаться фильтром ФНЧ.

В режиме поиска сигнала по частоте импульсы на вход сложения РСЧ поступают и, следовательно, выходное напряжение ЦАП уменьшается по линейному закону. Это приводит к перестройке гетеродина по частоте до тех пор, пока принимаемый сигнал не попадает в полосу пропускания УПЧ. При появлении импульсов на входе сложения РСЧ перестройка гетеродина прекращается и после

окончания переходного процесса система ФАПЧ переходит в режим слежения за частотой принимаемого сигнала. Методика расчёта ФАПЧ приведена в [1, с.176; 291-296]; [8, с.91-95]; [12].

Цифровые устройства автоматической регулировки усиления (ЦАРУ) и регулировки порога (ЦАРП) принятия решения

Все профессиональные РПУ содержат систему АРУ. Связные, навигационные, командные и др. приёмники используют инерционную автоматическую регулировку усиления. Традиционные схемы АРУ применяют аналоговые методы регулировки усиления линейного тракта приёмника. Использование цифровой АРУ позволяет поддерживать высокое постоянство напряжений на выходе РПУ, что особенно важно для работы различных автоматов (рулевых машин, систем управления полётом и т.д.). В простейшем виде цифровая АРУ реализуется просто заменой аналоговой обработки в петле обратной связи на цифровую. Чаще всего при этом используют бинарное квантование сигнала, а усиление изменяют за счёт изменения коэффициентов передачи аттенюаторов, включаемых в линейный тракт приёмника. Необходимые сведения для проектирования таких систем АРУ можно найти в литературе [8, с.88...91].

В приёмных устройствах РЛС применяется так называемая шумовая автоматическая регулировка усиления (ШАРУ). Схемы автоматической регулировки усиления РПУ по уровню шума в настоящее время чаще всего реализуются цифровыми методами на основе цифрового вычислителя. На рис.6.10 представлена одна из возможных схем цифровой шумовой АРУ.

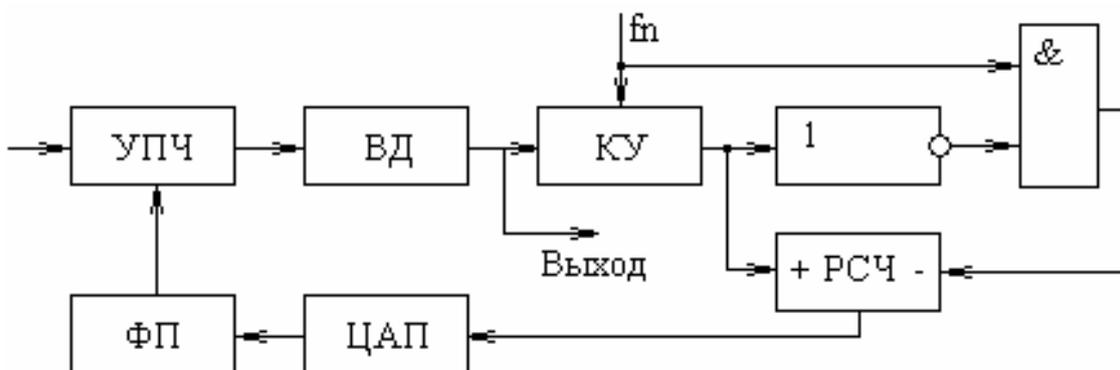


Рис. 6.10. Схема цифровой ШАРУ

Сигнал с выхода видеодетектора ВД подаётся на двухуровневое квантующее устройство КУ. Выборки сигнала берутся с частотной дискретизацией $f_d \geq 2P_{\text{ву}}$, где $P_{\text{ву}}$ полоса РПУ по видеочастоте.

При превышении порога $U_{\text{п}}$ бинарное КУ формирует нормализованные по амплитуде импульсы, следующие с частотой дискретизации f_d . Эти импульсы поступают на прямой вход (сложение) реверсивного счётчика РСЧ и с инверсией на вход схемы И. На второй вход схемы И поступают импульсы дискретизации по дальности. Когда пороговое напряжение $U_{\text{п}}$ не превышено на выходе схемы И, образуются импульсы А, которые поступают на обратный вход (вычитание) реверсивного счётчика. В установившемся режиме частота следования импульсов А на прямом входе РСЧ равна частоте импульсов на обратном входе РСЧ, поэтому схема стабилизирует среднюю вероятность превышения шумом порога квантования $P_{\text{ш}} = 0,5$.

При рэлеевском распределении напряжения шума на выходе видеодетектора схема ЦШАРУ стабилизирует эффективное напряжение шума на выходе УПЧ РПУ.

Рекомендации и дополнительные сведения для проектирования ЦШАРУ имеются в [1, с.278...285, с.320].

Для РЛС с автоматизированными методами обработки сигналов и принятия решений первостепенной становится проблема стабилизации вероятности ложных тревог $P_{\text{лт}}$ на выходе устройства первичной обработки сигнала. Если величина $P_{\text{лт}}$ нестабильна, то с её ростом возможна перегрузка устройства вторичной обработки сигнала, что может привести к появлению ложных целей и ложных траекторий. Уменьшение значений $P_{\text{лт}}$ сопровождается уменьшением вероятности правильного обнаружения $P_{\text{по}}$ и может привести к пропуску (потере) целей. Задача стабилизации $P_{\text{лт}}$ решается с помощью автоматического регулятора порога. Схема цифровой АРП может быть выполнена аналогично показанной на рис.6.10. Рекомендации по её расчёту имеются в [1, с.163...170, 285...291, 313, 321].

7. ПОРЯДОК РАСЧЕТА АНАЛОГОВОЙ ЧАСТИ РПУ

Предварительный расчет следует начать с выбора типовой схемы радиоприемного устройства. В большинстве случаев профессиональные радиоприемники выполняются по супергетеродинной схеме, обеспечивающей высокую чувствительность и избирательность.

В результате предварительного расчета данная схема уточняется. В первую очередь решается вопрос о количестве преобразований частоты, наличии усилителя радиочастоты, выбираются средства, обеспечивающие заданную избирательность РПУ. Конкретизируются требования к узлам и блокам, входящим в схему приемника.

Предварительный расчет схемы РПУ РЛС имеет некоторые особенности, связанные с тем, что требования к ослаблению побочных каналов приема обычно невысоки (12...20 дБ). Поэтому всегда выбирают типовую схему построения высокочастотной головки приемника. Следует лишь определить необходимость применения малошумящего усилителя - МШУ.

Расчет числа преобразований и промежуточных частот начинают с определения полосы пропускания приемника Π .

Полоса пропускания линейного тракта приемника зависит от ширины спектра принимаемого сигнала Π_c , при которой обеспечивается воспроизведение передаваемых сообщений с допустимыми искажениями, запаса на доплеровское смещение частоты сигнала от подвижного объекта Δf_d , нестабильности и неточности настройки приемника $\Pi_{нс}$ [1,19,20].

$$\Pi = \Pi_c + 2\Delta f_d + \Pi_{нс} . \quad (7.1)$$

При передаче непрерывных сообщений $S(t)$ ширина спектра принимаемого радиосигнала Π_c может быть найдена по известным параметрам модулирующего сигнала и виду модуляции [20, с.44, 45].

Так, при двухполосной АМ (А3)

$$\Pi_c = 2F_B , \quad (7.2)$$

где F_B - верхняя (максимальная) частота в спектре модулирующего сигнала.

При однополосной АМ с ослабленной несущей (А3А)

$$\Pi_c = F_B , \quad (7.3)$$

При однополосной модуляции с подавленной несущей (АЗУ)

$$Пс = F_B - F_H , \quad (7.4)$$

где F_H - нижняя (минимальная) частота в спектре модулирующего сигнала.

При частотной модуляции (F3)

$$Пс = 2F_B \left(1 + M_{чМ} + \sqrt{M_{чМ}} \right) , \quad (7.5)$$

где $M_{чМ} = \Delta f_m / F_B$ - индекс частотной модуляции,

Δf_m - девиация частоты.

При передаче дискретных сообщений (в частности, кодовых посылок, телеграфных сигналов) наиболее широкий спектр получается у периодической последовательности элементарных импульсов и пауз.

При этом частота манипуляции

$$F_{МАН} = \frac{1}{2\tau_C} = \frac{B}{2} ,$$

где τ_C - длительность элементарного символа, с;

B - скорость телеграфирования, Бод.

Максимальная частота, которую должен пропускать канал связи, может быть определена из выражения

$$F_B = a \cdot F_{МАН} , \quad (7.6)$$

где $a = 3...5$ при регистрации сигналов методом укороченного контакта и $a = 1$ при регистрации интегральным способом.

С учетом изложенного ширина спектра радиосигнала при амплитудной манипуляции (А1)

$$Пс = 2F_B = a \cdot B . \quad (7.7)$$

При амплитудной тональной манипуляции (А2)

$$Пс = 2(F_0 + F_B) = 2(F_0 + a \cdot F_{МАН}) , \quad (7.8)$$

где $F_0 = 800...1000$ Гц - частота тона.

При частотной манипуляции (F1) для $1,5 < M_{чМ} < 5,5$

$$Пс = 1,3\Delta f_1 + 0,55B , \quad (7.9)$$

где $M_{чМ} = \frac{\Delta f_1}{B}$, Δf_1 - разнос между максимальной и минимальной частотами радиосигнала. Чаще всего $\Delta f_1 = 1$ кГц.

Для $5,5 \leq M_{чм} < 20$

$$P_c = \Delta f_1 + 1,9B, \quad (7.10)$$

Для приемников импульсных радиосигналов обычно полосу P_c выбирают из соотношения

$$P_c \approx \frac{1 \dots 2}{\tau}, \quad (7.11)$$

где τ - длительность радиоимпульса.

Если радиоимпульс имеет прямоугольную огибающую, то максимальное отношение $P_c / P_{ш}$ достигается при $P_c \approx \frac{1,37}{\tau}$ [1,3].

В том случае, когда необходимо обеспечить малые искажения фронта радиоимпульса, то $P_c \approx \frac{1}{t_Y}$,

где t_Y - допустимое время установления переднего фронта импульса на выходе линейного тракта приемника.

Если в задании на курсовой проект заданы τ и t_Y , то следует выбрать большее значение P_c .

Общая нестабильность частоты и неточность настроек гетеродина, УПЧ приемника определяется соотношением [1,19,20]

$$P_{нс} \approx 2\sqrt{(\delta f_c)^2 + (\delta f_G)^2 + \delta(f_{нг})^2 + \delta(f_{нупч})^2}, \quad (7.12)$$

где $\delta f_c = v_c \cdot f_c$ и $\delta f_G = v_G \cdot f_G$ - абсолютные нестабильности несущей частоты сигнала и частоты гетеродина приемника (v_c, v_G - относительные нестабильности частоты сигнала и гетеродина), $\delta f_{нг}$, $\delta f_{нупч}$ - неточности настроек гетеродина и УПЧ.

Для профессиональных приемных устройств часто считают, что $\delta f_{нг}, \delta f_{нупч} = 0$.

Может оказаться, что величина $P_{нс}$ соизмерима или даже больше ширины спектра принимаемого радиосигнала P_c .

Чтобы избежать необходимости существенного расширения полосы пропускания приемника - P , а значит и ухудшения его чувствительности, в этом случае следует применить систему автоматической подстройки частоты гетеродина приемника. Коэффициент автоподстройки АПЧ достигает (30...100), в это же число раз

уменьшается и $\Pi_{нс}$, т.е. полоса приемника будет определяться практически целиком спектром принимаемого сигнала.

Доплеровское смещение несущей частоты Δf_D передатчика, который перемещается относительно приемника с радиальной скоростью \mathcal{G}_P , равно $\Delta f_D = \mathcal{G}_P / c \cdot f_c$,

где $c \approx 3 \cdot 10^8$ - скорость распространения радиоволн.

Для РПУ РЛС, работающей по отражаемому сигналу, это смещение удваивается.

Расчет числа преобразований и выбор промежуточных частот связанных, навигационных, командных приемников базируется на анализе неравенств, ограничивающих значение промежуточной частоты снизу (с учетом требований к избирательности по зеркальному каналу - $S_{зк}$) и сверху (с учетом требований к избирательности по соседнему каналу - $S_{ск}$), (см., например, [20, с.51...54]). Так, при одноконтурной входной цепи и "n" каскадном резонансном усилителе радиочастоты

$$f_{ПР1} \geq 0,25 f_{МАХ} \left[\left(\epsilon + \sqrt{\epsilon^2 + 4} \right) - 2 \right], \quad (7.13)$$

где $\epsilon = d_{\mathcal{E}} \sqrt{\frac{n+1}{2}} \sqrt{S_{зк}} - 1$ - вспомогательный безразмерный коэффициент;

$d_{\mathcal{E}}$ - эквивалентное затухание контуров УРЧ;

$f_{МАХ}$ - максимальная частота настройки приемника.

Верхняя граница промежуточной частоты ищется из соотношения

$$f_{ПР2} \leq (1,1 \dots 1,2) PQ_{\mathcal{ЭПЧ}} \cdot \Psi(m), \quad (7.14)$$

где $Q_{\mathcal{ЭПЧ}}$ - эквивалентная добротность контуров УПЧ;

$\Psi(m)$ - функция, учитывающая тип избирательной системы (одноконтурная, со связанными контурами и т.д.) и их числа [19, с.272 ... 274].

Если $f_{ПР1} > f_{ПР2}$, то обеспечение заданных требований по избирательности возможно с однократным преобразованием частоты. Промежуточная частота должна быть выбрана между $f_{ПР1}$ и $f_{ПР2}$. В настоящее время сложилась сетка значений промежуточных частот: 0,115; 0,455; 0,465; 0,5; 0,915; 1,2; 1,6; 1,9; 2,2; 4,5; 6,5; 6,8; 10,0; 10,7; 15,0; 30,0; 60,0; 90,0; 120,0 МГц.

Рекомендуется выбирать значение промежуточной частоты из этого ряда. В технически обоснованных случаях могут быть использованы и другие частоты, но в любом случае промежуточная частота не должна находиться в диапазоне рабочих частот приемника и не должна совпадать с частотой какого-либо мощного передатчика.

Если $f_{ПР1} < f_{ПР2}$ приемник должен иметь двухкратное преобразование частоты [19,20]. Промежуточные частоты выбираются в соответствии с условиями (7.13) и (7.14).

Радиолокационные приемники строятся, как правило, с однократным преобразованием. Промежуточная частота определяется длительностью зондирующего импульса РЛС

$$f_{ПР} \geq \frac{10 \dots 20}{\tau_u} . \quad (7.15)$$

Значение промежуточной частоты выбирается тоже из указанного выше ряда частот, обычно это – 30,0; 60,0; 90,0 или 120,0 МГц.

При выборе промежуточных частот следует также учитывать то, что наряду с обычными избирательными системами LC - типа в последнее время стали широко применяться кварцевые монолитные, электромеханические, пьезокерамические, пьезомеханические фильтры и фильтры на поверхностных акустических волнах (ПАВ). Применение этих фильтров позволяет упростить схемное решение приемника и в ряде случаев использовать однократное преобразование частоты вместо двухкратного [8, с.170...225].

В последнее время в схемотехнике УПОС наметилась тенденция использования первой промежуточной частоты выше максимальной частоты принимаемого сигнала $f_{МАКС}$. Это дает возможность существенно упростить преселектор, поскольку все побочные продукты преобразования переходят в область частот, отстоящую достаточно далеко и выше $f_{МАКС}$. Фильтрация их упрощается и часто бывает достаточно простой одноконтурной входной перестраиваемой цепи, неперестраиваемых полосовых фильтров или даже неперестраиваемого фильтра нижних частот.

В приемниках с двойным преобразованием частоты необходимо учитывать наличие дополнительной зеркальной частоты, получающейся при втором преобразовании.

При распределении заданной избирательности между различными блоками РПУ следует исходить из приведенных в задании

требований к односигнальной избирательности по соседним, зеркальным каналам и каналу прямого прохождения .

В случае необходимости (например, при проектировании приемника с неперестраиваемым широкополосным преселектором) следует принять во внимание требования по многоканальной избирательности и блокированию (забитию) приемника, учитывающие нелинейные эффекты в усилительных приборах, варикапах, сердечниках из ферромагнитных материалов, диодах. Борьба с такого рода эффектами заключается в таких построениях схем, которые бы в максимальной степени позволили отказаться от элементов с нелинейными эффектами, в применении балансных, кольцевых схем в преселекторе и первом преобразователе частоты, выборе в качестве первых усилительных элементов биполярных транзисторов средней мощности, работающих в сильноточном режиме (при токах покоя порядка 30 ... 50 мА и более), или полевых транзисторов, введении местных отрицательных обратных связей в первые каскады, применении отдельной схемы АРУ в преселекторе и т.д.

В супергетеродинном приемнике избирательность по соседним каналам в основном реализуется в каналах усиления основной (последней) промежуточной частоты. Поэтому ширина полосы пропускания тракта усиления основной промежуточной частоты берется близкой к полосе всего радиотракта с небольшим запасом

$$\Delta f_{ПЧ} = (1,1 \dots 1,2) \Pi ,$$

причем коэффициент прямоугольности K_n должен удовлетворять условию заданного ослабления соседних каналов приема на уровне заданной избирательности [1,19,20].

Тогда

$$K_n < \frac{2\Delta f_{СК}}{\Pi} ,$$

где $\Delta f_{СК}$ - разнос соседних каналов.

Избирательность по побочным каналам первого преобразования частоты обеспечивается ($S_{ДОП}$) преселектором, а избирательность по побочным каналам второго преобразования - фильтрами в цепях выделения первой промежуточной частоты. По заданному ослаблению побочных каналов и следует рассчитывать все избирательные системы.

Порядок распределения заданной избирательности и заданной ширины полосы пропускания между узлами приемника в зависимости от вида его структурной схемы подробно изложен в [19, с.18-19; 35-37]; [20, с.84-90].

Наличие перестраиваемого преселектора в диапазонном приемнике предполагает расчет числа поддиапазонов и их границ. При определении числа поддиапазонов следует вычислить коэффициент перекрытия всего диапазона

$$K_D = f_{\text{МАКС}} / f_{\text{МИН}} ,$$

где $f_{\text{МАКС}}$ и $f_{\text{МИН}}$ – максимальная и минимальная частоты настройки приемника, указанные в задании.

В профессиональных приемных устройствах обычно применяют разбивку на поддиапазоны с постоянным частотным интервалом.

Коэффициент перекрытия поддиапазона $K_{\text{ПД}}$ применяют для частот от 0,1 до 1,5 МГц примерно (2 ...3); для частот от 1,5 до 6 МГц - (1.5 ... 2.5); для частот от 6 до 30 МГц - (1.1...1.7); для частот от 30 до 300 МГц - (1.05...1.2). Если $K_D > K_{\text{ПД}}$, то определяется необходимое число поддиапазонов

$$N_{\text{пд}} = \frac{\lg f_{\text{МАКС}} \cdot \lg f_{\text{МИН}}}{\lg K_{\text{ПД}}} .$$

Полученное число $N_{\text{пд}}$ округляется до большего целого $N'_{\text{пд}}$, которое и принимается за число поддиапазонов. При этом следует уточнить $K_{\text{ПД}}$ по формуле $K'_{\text{ПД}} = N'_{\text{пд}} \sqrt{f_{\text{МАКС}} / f_{\text{МИН}}} .$

После выбора $N'_{\text{пд}}$ следует вычислить крайние частоты поддиапазонов, округляя их для упрощения схем цепей управления. Верхнюю частоту каждого i -го поддиапазона, являющуюся нижней для следующего $(i+1)$ -го поддиапазона, находим из соотношения

$$f_{\text{МАКС}_i} = K'_{\text{ПД}} \cdot f_{\text{МИН}} \cdot i - f_{\text{МИН}} \cdot i + 1 .$$

Для обеспечения перекрытия поддиапазонов при наличии дестабилизирующих факторов границы поддиапазонов берутся с небольшим запасом (порядка 3...5%). Методика расчета при разбивке диапазона на поддиапазоны изложена в [19, с.32 – 35]; [20, с. 57 – 75].

Важной частью приемника являются резонансные системы. В зависимости от рабочей частоты они могут быть как с сосредоточенными, так и с распределенными параметрами. В РПУ километ-

рового, гектаметрового, декаметрового и метрового диапазонов широко применяются контуры с сосредоточенными постоянными, состоящие из индуктивности L и емкости C . Настройка контуров с сосредоточенными параметрами может быть осуществлена емкостью или индуктивностью. По конструктивным соображениям чаще всего используется настройка емкостью.

Добротность контура, нагруженного с обеих сторон (эквивалентная добротность), может быть принята равной (30...60).

Приближенные значения индуктивностей L катушек контуров, которые можно реализовать на разных частотах, приведены ниже в табл. 7.1

Таблица 7.1

Типовые значения величин индуктивностей
контурных катушек РПУ

Диапазон частот, МГц	0,1-0,5	0,5-1,0	1-5	5-10	10-20	20-40	40-100
$L_{\text{мин}}$, мкГн	1000-400	400-250	250-20	20-10	10-5	5-0,8	0,8-0,05

Поскольку, как правило, настройка осуществляется одновременно в нескольких резонансных системах, используются блоки переменных конденсаторов, объединяющие несколько конденсаторов с изменяемой емкостью на одной оси. В современных профессиональных приемниках блоки переменных конденсаторов применяют не часто, так как, несмотря на простоту настройки, очень трудно обеспечить их совместную работу с цифровыми синтезаторами частоты, вырабатывающими гетеродинные напряжения. В этих случаях широко используются варикапы.

Для электрической перестройки контуров применяются, в основном, сплавные и эпитаксальные кремниевые варикапы, у которых зависимость емкости от управляющего напряжения U_p выражается соотношением

$$C_B = C_H \sqrt{\frac{\varphi_K + U_H}{\varphi_K + U_P}},$$

где C_H - номинальная емкость, приведенная в справочнике и измеренная при номинальном управляющем напряжении U_H ;

φ_K - контактная разность потенциалов, равная для кремниевых варикапов (0,6...0,8)В.

Выбор управляющего напряжения, прикладываемого к варикапу, производится на интервале между максимально допустимым напряжением $U_{МАКС}$, указанным в паспорте варикапа, и минимальным напряжением $U_{МИН}$, составляющими для кремниевого варикапа (0,2...0,5)В.

Коэффициент перекрытия по емкости в рабочем интервале между $U_{МАКС}$ и $U_{МИН}$ находится по формуле

$$K_C = \frac{C_{B_МАКС}}{C_{B_МИН}} = \sqrt{\frac{U_{МАКС} + \varphi_K}{U_{МИН} + \varphi_K}}.$$

Добротность варикапа $Q_B = 1/\omega C_B r_B$ зависит от частоты и управляющего напряжения (емкости). При постоянном управляющем напряжении добротность варикапа обратно пропорциональна частоте. При одной и той же частоте добротность варикапа обратно пропорциональна \sqrt{U} .

Если известна добротность варикапа Q_{B1} на частоте f_1 при управляющем напряжении U_1 , то добротность варикапа Q_{B2} на частоте f_2 при управляющем напряжении U_2 может быть определена с достаточной для практики точностью по формуле

$$Q_{B2} = Q_{B1} \frac{f_1}{f_2} \sqrt{\frac{\varphi_K + U_2}{\varphi_K + U_1}}.$$

Если добротность колебательного контура без варикапа с эквивалентным ему конденсатором, не вносящим потерь, равна Q_K , а добротность варикапа в данной рабочей точке равна Q_B , тогда результирующая добротность колебательного контура составит

$$Q = \frac{Q_K}{1 + m Q_K / Q_B},$$

где m - вес емкости варикапа C_B в полной емкости колебательного контура, например, если емкость колебательного контура состоит из параллельно соединенных емкости C_0 и емкости варикапа C_B , то

$$m = 1/(1 + C_0/C_K).$$

Для того чтобы не происходило заметного ухудшения добротности контура из-за потерь в варикапах, нужно стремиться к тому, чтобы выполнялось неравенство

$$Q_B > (2 \dots 3) m Q_K .$$

Выполнение неравенства обеспечивается выбором типа варикапа и пределов изменения управляющего напряжения. При известных пределах изменения управляющего напряжения достижение заданного коэффициента перекрытия по поддиапазону КПД может быть получено за счет включения параллельно контуру дополнительной емкости C_0 , величина которой определяется по формуле

$$C_0 = \frac{1 - K^2 n \delta / K_c}{K^2 n \delta - 1} C_{B_МАКС} ,$$

где $C_{B_МАКС}$ - максимальная величина емкости варикапа. При отрицательном значении C_0 необходимо либо увеличить пределы изменения управляющего напряжения, либо выбрать другой тип варикапа, либо уменьшить коэффициент перекрытия поддиапазона за счет увеличения количества поддиапазонов.

Нелинейная зависимость емкости варикапа от приложенного напряжения, в том числе и от напряжения входного сигнала, может быть причиной нелинейных искажений. Эффективным средством борьбы с такого рода искажениями является применение варикапных матриц, в которых два одинаковых по параметрам варикапа включены навстречу друг другу (рис.7.1).

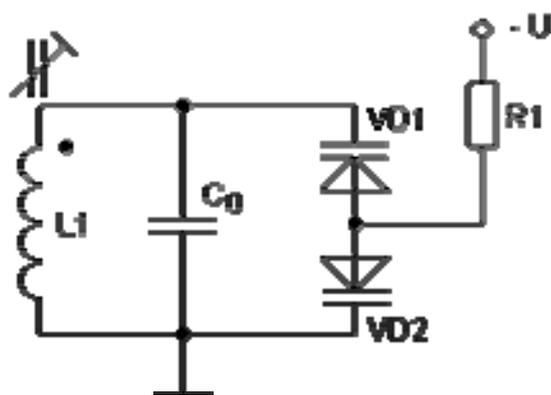


Рис. 7.1. Схема включения варикапной матрицы

Переменная емкость контура, создаваемая двумя встречноключенными варикапами, в два раза меньше емкости одного варикапа.

Методика расчета схем с электронной перестройкой частоты изложена в [20, с.152 –157].

Резонансные системы обычного LC – типа на частотах выше 200...250 МГц применять становится нецелесообразно, так как размеры катушек получаются малыми и физическое выполнение их затрудняется. Рост активных потерь, определяемых сопротивлением потерь, и снижение характеристического сопротивления приводит к падению резонансного сопротивления контура и увеличению его полосы пропускания.

В качестве резонансных систем, допускающих перестройку в широком диапазоне метровых и дециметровых волн примерно до 1500...1800 МГц, находят применение широкодиапазонные контуры переходного типа. На частотах более 200 МГц в настоящее время в качестве резонансных систем чаще всего используются полосковые и микрополосковые линии, реже коаксиальные или волноводные резонаторы.

Полосковые линии обладают значительными преимуществами по сравнению с коаксиальными и волноводными линиями передачи. Они имеют малые габариты, массу, невысокую стоимость, простую конструкцию, широкий диапазон частот, составляющий 100...30000 МГц. Добротности микрополосковых резонаторов обычно не превышают 150...200, поэтому при необходимости получения высокой избирательности в таких резонаторах применяют многозвенные фильтры.

Еще одной разновидностью резонансных систем, используемых в сантиметровом и миллиметровом диапазонах, являются миниатюрные резонансные устройства на ферромагнитных монокристаллических материалах и, прежде всего, на кристаллах железиттриевого граната (ЖИГ - резонаторы). Эти резонаторы позволяют получать добротности от 1000 до 10000 и могут быть сделаны в интегральном исполнении.

Вопросы расчета указанных выше резонансных систем изложены в [8, с.225 – 265]; [19, с.122 – 153, 187 – 200].

Структурная схема радиоприемного устройства, принципы построения его первых каскадов в значительной степени определяются также заданной чувствительностью приемника. В диапазонах километровых, гекаметровых и декаметровых волн реальная чувствительность РПУ полностью определяется уровнем внешних помех и

нет необходимости в расчетах коэффициента шума приемника. Начиная с метрового диапазона волн принято считать, что (на рабочих частотах более 30,0 МГц) реальная чувствительность радиоприемных устройств, в основном, определяется шумовой температурой приемника (его коэффициентом шума) [1,19,20].

В метровом диапазоне чувствительность РПУ обычно задается величиной ЭДС, индуцированной в антенне E_A при требуемом отношении $U_c/U_{ш}$ на выходе приемника $\gamma_{ВЫХ}$. Тогда допустимый коэффициент шума, обеспечивающий заданную чувствительность приемника, может быть найден по формуле

$$N \leq \frac{\left[\left(E_A^2 / \gamma_{ВХ}^2 \right) - E_{П}^2 h_D^2 \Pi_{Ш} \right]}{4kT_0 \Pi_{Ш} R_A}, \quad (7.16)$$

где $\gamma_{ВХ}$ - минимально допустимое отношение эффективных напряжений сигнал/помеха на входе приемника;

E_H - напряженность поля внешних помех;

h_D - действующая высота приемной антенны;

$\Pi_{Ш}$ - шумовая полоса линейного тракта приемника (можно положить, что $\Pi_{Ш} \approx 1,1\Pi$);

R_A - сопротивление антенны;

$k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/град - постоянная Больцмана;

$T_0 = 293$ К - "комнатная" температура.

В том случае, если известна температура антенны T_A , то удобнее вычислить допустимую температуру РПУ - $T_{ПД}$

$$T_{ПД} \leq \frac{E_A^2}{4kR_A \Pi_{Ш} \gamma_{ВЫХ}} - T_A. \quad (7.17)$$

Коэффициент шума и шумовая температура связаны соотношением [1,3].

$$N = 1 + T_{П}/T_0, \quad T_{П} = T_0(N - 1). \quad (7.18)$$

Величина $\gamma_{ВХ}$ определяется через $\gamma_{ВЫХ}$. Формулы, определяющие зависимость $\gamma_{ВХ} = f(\gamma_{ВЫХ})$ для различных видов модуляции, приведены, например, в [19, с.37 – 60], [20, с.106 – 108]. Так, для амплитудно - модулированного сигнала

$$\gamma_{ВХ} \approx \gamma_{ВЫХ} \sqrt{(k_{П}^2 + m_A^2) \frac{\Pi_{ВЫХ}}{m_A^2 \Pi_{Ш}}}, \quad (7.18)$$

где κ_{Π} - коэффициент, равный 1.41 при гармонической модуляции и $\kappa_{\Pi} \approx 3$ при приеме телеграфного сигнала;

m_A - глубина модуляции;

$$P_{ВЫХ} \approx 1,1 F_{M_МАКС}.$$

Для частотно - модулированного сигнала можно воспользоваться соотношением

$$\gamma_{ВХ} \approx \gamma_{ВЫХ} \sqrt{\frac{\kappa_{\Pi}^2 P_{ВЫХ}}{3 m_{ЧМ}^2 P_{Ш}}},$$

здесь $m_{ЧМ}$ - индекс частотной модуляции.

Напряженность поля внешних помех может быть задана в задании на курсовой проект или она имеется в литературе (см., например, [19, с.13]). В общем случае следует учесть различные типы помех - атмосферные, промышленные, от местной грозы и т.д.

$$E_{\Pi}^2 = \sum_i E_{Ш}^2.$$

На рис.7.1 приведены типовые зависимости напряженности поля помех. Следует учесть, что уровень внешних помех соответствует шумовой полосе, равной 1 кГц. Кривая 1 соответствует среднему уровню атмосферных помех днем, кривая 2 - ночью, кривая 3 - помехе от местной грозы (в пределах прямой видимости), кривая 4 - уровень промышленных помех в крупном аэропорту или населенном пункте, кривая 5 - уровень промышленных помех в сельской местности, линия 6 характеризует максимальный, а линия 7 - минимальный уровень космических шумов.

В том случае, если реальная чувствительность задана в виде напряженности поля сигнала E_C в точке расположения приемной антенны, то для расчета допустимого коэффициента шума РПУ можно воспользоваться формулой

$$N_D = \frac{\left[\left(E_C^2 / \gamma_{ВЫХ}^2 \right) - E_{\Pi} P_{Ш} \right] \cdot h_D^2}{4kT_0 P_{Ш} R_A}. \quad (7.19)$$

Для радиолокационных приемников реальная чувствительность обычно задается в виде номинальной мощности сигнала P_A , отдаваемой антенной согласованному с ней приемнику. В этом случае

$$N_D = \left(\frac{P_A}{\gamma_{BX}^2 \kappa T_0 \Pi_{III}} \right) - \left(\frac{T_A}{T_0} - 1 \right). \quad (7.20)$$

Температура антенны задается в техническом задании или ориентировочно может быть определена из графиков, имеющих в литературе. На рис.7.3 показана типовая зависимость шумовой температуры антенны от рабочей частоты РЛС. График 1 соответствует максимальной, а график 2 - минимальной шумовой температуре приемной антенны.

Подробнее см., например, [1], [19].

Если чувствительность приемника P_{II} задана в размерности дБ/Вт, то мощность сигнала в входе приемника P_A , Вт определяется по формуле $P_A = 10^{P_n/10}$.

С учебными целями, в задании на курсовой проект могут быть заданы системные характеристики РЛС - вероятности ложной тревоги $P_{ЛТ}$ и правильного обнаружения $P_{ПО}$. В этом случае следует определить коэффициент различимости q - отношение $P_c/P_{ш}$ на входе детектора, определяемое заданными вероятностями $P_{ПО}$ и $P_{ЛТ}$.

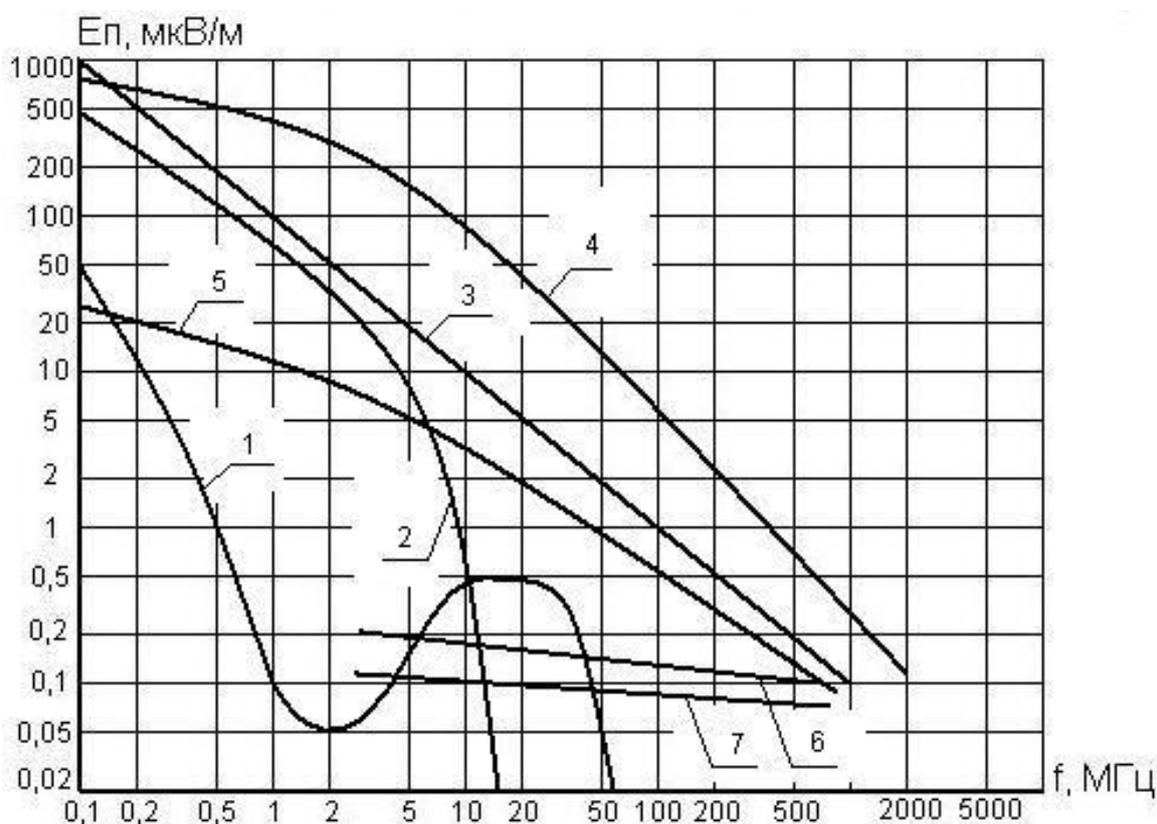


Рис. 7.2. Типовые зависимости напряженности поля помех

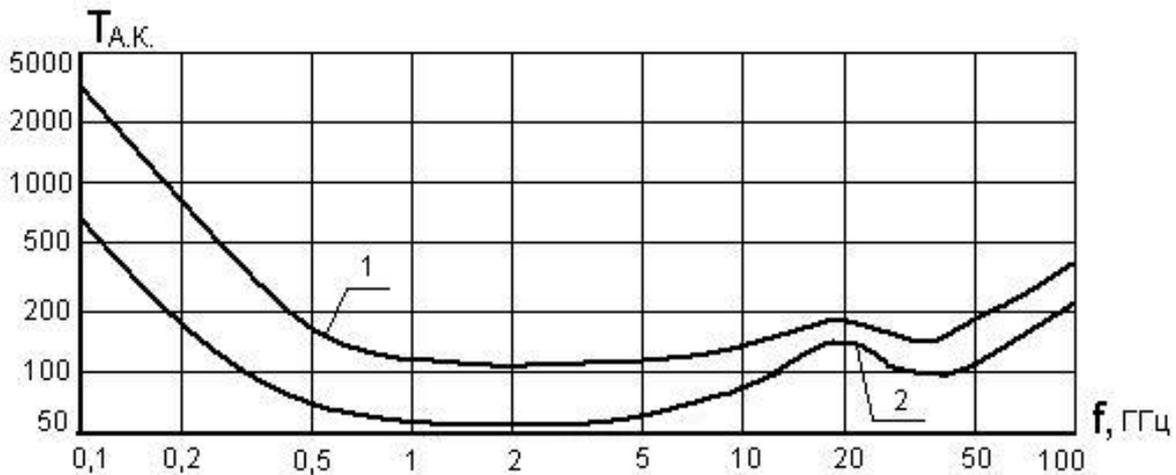


Рис. 7.3. Типовая зависимость шумовой температуры приемника антенны от частоты

Допустимый коэффициент шума приемника получают из уравнения максимальной дальности действия РЛС

$$N_D = \frac{P_{II} \tau_{II} \eta_{II} G_A \bar{G} S_A \eta}{(4\pi)^2 D_{MAX} q k T_0 \xi_{ПРМ}} \cdot \exp[0,115 \cdot \alpha_{KM} D_{MAX}], \quad (7.21)$$

где P_{II} - мощность излучения РЛС в импульсе;

τ_{II} - длительность импульса;

η_{II} - число импульсов, отраженных от цели;

G_A - коэффициент направленного действия (КНД) антенного устройства;

S_A - эффективная площадь раскрытия антенны РЛС;

η - КПД приемо-передающего тракта;

$\xi_{ПРМ}$ - коэффициент потерь в приемном тракте, зависящий от неоптимальности обработки сигналов, памяти системы, числа накапливаемых импульсов;

α_{KM} - коэффициент километрового затухания радиоволн в атмосфере, дБ/км;

G - эффективная площадь рассеивания цели.

Входящие в формулу (60) величины содержатся в тактико-технических требованиях к приемнику РЛС, а также могут быть вычислены на основе анализа этих требований. В частности, длительность

импульса $\tau_{И}$ находится через связь ее с потенциальной разрешающей способностью РЛС по дальности δD

$$\tau_{И} = 2\delta D/c ,$$

где C - скорость распространения радиоволн.

Количество отраженных от цели импульсов

$$n = T_{ОБЛ} / T_{И} ,$$

где $T_{И}$ - период повторения импульсов;

$T_{ОБЛ}$ - время облучения цели в секундах, определяемое выражением

$$T_{ОБЛ} = T_{ОБЗ} \theta_A / \theta_{ОБЗ} = \frac{60\theta_A}{n_{Ц} \theta_{ОБЗ}} ,$$

где $T_{ОБЗ}$ - заданное время обзора в секундах;

θ_A - ширина диаграммы направленности антенны в плоскости обзора;

$\theta_{ОБЗ}$ - заданный сектор углового обзора;

$n_{Ц}$ - число циклов обзора в минуту.

Ширина диаграммы направленности антенны (в градусах) в плоскости обзора зависит от величины раскрыва антенны d_A в горизонтальной плоскости [1]

$$\theta_A \approx (60...70)\lambda / d_A ,$$

где λ - длина волны.

Для однозначности измерения дальности до объектов период повторения импульсов должен удовлетворять следующему условию.

$$T_{И} \geq 2,5D_{МАХ}/C .$$

Эффективная площадь раскрыва антенны связана с КНД антенны

$$G_A = \frac{4\pi \cdot S_A}{\lambda^2} ,$$

КПД приемо-передающего тракта определяется потерями в высокочастотных цепях; обычно $\eta = (0.7...0.9)$.

Коэффициент $\xi_{ПРМ} \geq 1$ может быть представлен произведением

$$\xi_{ПРМ} = \xi_1 \cdot \xi_2 ,$$

где ξ_1 характеризует потери на неоптимальную обработку одиночного импульса;

ξ_2 учитывает потери на неоптимальную обработку при накоплении импульсов пачки.

Чем ближе процесс обработки сигнала в приемном тракте к оптимальному, тем $\xi_{ПРМ}$ ближе к единице. Если приемник построен так, что выделение одиночных импульсов осуществляется за счет согласования полосы приемника с полосой принимаемого сигнала, то $\xi_1 = 1.2$. При этом $Пс = 1,37/\tau_{И}$. Если в качестве накопителя импульсов пачки используется интегрирующее свойство экрана электронно-лучевой трубки индикатора, то $\xi_2 = \sqrt{n_{И}}$.

Минимально допустимое значение коэффициента различимости может быть получено из кривых обнаружения. Обычно кривые обнаружения приводятся в справочниках для одиночного импульса. На рис.7.4 пунктирными линиями изображены кривые обнаружения для медленно флуктуирующих сигналов, сплошными линиями - для быстро флуктуирующих сигналов.

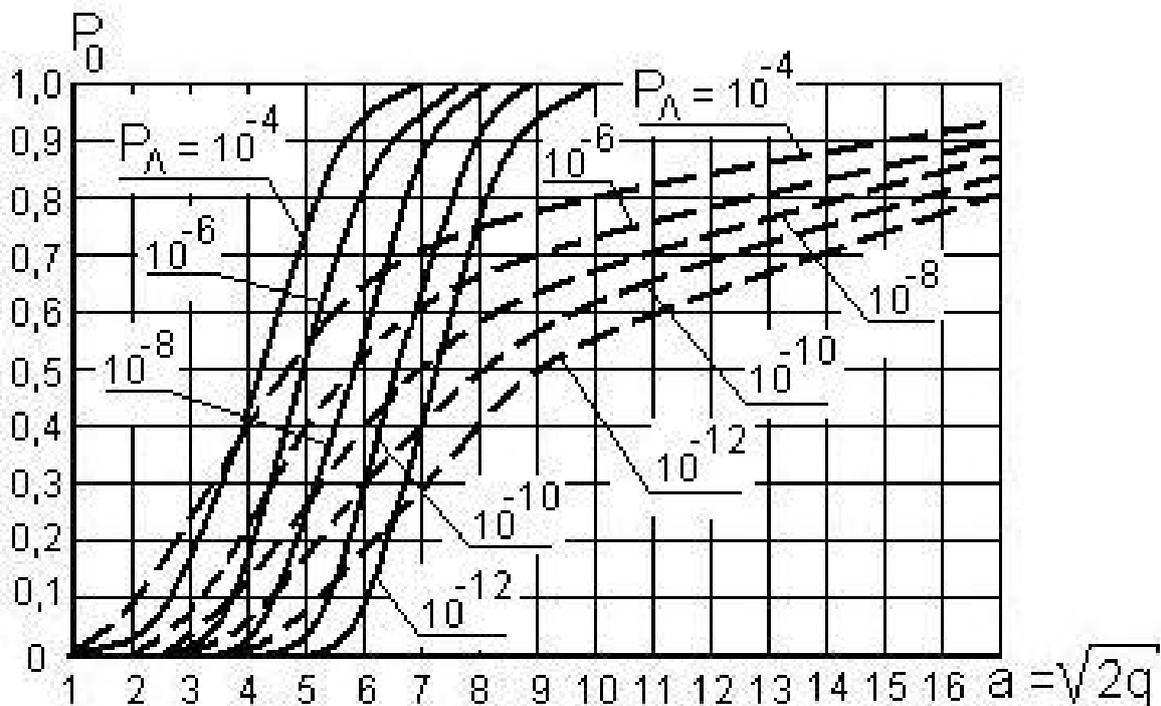


Рис. 7.4. Кривые обнаружения для флуктуирующих сигналов

Вероятность правильного обнаружения P_0 по пачке из $n_{И}$ импульсов дана в задании. Чтобы получить вероятность обнаружения каждого импульса P_0 , нужно воспользоваться формулой

$$P_0 = 1 - n_{И} \sqrt{1 - P_{ПО}},$$

Вероятность ложной тревоги при приеме одиночного импульса из пачки P_L в случае, если обработка всей пачки дает вероятность ложной тревоги, $P_{ЛТ}$ может быть найдена из соотношения

$$P_L = P_{ЛТ} / n_{И}.$$

По полученным значениям P_0 и P_L из кривых обнаружения находят требуемый коэффициент различимости для приема флуктуирующих сигналов с заданным типом флуктуаций.

Пример: Пусть задано $P_{ПО} = 0,82$; $P_{ЛТ} = 10^{-5}$; $n_{И} = 10$, сигнал быстро флуктуирует. Находим: $P_L = P_{ЛТ} / n_{И} = 10^{-5} / 10 = 10^{-6}$;

$P_0 = 1 - \sqrt[n_{И}]{1 - P_{ПО}} = 1 - \sqrt[10]{1 - 0,82} = 0,1$. Из графиков получаем

$a_{МИН} = \sqrt{2q} = 3,6$. Коэффициент различимости $q = a_{МИН}^2 / 2 = 6,5$.

Для определения коэффициента километрового затухания радиоволн в атмосфере в зависимости от длины волны, на которой работает РЛС, следует воспользоваться графиком, показанным на рис.7.5. График учитывает влияние различных метеоусловий на прохождение радиоволн.

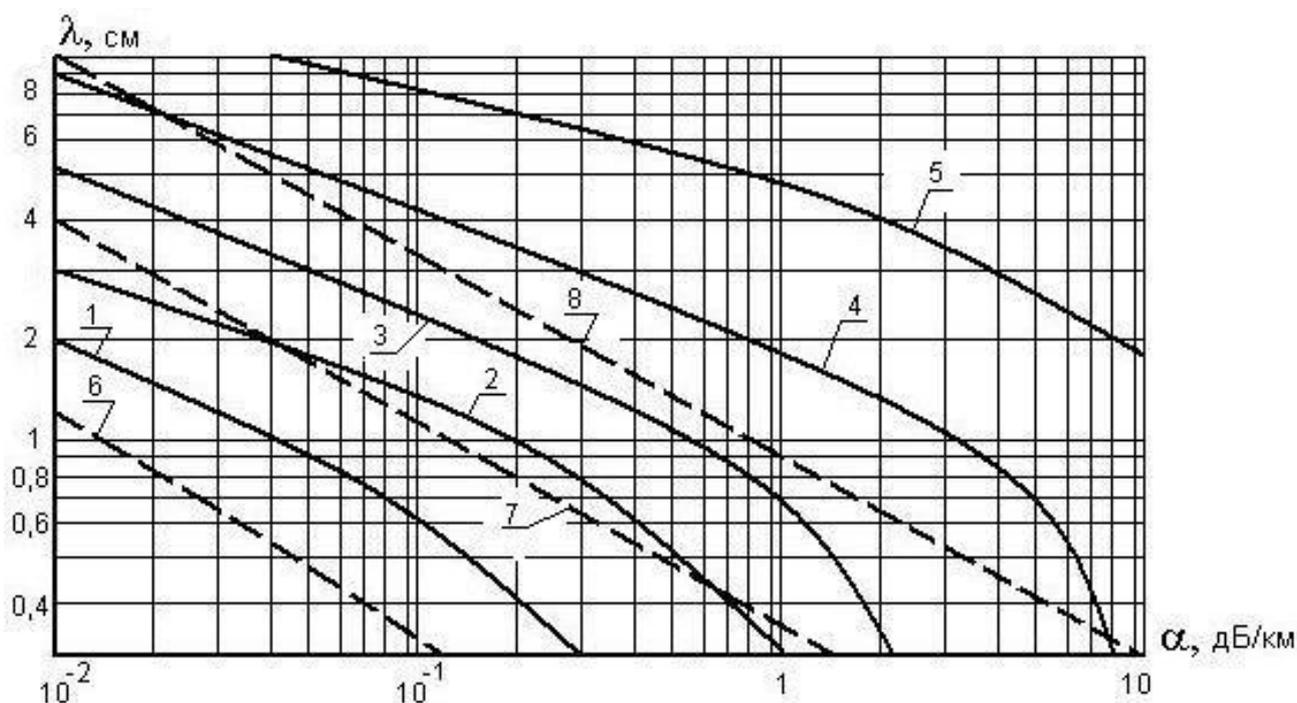


Рис. 7.5. Затухание радиоволн от условий происхождения

Сплошные кривые на рис.7.5 отображают поглощение в дожде:

- 1 - мелкий дождь с осадками 0.25 мм/ч;
- 2 - слабый дождь (1 мм/ч);
- 3 - средний дождь (4 мм/ч);
- 4 - сильный дождь (16 мм/ч);
- 5 - очень сильный дождь (100 мм/ч).

Пунктирные линии на рис.7.5 определяют поглощение в тумане и облаках:

6 - при плотности конденсированной воды 0.032 г/м^3 и видимости около 600 м;

7 - при плотности конденсированной воды 0.32 г/м^3 и видимости около 120 м;

8 - при плотности конденсированной воды 2.3 г/м^3 и видимости около 30 м.

Расчитанный допустимый коэффициент шума должен быть обеспечен за счет рационального выбора структурной схемы приемника. В общем случае коэффициент шума любого приемника можно определить выражением

$$N = \left(N_{ш} + \frac{N_{урч} - 1}{K_{P_вц}} + \frac{N_{пч} - 1}{K_{P_вц} K_{P_урч}} + \frac{N_{упч} - 1}{K_{P_вц} K_{P_урч} K_{P_упч}} \right) \cdot \frac{1}{K_{P\phi}}, \quad (7.22)$$

где $N_{вц}$, $N_{урч}$, $N_{пч}$, $N_{упч}$ - коэффициенты шума входной цепи, усилителя радиочастоты, преобразователя частоты и усилителя промежуточной частоты соответственно;

$K_{P_вц}$, $K_{P_урч}$, $K_{P_упч}$ - коэффициенты передачи по мощности соответствующих блоков;

$K_{P\phi}$ - коэффициент передачи по мощности (к.п.д.) антенно-фидерного тракта ($K_{P\phi} = \eta_{\phi}$), причем $K_{P\phi} = 10^{-0,1 \cdot \beta_{\phi} \cdot l_{\phi}}$, здесь β_{ϕ} - погонное затухание фидера в дБ/м, а l_{ϕ} - длина фидерной линии.

Следует иметь в виду, что данное выражение получено при условии согласования всех каскадов друг с другом. Однако всегда имеются рассогласования на стыках каскадов, так что реальный коэффициент шума РПУ всегда будет больше.

Оценку коэффициентов шума блоков приемника можно найти в литературе [1,19,20] или взять из табл. 7.2.

Расчитанный по формуле (7.22) коэффициент шума РПУ должен быть меньше допустимого, только в этом случае будет обеспечена его заданная чувствительность.

Таблица 7.2

Оценочные значения коэффициентов шума блоков РПУ

Тип схемы	$N_{\text{мин}}$	K_p
Усилитель с общим эмитером (исток)	$2 N_{\text{T мин}}$	$0,15 Y_{21}/Y_{12}$
Усилитель с общей базой (затвором)	$2 N_{\text{T мин}}$	$0,25 Y_{21}/Y_{22}$
Усилитель каскодный транзисторный	$2 N_{\text{T мин}}$	$\frac{0,2 Y_{21}^2}{Y_{12}(Y_{12} + Y_{22})}$
Параметрический усилитель охлаждаемый (77 к)	1,08...1,3	30...300
Параметрический усилитель неохлаждаемый	0,15...0,5	30...300
Преобразователь частоты на транзисторе с общим эмитером (исток)	$4 N_{\text{T мин}}$	0,07
Преобразователь частоты на транзисторе с общей базой (затвором)	$4 N_{\text{T мин}}$	0,09
Преобразователь частоты на полупроводниковом диоде	$t_c/K_{\text{рпч}}$	0,1...0,2

В таблице обозначены:

$N_{\text{мин}}$ - минимальный коэффициент шума цепи;

$N_{\text{T мин}}$ - минимальный коэффициент шума транзистора;

t_c - относительная шумовая температура смесителя;

$K_{\text{рпч}}$ - коэффициент передачи преобразователя частоты по мощности.

Число каскадов в УРЧ и УПЧ зависит от усиления отдельных каскадов, числа резонансных систем, необходимых для получения требуемой избирательности, общего коэффициента усиления радиоприемника, при котором обеспечивается нормальная работа демодулятора. Поэтому важным этапом проектирования является выбор усилительных элементов, расчет их параметров на рабочих частотах и определение по ним усиления каскадов.

При расчете высокочастотных узлов РПУ наиболее широко

используется представление усилительного элемента в виде активного линейного четырехполюсника, причем рассматриваются обычно Y - параметры этого четырехполюсника.

Для основного способа включения транзистора с ОЭ (ОИ) y – параметры моделируются простыми электрическими цепями с частотно-зависимыми элементами. При этом

$$\begin{aligned} y_{11Э} &= g_{11} + j\omega \cdot C_{11} = \frac{1}{r_{11}} + j\omega \cdot C_{11}, \\ -y_{12Э} &= g_{12} + j\omega \cdot C_{12} = \frac{1}{r_{12}} + j\omega \cdot C_{12}, \\ y_{21Э} &= g_{21} - j\omega \cdot C_{21} = \frac{1}{r_{21}} - j\omega \cdot C_{21}, \\ y_{22Э} &= g_{22} + j\omega \cdot C_{22} = \frac{1}{r_{22}} + j\omega \cdot C_{22}. \end{aligned}$$

Для транзисторов указанные проводимости могут быть рассчитаны по формулам через их справочные данные или по графическим зависимостям [1,3,19,20]. Некоторые авторы приводят настолько громоздкие соотношения, что пользование ими вызывает значительные затруднения при проведении практических расчетов. Кроме того, чем сложнее соотношения для расчета y - параметров, тем больше необходимо знать исходных данных, которые в справочной литературе не приводятся. Учитывая так же большой технологический разброс параметров транзисторов от образца к образцу, практически нет необходимости использовать громоздкие выражения, затрудняющие инженерные расчеты.

Наиболее целесообразно при расчетах каскадов использовать экспериментальные данные y - параметров.

Основным методом расчета параметров активного прибора должно явиться нахождение его входной $g_{ВХ}$ и выходной $g_{ВЫХ}$ проводимостей, входной $C_{ВХ}$ и выходной $C_{ВЫХ}$ емкостей, модулей проводимостей прямой $|Y_{21}|$ и обратной $|Y_{12}|$ передачи.

Для определения $Y_{ОБР}$ справочных данных обычно не хватает. Величины g_{12} и ν_{12} могут быть оценены по формулам

$$\begin{aligned} g_{12} &\approx (0,15 \dots 0,2) g_{22}, \\ \nu_{12} &\approx (0,2 \dots 0,3) \nu_{22}. \end{aligned}$$

Ниже приводятся формулы для расчета y - параметров транзисторов по их справочным данным:

$$1. \quad y_{BX} = \frac{1}{r_B} \frac{gr_B + j\omega\tau}{1 + j\omega\tau}, \quad r_B = r'_B + r_{\text{Э}}, \quad r'_B = \frac{r'_B C_K}{C_K}$$

$$r_{\text{Э}} = \frac{26}{I_K[\text{МА}]} \cdot \alpha_0, \quad h_{21B} = \alpha_0, \quad g = \frac{1 - h_{21B}}{h_{21B}}.$$

$$2. \quad y_{12} = -y_{\text{ОБР}} = -\frac{g_{\text{ОБР}} + j\omega \cdot C_{BK}}{1 + j\omega\tau}, \quad g_{\text{ОБР}} = h_{22B},$$

$$C_{BK} = \frac{C_K}{h_{21B}} = \frac{C_K}{\alpha_0} \approx C_K.$$

$$3. \quad y_{21} = S = \frac{S_0}{1 + j\omega\tau}, \quad S_0 = \frac{\alpha_0}{r_{\text{Э}} + r_B \cdot (1 - \alpha_0)}.$$

$$4. \quad y_{22} = y_{\text{ВЫХ}} = g_1 + \frac{j\omega \cdot S_0 \cdot r_B \cdot C_{BK}}{1 + j\omega\tau} + j\omega \cdot C_{BK},$$

$$g_1 = h_{22B} + h_{21B} \cdot \frac{h_{12B}}{h_{11B}}, \quad h_{12B} = \frac{r_B}{r_K}, \quad r_K = \frac{1}{h_{22B}}$$

$$\tau = \frac{1}{2\pi \cdot f_S} = \frac{(C_{BЭ} + C_{BK}) \cdot r_B}{1 + (g_{BЭ} + g_{BK}) \cdot r_B}.$$

Полезны также формулы, связывающие граничные частоты транзистора f_S , f_{α} и частоту генерации $f_{\text{ГЕН}}$:

$$f_S = f_{\alpha} \left(1 - \frac{\alpha_0 \cdot r'_B}{r_B} \right), \quad f_{\alpha} = \frac{f_{\text{ГЕН}} \cdot 8\pi \cdot r'_B \cdot C_K}{\alpha_0}.$$

В инженерной практике находит применение и более экономная методика расчёта Y – параметров биполярных транзисторов. Она требует меньших справочных данных на транзистор. Расчёт формулы приводится в [6].

При расчете высокочастотных параметров биполярных транзисторов следует учитывать зависимость этих параметров не только от частоты, но и от тока коллектора. Формулы пересчета параметров для выбранного тока, протекающего через транзистор, имеются в [19, с.114]. Следует помнить, что ток коллектора в рабочей точке не рекомендуется выбирать менее (0.5...1) мА, так как в противном случае сильно сказывается зависимость параметров транзистора от температуры, затрудняется осуществление температурной стабилизации каскада и значительно снижается крутизна, что приводит к снижению коэффициента усиления.

При различных включениях усилительного элемента параметры четырехполюсника, замещающего этот элемент, могут быть пересчитаны через Y - параметры схемы с общим эмиттером (исток) по формулам, указанным в табл. 7.3.

Таблица 7.3

Пересчёт параметров транзисторов для различных схем включения.

Y-параметры в схеме ОЭ, ОБ	Y-параметры в схемах включения	
	ОБ, ОЗ	каскадное ОЭ-ОБ, ОИ-ОЭ
Y_{11}	$Y_{11} + Y_{12} + Y_{21} + Y_{22}$	Y_{11}
Y_{12}	$-(Y_{12} + Y_{22})$	$Y_{12} \cdot Y_{22} / Y_{21}$
Y_{21}	$-(Y_{21} + Y_{22})$	Y_{21}
Y_{22}	Y_{22}	$-Y_{12}$

В прил. П2 приведены справочные данные на некоторые типы транзисторов, а также графики, иллюстрирующие их частотные свойства.

Для определения Y - параметров аналоговых интегральных микросхем кроме справочных материалов желательно иметь "Руководящий технический материал" (РТМ) на данную серию микросхем. Такой материал содержит кроме справочных данных рекомендации по использованию микросхем данной серии с примерами электрических схем.

Обычно параметры аналоговых микросхем (175, 219, 224, 228, 235, 237, 435 и др. серий) дают на двух частотах, например, для 265 серии на частоте 5,0 МГц и частоте – 60,0 МГц, или приводят графические зависимости параметров от частоты, например, для 435 серии. В обоих случаях параметры микросхемы на рабочей частоте находят

из графика. В первом случае, используя простейшую линейную аппроксимацию искомого параметра (рис.7.6).

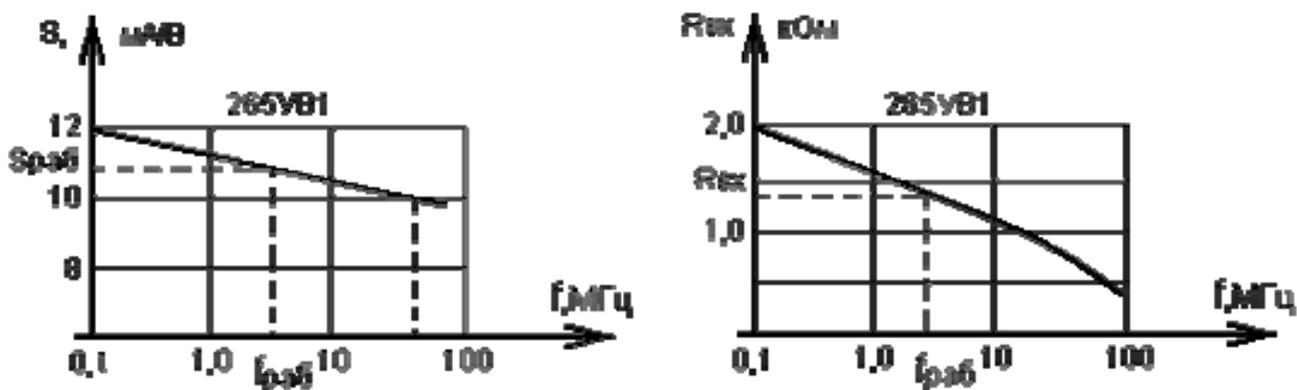


Рис. 7.6. Определение параметров микросхемы на рабочей частоте

Примеры расчётов Y -параметров транзисторов и микросхем имеются в [6].

В приложении ПЗ даны справочные данные на некоторые типы микросхем.

Предварительный расчет схемы РПУ заканчивается определением требуемого усиления линейного тракта и распределением его по каскадам приемника.

Усиление каскада УРЧ не должно быть большим, так как при этом ухудшается многосигнальная избирательность, уменьшается динамический диапазон приемника. С другой стороны, усиление УРЧ не должно быть таким малым, при котором коэффициент шума приемника мог бы возрасти выше, чем на 10...20 %. Исходя из этих соображений, коэффициент усиления УРЧ, как правило, выбирают не более (3...5).

Из тех же соображений усиление в тракте первой промежуточной частоты (при двойном преобразовании) не рекомендуется брать больше (5...10). В любом случае, усиление на каскад не должно превышать величины устойчивого усиления K_y . Для транзистора, включенного по схеме с общим эмитером (исток), коэффициент устойчивого усиления можно оценить по формуле [19, с. 223]:

$$K_y = (0,35...0,42) \sqrt{\frac{|Y_{21}|}{|Y_{12}|}} .$$

Для каскодной схемы ОЭ - ОБ

$$K_y = (0,35 \dots 0,42) \cdot |Y_{21}| \sqrt{\frac{1}{|Y_{12}| \cdot |Y_{22}|}} .$$

В каскадах основной промежуточной частоты должно обеспечиваться усиление, достаточное для нормальной работы детектора.

Поскольку напряжение на входе диодного детектора $U_{Д_ВХ}$ должно составлять от 0.5 до (1...2) В, то общее усиление радиоприемного тракта равно

$$K_{ОБЩ} = \frac{U_{Д_ВХ}}{E_A} .$$

При применении додетекторной обработки сигнала в данную формулу вместо $U_{Д_ВХ}$ необходимо подставлять значение напряжения на выходе линейного тракта приемника, требуемое для нормальной работы устройства обработки сигналов.

С целью обеспечения запаса по усилению на разброс параметров, старение элементов и изменение внешних условий рассчитанное значение усиления увеличивают в (3...5) раз.

В ходе предварительного расчета системы АРУ производится выбор способа регулирования усиления каскадов и определяется количество регулируемых каскадов. С точки зрения уменьшения нелинейных искажений не рекомендуется в систему АРУ включать преобразователь частоты и последний каскад УПЧ.

В настоящее время широко распространены как режимные, так и нережимные АРУ. Нережимные АРУ – АРУ более высокого класса. В них используются либо управляемые аттенюаторы, либо мостовые схемы. Такие схемы позволяют получить регулировку усиления на каскад до 50 дБ.

Для определения числа регулируемых каскадов необходимо построить регулировочную характеристику одного каскада, выбрать на ней рабочий участок и определить степень изменения усиления одного каскада под действием АРУ. Частное от деления общего коэффициента регулирования (в дБ) на степень изменения усиления одного каскада (в дБ) при идентичных каскадах, округлённое до ближайшего большего целого числа, даст число регулируемых каскадов.

При применении микросхем пользуются их паспортными дан-

ными. Подробное изложение порядка расчёта имеется в [9, с.394-419].

Электрический расчёт каскадов производится по методикам, изложенным в [1,3,6,8,19,20].

Пример расчёта радиосвязного приёмника имеется в [3]. Расчёт радионавигационных приёмников аналогичен расчёту радиосвязного приёмника.

Пример расчётов радиолокационных приёмников содержится в [1,19].

В приложениях П2...П4 приведены необходимые для электрического расчёта аналоговых узлов УПОС справочные данные.

8. ПОРЯДОК И ПРИМЕРЫ РАСЧЁТА ЦИФРОВОЙ ЧАСТИ РПУ

Предварительный расчёт цифровой части следует начинать с уточнения исходных данных, так как эти данные частично находятся в результате расчёта аналоговой части приёмника. При этом необходимо в первую очередь проанализировать стык между аналоговой и цифровой частями, определив все сигналы (основные и вспомогательные), которыми они обмениваются. В итоге следует составить структурную схему цифровой части устройства обработки сигналов.

Далее производится предварительный расчёт параметров цифрового устройства.

Предварительный расчёт цифрового измерителя дальности

Исходные данные: R_{min} , R_{max} , ΔR и допустимая ошибка измерения δR .

1. Определяется число элементов дальности:

$$M = \frac{R_{max} \cdot R_{min}}{\Delta R} .$$

2. Находится число разрядов счётчика дальности (номера элемента дальности):

$$n_{сч} = \lceil \log_2 M \rceil ,$$

где знак]...[означает округление до ближайшего целого числа;

3. Определяется период повторения масштабных импульсов и частота повторения:

$$T_0 = \frac{2\Delta R}{C}, \quad F_0 = \frac{1}{T_0}.$$

4. Рассчитывается ошибка, обусловленная дискретным характером оценки дальности. Дисперсия оценки задержки сигнала равна $\sigma_t^2 = T_0^2/12$. Соответственно среднеквадратическое значение ошибки измерения дальности составит

$$\sigma_R = \frac{c\delta\tau}{2} = \frac{c}{2} \cdot \frac{T_0}{2\sqrt{3}} = \frac{\Delta R}{2\sqrt{3}}.$$

5. Определяется требование по допустимой ошибке измерения дальности за счёт нестабильности частоты ГМИ:

$$\delta R_{ИСТ} = \sqrt{\delta R^2 - \sigma_R^2}.$$

6. Оценивается допустимая нестабильность частоты ГМИ. При медленном уходе частоты F_0 период повторения изменяется на величину δT_0 , причём

$$|\delta T_0| = |(T_0 - \delta T_0) - T_0| = \left| \frac{1}{F_0 + \delta F_0} - \frac{1}{F_0} \right| \approx \left| \frac{\delta F_0}{F_0^2} \right|.$$

Для максимальной дальности R_{max} получаем максимальное отклонение задержки $\delta\tau_{MAX} = M\delta T_0$. Абсолютная величина этого отклонения не должна превышать ошибку дискретности, т.е. $|\delta\tau_{MAX}| < \sigma$. Следовательно, требуемая стабильность частоты ГМИ равна

$$\left| \frac{\delta F_0}{F_0} \right| < \frac{\delta\tau_{MAX}}{\tau_{MAX}} = \frac{T_0}{2\sqrt{3}MT_0} = \frac{1}{2\sqrt{3}M}.$$

Ошибка измерения дальности

$$\delta R_{ИСТ} = \frac{c\delta\tau_{MAX}}{2} = \frac{c}{2} \left| \frac{\delta F_0}{F_0} \right| \tau_{MAX}.$$

Поэтому можно записать требование по нестабильности частоты ГМИ

$$\left| \frac{\delta F_0}{F_0} \right| \leq \frac{\delta R_{ИСТ}}{c \tau_{MAX} / 2} = \frac{\delta R_{ИСТ}}{R_{MAX}} .$$

Тогда допустимая нестабильность частоты равна

$$\left| \frac{\delta f_{ПЕР}}{f} \right| = \frac{3 \delta V_{r_MAX}}{c \sqrt{2NT_B}} .$$

Пример. Заданы: $R_{min} = 150 \text{ м}$; $R_{max} = 150 \text{ км}$; $\Delta R = 150 \text{ м}$; $\delta R = 50 \text{ м}$.

1. $M = \frac{150000 - 150}{150} \approx 10^3$.
2. $n_{сч} = \lceil \log_2 10^3 \rceil = 10$.
3. $F_0 = \frac{c}{2\Delta R} = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 150} = 10^6 \text{ Гц}$.
4. $\sigma_R = \frac{150}{2\sqrt{3}} = 48 \text{ м}$.
5. $\delta R_{ИСТ} = \sqrt{50^2 - 48^2} = 14 \text{ м}$.
6. $\left| \frac{\delta F_0}{F_0} \right| \leq \frac{14}{1,5 \cdot 10^6} = 9,4 \cdot 10^{-5}$.

Примечание: если при расчёте получится $\sigma_R > \delta R$, то необходимо уменьшить T_0 и соответственно увеличить $n_{сч}$.

Предварительный расчёт цифрового измерителя радиальной скорости

Исходные данные: диапазон измеряемых значений радиальной скорости (V_{r_MIN} , V_{r_MAX}); число импульсов в пачке N , принимаемых от цели за интервал наблюдения (обзор); период повторения $T_{П}$; разрешающая способность по скорости $\Delta V_{r_ЗАД}$; несущая частота РЛС f ; допустимая ошибка измерения скорости δV_r .

1. Рассчитывается ширина полосы доплеровского фильтра ΔF_{ϕ} , которая определяет разрешающую способность РЛС по скорости и ошибку за счёт дискретизации при цифровом измерении. Целесооб-

разно выбирать ΔF_Φ из условия согласования фильтра с пачкой принимаемых импульсов:

$$\Delta F_\Phi \approx \frac{1}{NT_{II}}.$$

При этом обеспечивается максимум отношения сигнал / шум на выходе фильтра, т.к. реализуется когерентное накопление N импульсов.

После вычисления ΔF_Φ следует определить значение разрешающей способности $\Delta V_r = \frac{c}{2f} \Delta F_\Phi$. Если это значение получилось больше заданного, то необходимо либо увеличить N , либо отказаться от когерентного накопления всех N импульсов и выбрать

$$\Delta F_\Phi = \frac{2f}{c} \Delta V_{r_зад} > \frac{1}{NT_{II}}.$$

2. Определяется число доплеровских фильтров

$$p = \frac{V_{r_MAX} - V_{r_MIN}}{\Delta V_r} = \frac{F_{Д_MAX} - F_{Д_MIN}}{\Delta F_\Phi},$$

где $F_{Д_MAX} = 2V_{r_MAX}f/c$; $F_{Д_MIN} = 2V_{r_MIN}f/c$ - максимальное и минимальное значения доплеровского сдвига частоты принимаемого сигнала.

При использовании алгоритма БПФ требуемое число фильтров равно N .

На практике число p рекомендуется выбрать примерно на 20% больше расчётного, чтобы уменьшить потери в отношении сигнал / шум на частотах «стыка» амплитудно - частотных характеристик (АЧХ) соседних фильтров. Каждый фильтр должен быть полосовым с возможно более крутыми скатами АЧХ.

3. Рассчитывается ошибка измерения скорости за счёт дискретности оценки доплеровской частоты

$$\sigma_{VR} = \frac{c}{2f} \cdot \frac{\Delta F_\Phi}{2\sqrt{3}}.$$

4. Определяется допустимая ошибка вычислений за счёт ограниченной разрядности ЦВМ

$$\delta V_{rb} = k_2 \delta V_r,$$

где $k_2 = 0,5 - 1$ - коэффициент, учитывающий вклад данной ошибки в общую ошибку δV_r (задаётся в исходных данных или выбирается самим разработчиком).

5. Рассчитывается допустимая ошибка за счёт нестабильности несущей частоты радиосигнала

$$\delta V_{r_ИСТ} = \sqrt{\delta V_r^2 - \sigma_{v_r}^2 - \delta V_{rb}^2} .$$

6. Рассчитывается допустимая нестабильность несущей частоты. Среднеквадратическое значение отклонения частоты сигнала на входе ФД за счёт нестабильности частот передатчика и гетеродинов приёмника

$$\sigma_f = \delta f_{ИСТ} / 3 ,$$

где $\delta f_{ИСТ} = \sqrt{\delta f_{ПЕР}^2 + \delta f_{ПР}^2}$ - суммарная абсолютная нестабильность частот передатчика и гетеродинов приёмника; при $\delta f_{ПЕР} \approx \delta f_{ПР}$ имеем $\delta f_{ИСТ} = \sqrt{2} \delta f_{ПЕР}$; коэффициент $1/3$ учитывает случайный характер уходов частоты при нормальном законе распределения флуктуаций.

Величина σ_f характеризует долговременную нестабильность частоты, которая оценивается обычно за время 1с. В измерителе скорости следует учитывать влияние кратковременной нестабильности за время наблюдения $T_H = NT_{П}$, т.е. приближённо записать

$$\delta V_{v_ИСТ} = \frac{c}{2f} \frac{1}{3} \sqrt{2} \delta f_{ПЕР} \frac{NT_{П}}{1c} .$$

Тогда допустимая нестабильность частоты передатчика равна

$$\left| \frac{\delta f_{ПЕР}}{f} \right| = \frac{3\delta V_{r_ИСТ}}{c\sqrt{2}NT_{П}} .$$

Пример. Заданы: $V_{r_MIN} = 3 \text{ м/с}$; $V_{r_MAX} = 300 \text{ м/с}$; $N = 100$;
 $T_{П} = 10^{-4} \text{ с}$; $\Delta V_{r_ЗАД} = 20 \text{ м/с}$; $\delta V_r = 15 \text{ м/с}$; $f = 10^9 \text{ Гц}$.

1. $\Delta F_{\phi} = \frac{1}{10^2 \times 10^4} = 100 \text{ Гц}$,
 $\Delta V_r = \frac{3 \times 10^8 \times 10^2}{2 \times 10^9} = 15 \text{ м/с}$.
2. $p = \frac{300 - 3}{15} = 20$.

3. $\sigma_{V_r} = \frac{3 \times 10^8 \times 10^2}{2 \times 10^9 \times 2\sqrt{3}} = 4,35 \text{ м/с} .$
4. $\delta V_{rB} = 0,5 \delta V_r = 0,5 \times 15 = 7,5 \text{ м/с} \text{ (при } \kappa_2 = 0,5) .$
5. $\delta V_{r_ИСТ} = \sqrt{15^2 - 7,5^2 - 4,35^2} = 12,2 \text{ м/с} .$
6. $\left| \frac{\delta f_{ПЕР}}{f} \right| = \frac{3 \times 12,2}{3 \times 10^8 \times 1,41 \times 10^2 \times 10^4} = 8,7 \times 10^6 .$

Поскольку число фильтров $p = 20$ невелико, то для реализации целесообразно выбрать набор цифровых фильтров.

Предварительный расчёт цифрового измерителя азимута

Исходные данные: ширина диаграммы направленности антенны Θ_A в горизонтальной плоскости; число принятых импульсов в пачке N ; допустимая ошибка измерения азимута $\delta\alpha_{ц}$; угловой дискрет $\Delta\alpha$.

1. Определяется число элементов дискретизации по азимуту при круговом обзоре:

$$M = \frac{360^\circ}{\Delta\alpha} ,$$

где $\Delta\alpha$ - величина углового дискрета в градусах, определяемая типом ДТА.

2. Определяется число разрядов счётчика:

$$m = \lceil \log_2 M \rceil ,$$

где $\lceil X \rceil$ [округление до ближайшего целого числа не меньше X .

3. Рассчитывается ошибка дискретности, обусловленная дискретностью отсчёта углового положения антенны:

$$\sigma_\alpha = \frac{\Delta\alpha}{2\sqrt{3}} .$$

4. Определяется допустимая ошибка за счёт импульсного характера принимаемого сигнала в предположении, что ошибкой из-за нестабильности вращения антенны можно пренебречь:

$$\delta\alpha_{д} = \sqrt{\delta\alpha_{ц}^2 - \sigma_\alpha^2} .$$

5. Рассчитывается ошибка измерения азимута за счёт импульсного характера принимаемого сигнала:

$$\delta\alpha = \frac{\Theta_A}{2N\sqrt{3}}.$$

Если получается $\delta\alpha > \delta\alpha_D$, то производится корректировка характеристик РЛС (частоты повторения зондирующих импульсов, скорости вращения антенны) с целью увеличения N либо уменьшение углового дискрета $\Delta\alpha$.

Пример. Заданы: $\Theta_A = 1,2^\circ$; $N = 10$; $\Delta\alpha = 0,2^\circ$ и $\delta\alpha_D = 0,25^\circ$.

1. $M = \frac{360}{0,2} = 1800.$
2. $m = \lceil \log_2 1800 \rceil = 11.$
3. $\sigma_\alpha = \frac{0,2}{2\sqrt{3}} = 0,05770^\circ.$
4. $\delta\alpha_D = \sqrt{0,25^2 - 0,0577^2} = 0,243^\circ.$
5. $\delta\alpha = \frac{1,2^\circ}{2 \times 10\sqrt{3}} = 0,0346^\circ.$

Поскольку $\delta\alpha < \delta\alpha_D$, то корректировки характеристик РЛС не требуется.

Предварительный расчёт цифрового фильтра

Цифровой фильтр является обязательным объектом проектирования во всех вариантах радиосвязного РПУ, где заданы цифровые демодуляторы (ЦФ между АЦП и ЦД), и в ряде вариантов радионавигационного и радиолокационного РПУ (кроме вариантов с ЦИД, ЦИА, ЦАРП, ЦАРУ, ЦШАРУ, ЦФАПЧ).

Исходные данные: тип и форма реализации ЦФ (РЦФ или НЦФ, прямая форма реализации); порядок фильтра (не выше второго) и постоянные коэффициенты a_i , b_j , $i, j = 1, 2$ алгоритма (6.13) – из табл. 6.1; длительность импульсного сигнала – из расчёта аналоговой части РПУ; динамический диапазон входного сигнала АЦП (с учётом

действия АРУ); уровень шума на входе АЦП из расчёта аналоговой части; эквивалентная шумовая полоса непрерывного аналога ЦФ; центральная частота полосы пропускания – для ЦПФ.

1. Выбор частоты и периода дискретизации [4, с.41-73]; [2, с.28-32]; [6, с.25].

При использовании метода комплексной огибающей обработке подвергается двухмерный сигнал $\{Uc(t), Us(t)\}$. Период дискретизации такого сигнала выбирается из условия [2]

$$T = \frac{1}{f_D} \leq \frac{1}{F_{MAX}},$$

где $F_{MAX} = F_{C_MAX} = F_{S_MAX}$ - наивысшая частота в спектре составляющих $Uc(t)$ и $Us(t)$. Отсчёты $Uc(t)$ и $Us(t)$ с периодом T должны производиться одновременно.

Для АМ-сигнала и ЧМ-сигнала с малым индексом модуляции ($\psi = \frac{\Delta F_C}{F_B} < 1$, ΔF_C - девиация частоты, F_B - верхняя частота в спектре модуляции) рекомендуется выбирать:

$$f_D \geq 0,5Ps; \quad T \leq \frac{1}{0,5}Ps,$$

где Ps - ширина полосы аналоговой части РПУ по уровню ослабления S . Обычно выбирают $S = 0,1$ или $0,01$. При этом гарантируется учёт всей значимой части спектра непрерывного сигнала при цифровой обработке.

Для ЧМ-сигнала с большим индексом модуляции ($\psi \gg 1$) рекомендуется выбирать:

$$f_D \geq \Delta F_C; \quad T \leq \frac{1}{\Delta F_C}.$$

Для импульсного сигнала длительностью $\tau_{И}$ (без внутриимпульсной модуляции)

$$f_D \geq \frac{1}{\tau_{И}}; \quad T \leq \frac{1}{\Delta F_C}.$$

Часто принимают $T = (0,7...0,8) \tau_{И}$.

Кроме того, целесообразно частоту f_D выбирать из условия кратности $f_0 = kf_D$, $k = 1,2,...$,

где f_0 – значение промежуточной частоты сигнала на выходе аналоговой части РПУ.

2. Расчёт характеристик АЦП [4, с.85-94; 2, с.32-35]; [1, с.235-238]; [6, с.25, 137].

Основными характеристиками АЦП являются: динамический диапазон входного сигнала $D = U_{max} / U_{min}$ (U_{max} и U_{min} – максимальная и минимальная амплитуды напряжения преобразуемой смеси сигнала и шума с учётом действия АРУ), число уровней квантования m или разрядов преобразования $l_{АЦП}$, форма представления числа на выходе АЦП; уровень шума квантования $\sigma_{КВ_ВЫХ}^2$ (дисперсия) на выходе АЦП.

При равномерном квантовании с шагом $\Delta U = U_{min} \leq \sigma_{Ш}$, где $\sigma_{Ш}$ – среднеквадратическое значение шума на входе АЦП, находим [2]:

$$m = (U_{max} - U_{min}) / \Delta U = D - 1 ; \\ l_{АЦП} = \lceil \log_2(m + 1) \rceil = \lceil \log_2 D \rceil .$$

Здесь $\lceil X \rceil$ – ближайшее целое, не меньшее X .

Поскольку при квадратурной обработке сигналы $U_c(t)$ и $U_s(t)$ являются двуполярными, то требуется дополнительный разряд для кодирования полярности (знака), т.е. окончательно определяем (знаковый разряд)

$$l_{АЦП} = \lceil \log_2 D \rceil + 1 .$$

Обычно $l_{АЦП}$ рекомендуется выбирать в диапазоне 6...8.

После выбора $l_{АЦП}$ необходимо оценить $\sigma_{КВ_ВЫХ}^2$ на выходе АЦП.

Математической моделью АЦП является импульсный элемент, осуществляющий дискретизацию по времени, на выходе которого к дискретному сигналу добавляется с помощью сумматора шум квантования с дисперсией [2]:

$$\sigma_{КВ_ВЫХ}^2 = \frac{\Delta U^2}{12} ,$$

шум полагается белым.

Пересчитаем этот шум на вход импульсного элемента с помощью выражения

$$\sigma_{KB_BIX}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{T}}^{\frac{N}{T}} N_{KB_BIX} d\omega,$$

где N_{KB_BIX} - двухсторонняя спектральная плотность непрерывного белого шума на входе импульсного элемента. Из этого выражения следует, что

$$N_{KB_BIX} = \sigma_{KB_BIX}^2 T = \frac{\Delta U^2}{12} T.$$

Этот шум можно рассматривать как добавку к шуму, поступающему на вход идеального АЦП вместе с сигналом. Естественно потребовать, чтобы эта добавка составляла малую долю входного шума, т.е.

$$\sigma_{KB_BX}^2 = N_{KB_BX} \Delta F_{\Delta} \leq \varepsilon \cdot \sigma_{Ш}^2, \quad \varepsilon^2 \ll 1.$$

Обычно принимают $\varepsilon = 0,05 \dots 0,1$

При заданной величине ε получим дополнительное условие для выбора ΔU :

$$\Delta U \ll \sqrt{\varepsilon \cdot \frac{12 \cdot \sigma_{Ш}^2}{T \Delta F_{\Delta}}},$$

где ΔF_{Δ} - эквивалентная шумовая полоса пропускания непрерывного аналога цифрового фильтра.

Если дополнительное условие не выполняется, то осуществляется коррекция ΔU и $l_{АЦП}$ либо периода дискретизации T .

Следует отметить, что требуемое значение $l_{АЦП}$ можно уменьшить путём уменьшения D , если предъявить более жесткие требования к системе АРУ.

Числа на выходе АЦП рекомендуется представлять в дополнительном коде. Форма представления чисел – с фиксированной запятой.

3. Выбор разрядности коэффициентов алгоритма обработки и арифметического устройства [6, с. 35, 137].

При реализации рекурсивного ЦФ в арифметическом устройстве (АУ) цифрового вычислителя выполняются операции умножения входных данных (операндов) на постоянные коэффициенты и сложения. Коэффициенты хранятся в постоянно-запоминающем устройстве

(ПЗУ) и имеют разрядность l_K . При представлении данных двоичными кодами с фиксированной запятой результаты умножения округляются. Очевидно, на выходе АУ к шуму АЦП добавляется шум квантования коэффициентов и шум округления промежуточных результатов. Методика определения требуемой разрядности коэффициентов l_K и арифметического устройства l_{AY} приведена в [6, с.137-141] и основана на учёте дополнительных шумов квантования коэффициентов и округления промежуточных результатов. При этом l_K и l_{AY} выбираются исходя из допустимого приращения шумов на выходе ЦФ.

При невысоком порядке ЦФ и инженерных расчётах допустимо выбирать приближённо

$$l_{AY} = l_K = l_{АЦП} + (2 \dots 4).$$

Для уточнения влияния эффектов квантования и округления целесообразно предварительно смоделировать ЦФ на ПЭВМ, а затем приступить к аппаратной реализации.

4. Расчёт характеристик цифрового вычислителя [6, 9-11, 17,18].

Основными характеристиками цифрового вычислителя (процессора) являются: время обработки $T_{обр}$, необходимое для получения на выходе ЦФ одного отсчёта сигнала; объём вычислений ($n_{ЭО}$), которые требуется выполнить для получения одного отсчёта; количество ячеек памяти для хранения входных, промежуточных и выходных данных; производительность V_Y - требуемая скорость выполнения операции умножения: $V_Y = n_Y / T_{обр}$, где n_Y - требуемое число умножений на один отсчёт; быстродействие τ_Y , $\tau_{СЛ}$ - требуемое время выполнения одной операции умножения или сложения.

В курсовом проекте рассматривается только вариант обработки сигналов в реальном масштабе времени. При этом $T_{обр} = T = 1 / f_0$.

Для определения объёмов вычислений $n_{ЭО}$ необходимо проанализировать заданный дискретный алгоритм ЦФ. В проекте для простоты расчётов рассматриваются нерекурсивные и рекурсивные ЦФ (НЦФ и РЦФ) не выше 2-го порядка. Из анализа заданного алгоритма ЦФ находим объёмы вычислений n_Y , $n_{СЛ}$, $n_{СДВ}$ по видам элементарных операций и суммарный объём $n_{ЭО} = n_Y + n_{СЛ} + n_{СДВ}$.

Пример. Задан алгоритм РЦФ второго порядка.

$$y[n] = \sum_{i=0}^2 a_i \cdot x[n-i] - \sum_{i=1}^2 b_i \cdot y[n-i]$$

с коэффициентами: $a_0 = a_1 = 1$; $a_2 = -2$; $b_1 = 0,21875$; $b_2 = 0,4375$.
Требуется определить $n_{ЭО}$ и N .

Решение: Запишем алгоритм в развёрнутой форме

$$y[n] = x[n] + x[n-1] - 2x[n-2] = 0,21875y[n-1] - 0,4375y[n-2]$$

Нетрудно определить: $n_Y = 2$ (без учёта умножения на целые коэффициенты $a_0 = a_1 = 1$ и $a_2 = -2$ целесообразно заменить операцией сложения), $n_{СЛ} = 4$ и $n_{ОКР} = 3$ (округление результатов умножения).

Учитывая, что округление выполняется с помощью операции сложения, окончательно получаем:

$$n_Y = 2; n_{СЛ} = 7 + 1(\text{умн. на } a_2) = 8; n_{ЭО} = 10.$$

Требуемый объём памяти: $N_1 = 5$ число ячеек (регистров) для хранения $x[n]$; $x[n-1]$; $x[n-2]$; $y[n-1]$; $y[n-2]$;

$N_2 = 3$ - число ячеек для хранения промежуточных данных после умножения на коэффициенты a_2 , b_1 , b_2 и округления произведений;

$N_3 = 2$ - число ячеек ПЗУ для хранения коэффициентов b_1 и b_2 ;

$N_4 = 1$ - число ячеек для хранения выходных данных $y[n]$.

Всего требуется $N = N_1 + N_2 + N_3 + N_4$ ячеек памяти.

Приведём общие формулы для расчёта $n_{ЭО}$ и N для РЦФ [6, с.143]:

$$n_Y = M + (L + i) - \alpha_0 - \alpha_1;$$

$$n_{СЛ} = 2(M + L) + 1 - 2\alpha_0 - \alpha_1 \text{ (с учётом округления);}$$

$$N_1 = M + L + 1; N_2 = M + L + 1 - \alpha_0 - \alpha_1; N_3 = \overline{N_2}; N_4 = 1.$$

Здесь $(L + 1)$ - количество коэффициентов a_i ($i = \overline{0, L}$); M - количество коэффициентов b_i ($i = \overline{1, M}$); α_0 - количество коэффициентов; α_1 - количество коэффициентов $a_i = b_i = 1$ (или -1)

Если задан нерекурсивный ЦФ (НЦФ), то имеем при $b_i = 0$,

$$i = \overline{1, M}: y[n] = \sum_{i=0}^L a_i \cdot x[n-i].$$

Общие формулы расчёта $n_{ЭО}$ и N для РЦФ справедливы и для НЦФ, если принять $M = 0$ и рассматривать только коэффициенты a_i $i = \overline{1, M}$. При оценке производительности процессора следует учесть, что наибольшие затраты времени имеют место при выполнении операций умножения.

Поэтому производительность процессора характеризуется требуемой скоростью выполнения операций умножения

$V_Y = \frac{n_Y}{T} \left(\frac{оп, умн}{c} \right)$. Для выбора элементной базы процессора необходимо

знать допустимое время выполнения одной операции умножения

$$\tau_{Y_доп} = \frac{T}{n_Y} = \frac{1}{V_Y}.$$

Величины U_y и $\tau_{Y_доп}$ используются при выборе структуры процессора и его элементной базы, они являются мерами сложности технической реализации ЦФ.

5. Выбор элементной базы и структуры цифрового вычислителя [6, 18, 22-25].

Основными арифметическими функциональными узлами (АФУ) вычислителя являются многоразрядные умножители и сумматоры. При выборе элементной базы необходимо учитывать следующие требования: набор элементов должен быть однородным, т.е. таким, чтобы число типов элементов было минимальным; выбранные элементы должны составлять полную функциональную систему; все элементы должны быть совместимыми по входным и выходным параметрам без дополнительных согласующих устройств; элементы должны удовлетворять требованиям надёжности, быстродействия и экономичности в заданных условиях работы; число источников питания (напряжений питания) должно быть наименьшим.

Определяющими параметрами выбора серии ИМС являются максимальная частота переключения $f_{п}$ и потребляемая мощность. Для реализации ЦФ рекомендуется выбирать [6, с.44]:

при $f_{п} < 1$ МГц - ИМС серий 564, 164;

при $f_{п} = (1...5)$ МГц - ИМС серий 533, 133, 1533, 555, 1555;

при $f_{п} > 10$ МГц - ИМС серий 530, 130, 100, 1530;

Подробные рекомендации по выбору ИМС приведены в [22].

После выбора конкретных типов АФУ, удовлетворяющих главному требованию по скорости выполнения операции умножения, необходимо проверить условия реализуемости ЦФ

$$n_Y \tau_Y + n_{сл} \tau_{сл} \leq T,$$

где $n_{сл}$ - общее число операций сложения с учётом операций округления. Если условие выполняется, то целесообразно выбрать

централизованную структуру вычислителя, в которой одно АУ выполняет последовательно все арифметические операции ЦФ. В противном случае необходимо исследовать следующие пути повышения быстродействия:

вычисление суммы произведений без операции явного умножения (операция «умножение путём сложения») [2, с.42-45; 6; 8; 18];

применение поточной обработки информации, обеспечивающей увеличение скорости обработки за счёт введения буферных регистров [18].

Если условие реализуемости ЦФ выполняется с большим запасом ($n_{У\tau_{У}} + n_{СЛ\tau_{СЛ}} \ll T$), то целесообразно применить временное мультиплексирование: одно АФУ выполняет последовательно функции нескольких устройств. Это позволяет уменьшить аппаратные затраты (число ИМС).

6. Расчёт быстродействия цифрового фильтра [18, с.109].

Быстродействие ЦФ в целом характеризуется максимальной временной задержкой $\tau_{з_МАХ}$ при прохождении сигнала через фильтр в течении одного периода дискретизации. Величина $\tau_{з_МАХ}$ находится непосредственно по структурной схеме ЦФ с учётом выбранной элементной базы. При этом необходимо из всех возможных путей прохождения сигнала со входа на выход выбрать наиболее продолжительный по времени.

Пример. Пусть задан РЦФ 2-го порядка с прямой формой реализации и алгоритмом (6.13), структурная схема которого приведена на рис. 8.1. Требуется определить $\tau_{з_МАХ}$

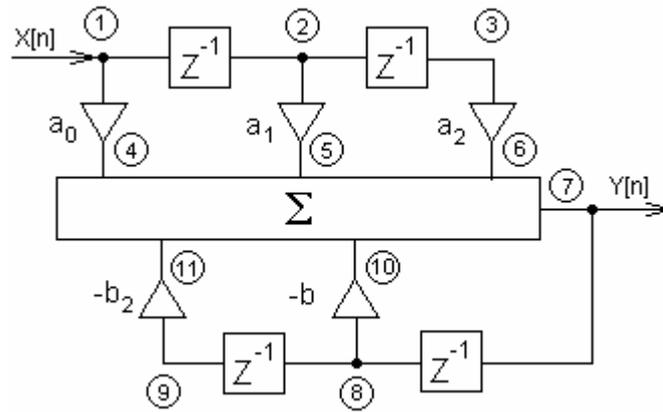


Рис.8.1. Структурная схема ЦФ

По определению запишем

$\tau_{3_MAX} = \max[\tau_3(1,2), \tau_3(2,3), \tau_3(7,8), \tau_3(1,4,7), \tau_3(2,5,7), \tau_3(8,9), \tau_3(3,6,7), \tau_3(8,10,7), \tau_3(9,11,7)]$, где, например, $\tau_3(1,4,7)$ – задержка сигнала при прохождении между точками 1 и 7 через точку 4 (рис. 8.1).

Если АФУ идентичны по задержке, то

$$\tau_3(1,2) = \tau_3(2,3) = \tau_3(7,8) = \tau_3(8,9) = \tau_P ;$$

$$\tau_3(1,4,7) = \tau_3(2,5,7) = \tau_3(3,6,7) = \tau_3(8,10,7) = \tau_3(9,11,7) = \tau_Y = \tau_{СЛ},$$

где τ_P , τ_Y и $\tau_{СЛ}$ - времена выполнения операций задержки, умножения и сложения соответственно.

Следовательно, получаем

$$\tau_{3_MAX} = \max[\tau_P, \tau_Y + \tau_{СЛ}].$$

Можно показать, что при канонической форме реализации РЦФ второго порядка

$$\tau_{3_MAX} = \max[\tau_P, 2(\tau_Y + \tau_{СЛ})],$$

быстродействие в два раза хуже [18].

Эти формулы можно использовать и в случае применения операции «умножения путём сложения», если принять

$$\tau_3 + \tau_{СЛ} = \tau_{СЛ} = t_{MIN} h_{СЛ},$$

где $\tau_{СЛ}$ - время выполнения данной операции, $t_{СЛ_MIN}$ - минимальный период импульсов синхронизации; $h_{СЛ}$ - число тактов, необходимое для выполнения одной операции умножения.

7. Расчёт амплитудно-частотной характеристики цифрового фильтра с применением ЭВМ [8].

Методика и программы расчёта АЧХ на ЭВМ приведены в [8]. Необходимо построить АЧХ как функцию цифровой частоты $\lambda = 2\pi f / f_D$.

Расчётную АЧХ можно использовать в дальнейшем для сопоставления с АЧХ реального ЦФ, смоделированного на ЭВМ (с учётом эффектов квантования и округления).

Таким образом, в результате предварительного расчёта цифровой части РПУ должна быть составлена её функциональная схема и сформулированы требования к разрабатываемым узлам.

Электрический расчёт отдельных узлов цифровых блоков производится по методикам, изложенным в [9, с.64-70]; [11; 13; 18; 24].

В ходе этого расчёта находятся временные характеристики узлов и устройства в целом, а затем строится временная диаграмма работы устройства. Единицей времени в этой диаграмме является период тактовой частоты $T_T = 1 / f_T$, величина которого определяется в ходе проектирования. Примеры электрического расчёта, в частности РЦФ, приведены в [9, с.144-148],[13, с.114-119].

Принципиальная электрическая схема разрабатываемого узла цифровой части составляется обязательно с разводкой питания всех ИМС (ввода, вывода регистров, сброса регистров и счётчиков и т.д.) и должна иметь коммутационный разъём платы данного узла с указанием номеров контактов разъёма и адресов подаваемых напряжений (напряжений питания, входных и выходных сигналов, сигналов управления и пр.).

Устройство управления РПУ в курсовом проекте рекомендуется выполнить по «жёсткой логике». При этом УУ реализуется в виде автономного конечного автомата, который генерирует все сигналы необходимые для управления цифровой частью РПУ.

В ЦФ рекомендуется применять умножители последовательно-параллельного и параллельного действия, работающие как в прямом, так и в дополнительном кодах. Умножение в прямом коде обычно более просто реализуется. Однако в этом случае требуются преобразователи кодов, так как операции сложения (вычитания), следующие за умножением, удобно выполнять в обратном или дополнительном коде. Часто применяется схема умножителя в прямом коде, использующая алгоритм умножения с младших разрядов, имеющих более высокое быстродействие, часто используют и матричные умножители

и умножители на основе ПЗУ («умножение путём сложения») [6, с.93, 107].

Расчёт цепей термостабилизации коэффициента усиления резонансных усилителей на биполярных транзисторах

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 [3]:

$$\Delta I_K / I_{0K} = \Delta T / T_0 .$$

Каскад с отрицательной обратной связью по постоянному току

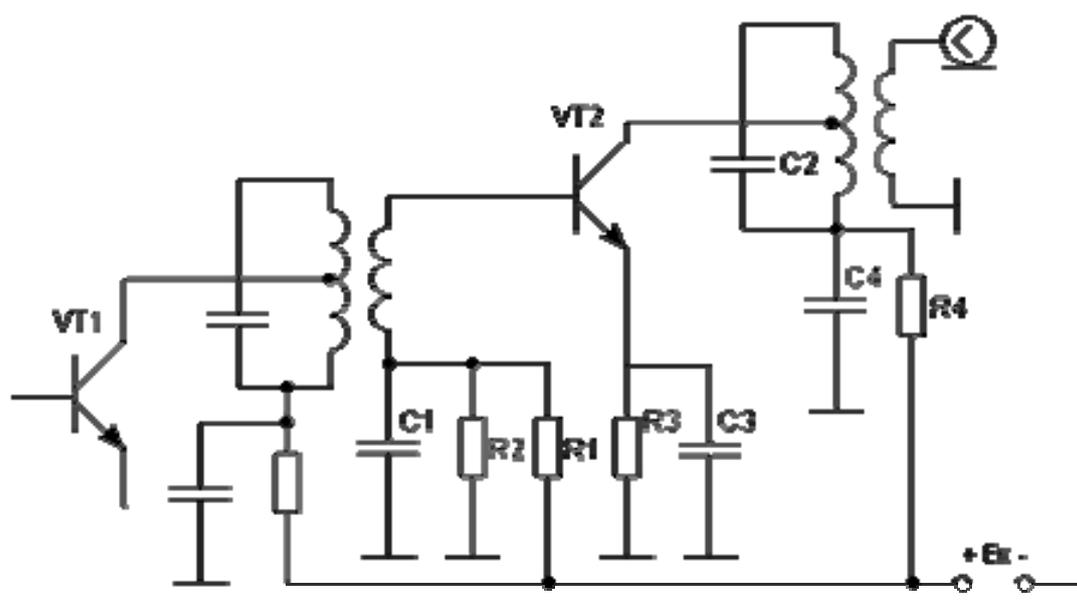


Рис. П1-1. Схема резонансного усилителя

Исходные данные для расчёта:

- 1) диапазон рабочих температур ($T_{min} \dots T_{max}$);
- 2) тип активного прибора;
- 3) напряжение источника питания E_k ;
- 4) рабочий режим транзистора I_{0k} , $U_{кэ}$;

- 5) обратный ток коллектора I_{ko} ;
- 6) рабочая частота f_0 ;
- 7) входное сопротивление транзистора на рабочей частоте $r_{11} = 1/g_{11}$

1. Определить изменение обратного тока коллектора ΔI_{ko} и величину теплового смещения напряжения базы ΔU_B транзистора

$$\Delta I_{K0} = I_{K0} 2 \frac{T_{\max} - T_0}{10} (Ge), \quad \Delta I_{K0} = I_{K0} 2 \frac{T_{\max} - T_0}{5} (Si) \quad (\text{П.1-1})$$

$$\Delta U_B = \gamma \cdot (T_{\max} - T_{\min}), \quad \gamma = (1,6 \dots 2,1) \text{ мВ} / \text{К}.$$

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

$$\Delta I_K = I_{0K} \frac{T_{\max} - T_{\min}}{T_0}. \quad (\text{П.1-2})$$

3. Определить сопротивление резистора в цепи эмиттера $R3$:

$$R3 = \frac{\Delta U_B + A \cdot r_{11} \cdot \Delta I_{K0}}{\Delta I_K}, \quad (\text{П.1-3})$$

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

4. Рассчитать сопротивление резистора фильтра $R4$:

$$R4 = \frac{E_K - U_{KЭ}}{I_{0K}} R3. \quad (\text{П.1-4})$$

Если $R4 \leq 0$, следует увеличить E_K .

5. Вычислить сопротивления резисторов $R1$ и $R2$:

$$R1 = \frac{A \cdot r_{11} \cdot E_K}{R3 \cdot I_{0K}}, \quad R1 = \frac{A \cdot r_{11} \cdot E_K}{E_K \cdot R3 \cdot I_{0K}}. \quad (\text{П.1-5})$$

6. Вычислить ёмкости конденсаторов $C1$, $C3$, $C4$:

$$C1 = C2 \approx \frac{50}{2\pi \cdot f_0 R3}, \quad C4 \approx \frac{50}{2\pi \cdot f_0 R4}. \quad (\text{П.1-6})$$

Каскодная схема ОЭ-ОБ с последовательным питанием транзисторов

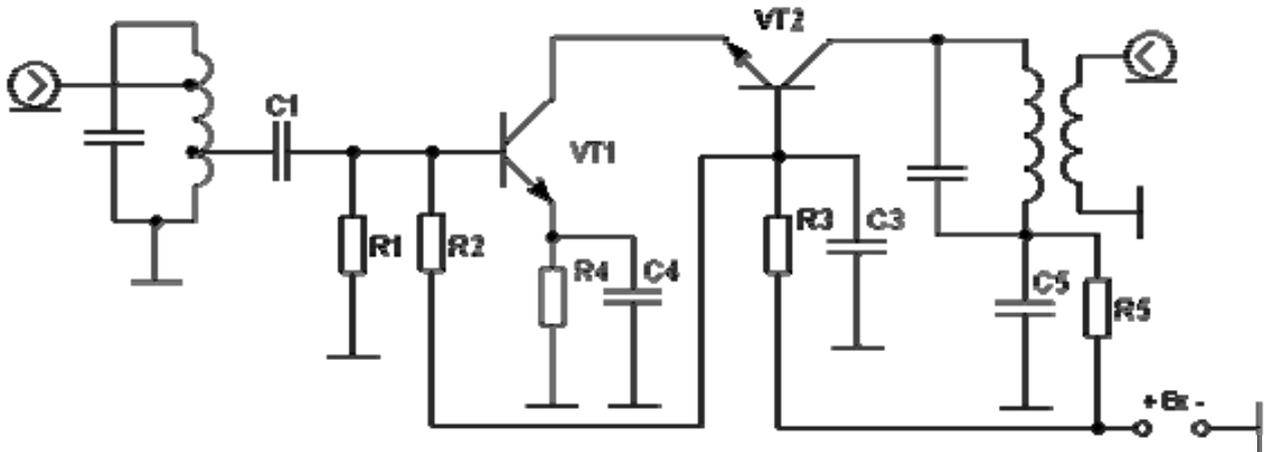


Рис. П.1-2. Каскодная схема резонансного усилителя

Порядок расчёта

1. Полагая транзисторы идентичными, определить изменение обратного тока коллектора $\Delta I_{к0}$ и величину теплового смещения напряжения базы ΔU_B транзистора по формулам (П.1-1).
2. Найти изменение тока коллектора в диапазоне температур, необходимое для обеспечения постоянства коэффициента усиления по формуле (П.1-2).
3. Вычислить сопротивление резистора в эмиттерной цепи транзистора VT1 (R4) по формуле (П.1-3).
4. Рассчитать сопротивление резистора фильтра R5:

$$R5 = \frac{E_K - 2U_{кэ}}{I_{0к}} R4, \quad (\text{П.1-7})$$

здесь полагается, что $U_{кэ1} = U_{кэ2}$.

Если $R5 \leq 0$, следует увеличить E_K .

5. Найти суммарное сопротивление делителя напряжения базового смещения:

$$R_0 = R1 + R2 + R3 = \frac{A \cdot r_{11} \cdot E_K^2}{(2U_{кэ} + R4 \cdot I_{0к}) R4 \cdot I_{0к}}. \quad (\text{П.1-8})$$

6. Определить сопротивления резисторов R1 , R2 и R3:

$$R1 = R_0 R4 \frac{I_{0K}}{E_K}, \quad R2 = R_0 \frac{U_{ЭК}}{E_K}, \quad R3 = R_0 - R1 - R2. \quad (\text{П.1-9})$$

7. Рассчитать ёмкости конденсаторов C3, C4 и C5:

$$C3 = C4 \approx \frac{50}{2\pi \cdot f_0 \cdot R4}, \quad C5 \approx \frac{50}{2\pi \cdot f_0 \cdot R5}. \quad (\text{П.1-10})$$

ПРИЛОЖЕНИЕ П.2

Справочные данные на некоторые виды транзисторов

Таблица П.2-1

Параметры биполярных транзисторов

Тип тран- зистора	$h_{21Э}$	$г_{БСк}$	C_K	$C_{БЭ}$	$N_{тр}$	$f_{гр}$	Режим измерения		
		нс	пФ	пФ	дБ МГц	МГц	Укэ, В	Ik, mA	f, МГц
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
ГТ308Б	50...120	400	8	24	---	120	5	5	5
ГТ310Д	20...70	500	5	20	---	80	5	5	5
ГТ311А	30...180	36*	2,5	5	8(60)	770*	5	5	10
ГТ311Б	30...180	42*	1,5	5	5,1*(60)	520*	5	5	10
ГТ311Г	30...80	46*	1,5	3,9*	5,2*(60)	560*	5	5	10
2Т312А(Б)	20...100	500	5	25	---	80(120)	10	5	5
ГТ313А	10...230	75	1,5*	11,6*	5,2*(60)	300..1000	5	5	5
ГТ313Б	10...75	40	1,5*	10*	---	450..1000	5	5	5
КТ313А	30...120	120	12	35*	---	200	5	1	30
2Т325А	30...90	125	2*	2*	---	1000*	5	10	10
2Т325Б	70...210	50*	2*	2*	---	1000*	5	10	10
2Т325В	160...400	50*	2*	2*	---	1200*	5	10	10
ГТ329А	15...300	15	2	3,5	4(400)	1700	5	5	30
ГТ329Б	15...300	30	3	3,5	6(400)	1200	5	5	30
ГТ330А	30...400	25	2	1,6*	5(400)	1000	5	5	10
ГТ330Б	30...400	50	2	1,5*	---	1500	5	5	10
ГТ330Г	30...400	30	3	1,75*	---	700	5	5	10
ГТ341А	15...250	10	0,5*	0,85*	4,5(1ГГц)	1500	5	5	30
ГТ341Б	15...300	10	0,5*	0,8*	5,5(1ГГц)	2000	5	5	30
2Т326А	20...70	80	2,2*	1,4*	---	500..1000	5	10	5
2Т326Б	45...160	84*	2,2*	1,4*	---	400..1000	5	10	5
КТ345А	20...60	120... 200	15	30	---	350	5	10	5
КТ345Б	50...85	140*	15	30	---	350	5	10	5
КТ347А	30...400	100	6	8	---	500	5	5	5
2Т355А	80...300	60	1,4*	1,2*	---	1800*	5	10	30
ГТ362А	40*	5,5*	0,5*	0,5*	3,7(2ГГц)	2400	5	5	30
2Т363А	20...120	15*	0,5	0,5	---	2500	5	5	30
2Т363Б	40...120	15*	0,5	0,5	---	3500	5	5	30
2Т368А	50...300	7*	1,2*	2*	2,8(60)	1100*	10	5	30
2Т371А	30...240	8*	0,7*	0,9*	4,0(400)	3600*	10	5	30
ГТ376А	10...150	10	1,2	5,0	3,5(180)	1000	5	2	100
2Т382А	40...330	6*	1*	1,6*	2,2*(400)	2250*	5	5	30
2Т382Б	40...330	5,5*	1*	1,6*	2,5*(400)	2250*	5	5	30
1Т386А	10...100	10	1,5	2,0	4,0(180)	450	10	2	100
КТ3109А	45*	6	0,8*	1,0	6,0(800)	1400*	10	10	100
2Т3115А-2	81*	3,0*	0,3*	0,5*	4,0(5ГГц)	7000	7	5	100
2Т3120А	124*	3,8*	1,4*	2,5*	2,0(400)	3000*	10	5	100
2Т3124А-2	100*	1,8*	0,45*	0,47*	4,3(6ГГц)	8000*	7	5	100
2Т3132А-2	100*	2,0*	0,5*	0,9*	4,3(6ГГц)	7000*	7	5	100
2Т3132А-2	120*	2,0*	0,5*	0,9*	2,3(5ГГц)	7000*	7	5	100

Таблица П.2-2

Параметры полевых транзисторов

Тип тран- зистора	S	C ₁₁	C ₁₂	C ₂₂	g ₂₂	f _{раб}	Режим измерения		
	мА/В	нФ	пФ	нФ	мСм	МГц	U _{си} , В	I _к , мА	f, МГц
2П301А	1	3,5	0,7	3,5	0.15	200	15	5	10
2П302А	5	<20	<8	<10	---	150	10	3	10
2П303А	1...4	6	2	---	---	100	10	0,5...2	10
2П303Д	1...4	<5	1,4	2.5	---	400	10	0,3...9	10
2П305А	6...10	<5	0,8	---	0.15	250	15	5	10
2П307А	4...9	<5	1,5	---	0.2	400	10	3...9	10
2П307Б	5...10	<5	1,5	---	0.2	400	10	5...15	10
2П310А	3...6	1,4	0,2	1.2	---	1000	5	0,1	10
2П310Б	4	1,6	0,2	1.4	---	1000	5	0,1	10
2П312А	4	2,4	0,64	---	0.04	400	15	11	10
2П312Б	2	2,0	0,5	---	0.1	400	15	3	10
2П313А	5...10	4,8	0,4	---	---	300	10	5	10
2П313Б	5...10	4,8	0,4	---	---	300	10	5	10
КП323А-2	4,5	2,5	0,8	---	---	400	10	6	10
КП323Б-2	5,8	2,5	1,2	---	---	400	10	6	10
КП329А	3,0	6	1,4	---	0.1	200	10	1	10
2П341А	24	4,2	1	1.6	---	40	5	12	10

Таблица П.2-3

Параметры СВЧ полевых транзисторов

Тип тран- зистора	K _р	C ₁₁	C ₁₂	C ₂₂	S	N _{тр}	Режим измерения		
	дБ	пФ	пФ	пФ	мА/В	(f, МГц)	U _{си} , В	I _{снач} , мА	f, МГц
3П320А-2	5...7	0,18	0,15	0,18	9...16	4 (8ГГц)	3	10	---
3П320Б-2	5...7	0,18	0,15	0,18	10...16	5 (8ГГц)	3	10	---
3П321А-2	6,3	0,16	0,15	0,16	15	2,8 (8ГГц)	2,5	1,0	5
3П324А-2	8...9	0,12	0,15	---	5...10	2,5 (12ГГц)	3	5	10
3П324Б-2	7...9	0,12	0,15	---	6...10	3,5 (12ГГц)	3	5	10
3П325А-2	5	0,18	0,14	0,17	8	2 (8ГГц)	1,5	5	---
3П326А-2	3	0,1	---	---	8*	4 (17ГГц)	2	8	---
3П326Б-2	3	0,12	---	---	8*	5,5 (17ГГц)	2	8	---
3П330А-2	3	---	---	---	5	3,6 (25ГГц)	2	6	---
3П330В-2	6	---	---	---	5	3 (17ГГц)	2	6	---
3П331А-2	5...7	0,2	0,14	0,18	25	1,3 (10ГГц)	3	10	---
3П339А-2	8...10	0,12	0,08	0,11	20*	4 (17ГГц)	3	5	---
3П343А-2	10...16	0,14	---	---	10	2 (12ГГц)	3	6	---
3П344А-2	10...14	0,18	0,16	0,18	15	1 (4ГГц)	3	20	---
3П605А-2	5...8	0,2	0,15	0,18	30	1,7 (8ГГц)	4	30	---

Таблица П.2-4

Параметры двухзатворных полевых транзисторов

Тип транзистора	Кр, дБ	S ₃₁ , мА/В	S ₃₂ , мА/В	I _{ут31} , мА	I _{ут32} , мА	f _{раб} , ГГц	C ₁₁ , пФ	C ₁₂ , пФ	C ₂₂ , пФ	U _{з1и}
2П306А	15	4,8	3,7	1	1	0,8	5	0,07	6	-0,5... +0,5
2П306Б	10...20	3...8	2...4,5	1	1	0,8	5	0,07	6	0...2,0
2П306В	10...20	3...8	2...4,5	1	1	0,8	5	0,07	6	-3,5... 0
2П322А	---	4...6,3	1...2	0,2...2	0,2...2	0,4	6	0,08	5	-3,0... 0
КП327А	12 (800МГц)	11	---	50	50	0,8	2,5	0,04	2,4	-0,5... +0,5
КП327Б	18 (250МГц)	11	---	50	50	0,8	2,5	0,04	2,4	-0,5... +0,5
3П328А-2	12 (8ГГц)	28	4	1	1	8,0	---	---	---	-1,0... -3,0
2П350А	---	9,4	0,7	5	5	0,7	3,2	0,04	4	-0,5... +0,5
2П350Б	---	11,5	0,7	5	5	0,7	3,2	0,04	4	-0,5... +0,5
КП350А	---	6...13	0,6...0,8	5	5	0,7	3,5	0,05	3,2	-0,5... +0,5

* - Типовое значение. В скобках указана частота, на которой измерен коэффициент шума.

ПРИЛОЖЕНИЕ П.3

Справочные данные на некоторые типы микросхем

Таблица П.3-1

Наименование параметра	Тип микросхемы			
	175УВ1А	175УВ1Б	175УВ2	175УВЧ
Uп, В	6 ± 10 %	6 ± 10 %	6 ± 10 %	6 ± 10 %
Iп, мА	15	15	3	3
fв, МГц	45	60	65	150
S, мА/В, на fв	---	---	10	10
S, мА/В, на fн = 0,1МГц	---	---	12,5	12,5
S, мА/В, на fраб	12	12	---	---
Rвх, кОм на f = 0,1МГц	1	1	1	1
Rвх, кОм на fв	0,6	0,6	0,6	200
Rвых, Ом на f = 0,1МГц	75	75	75	---
Rвых, Ом на fв	60	60	60	---
Свх, пФ	25	25	18	18...20
Свых, пФ	8	7	6	6...8
Fш, дБ	---	---	6	---

Таблица П.3-2

Наименование параметра	Тип микросхемы			
	219ПС1А	235ПС1 235ПС2	435ХА1	525ПС2А 525ПС3А
Uп, В	5,0 (8,0) ± 10 %	6,0 ± 10 %	6,0 ± 10 % [12,0]	± 15 В
Iпот, мА (Рпот, мВт)	2,8	(35)	3,5 [8,5]	8
Kпр	30 (50МГц) 80 (14МГц) (Umin = 0,2...0,25В)			0,1 (0...1,0МГц) Uс, Uг ≤ ±10В
Sup, мА/В		4,5 (10МГц) 2,5 (150МГц) (Umin = 100мВ)	10 30 (0,1...100МГц) (Umin = 0,2...0,21В)	---
Rвх, кОм Сигн. входа		1,0 (10МГц)	4,0 (1МГц) 2,0 (100МГц)	2,4
Гет. входа		1,5 (10МГц)	3,0 (1МГц) 0,5 (100МГц)	2,4
Свх, пФ Смгн. входа		25	<18	25...30
Гет. входа		25	16...17	25...30
Rвых, кОм		20	15...20	10...12
Свых, пФ		6	7...8	10...14
Верхний значение частоты, МГц	50	150,0	100,0	1,0

Таблица П.3-3

Наименование параметра	Тип микросхемы						
	228УВ2 228УВ3	228УВ3 265УВ3 265УВ6	235УВ1	235УР3 235УР9	235УР7 235УР11	435УВ1	435ХП1
U _{н1,2} , В	±6,3±10%	±6,3±10%	±6,3±10%	±6,3±10%	±6,3±10%	6[12]	6[12]
P _п , мВт							
(I _н , мА)	70	70	20,0	23	30	(2,5 [0.5])	(3 [12])
f _н , МГц	---	---	1,0	0,12	0,5	1,0	0.2
S, мА/В (f1)	10 (5МГц)	10 (5МГц)	20 (10МГц)	70 (1,6МГц)	10 (1,6МГц)	35[70]-1ВХ 5[9]-2ВХ (200МГц)	15 [30] (200МГц)
S, мА/В (f2)	7,5 (60МГц)	7,5 (60МГц)	7 (170МГц)	30 (25МГц)	5 (200МГц)		
K _и , на f _в			200	400	100	500 (1,6МГц)	---
R _{вх} , кОм (f1)	1,3 (0,1МГц)	1,2 (0,1МГц)	0,5 (10МГц)	2,5 (1,6МГц)	2 (1,6МГц)	1,2 -1ВХ 0,5 -2ВХ	1.0
R _{вх} , кОм (f2)	400 (80МГц)	400 (80МГц)	200 (170МГц)	500 (25МГц)	400 (200МГц)		
R _{вых} , кОм f1)	---	---	35 (10МГц)	17 (1,6МГц)	12 (1,6МГц)	0,75...	15...
R _{вых} , кОм (f2)	100 (80МГц)	100 (60МГц)	30 (170МГц)	15 (25МГц)	10 (200МГц)	...0,1	...20
C _{вх} , пФ	20...22	20...22	20...25	20	20	<15	20
C _{вых} , пФ	8	8	6 ± 3	6 ± 3	4 ± 3	<5	5
F _ш , дБ	---	5(265УВ6)	7...10	---	---	12	---

ПРИЛОЖЕНИЕ П.4

Справочные данные радиоэлементов

Таблица П.4-1

Справочные данные разрядников защиты приёмников (РЗП)

Тип	Диапазон частот, МГц	Коэффициент передачи мощности, Кр	Добротность, Qк
PP-81	553...587	0,88	400
1B27	2400...3750	0,7	350
721B	2750...3300	0,7	300
1B24	8500...9600	0,8	300
PP49M	8570...9670	0,7	230
724B	8600...9700	0,6	300
1B63	9000	0,5	8
PP6	9270...9450	0,96	1100
1B26	23420...24580	0,7	200

Таблица П.4-2

Справочные данные варикапов

Тип	Параметр			Параметр			Уобр. макс	Кс
	Сн, пФ	при Un, В	на f, МГц	Qв	при Уобр, В	на f, МГц	В	
KB101A	200	0,8	1	150	0,8	1	4	---
	200	0,8	10	12	0,8	10	4	---
2B102B	25-37	4	1-10	50	4	50	45	---
2B102Г	14-22	4	1-10	56	4	50	45	---
2B102Д	19-28	4	1-10	100	4	50	45	---
2B102E	25-37	4	1-10	100	4	50	45	---
2B102Ж	19-28	4	1-10	30	4	50	80	---
2B104A	90-120	4	1-10	100	4	10	45	---
2B104Б	106-144	4	1-10	100	4	10	45	---
2B104B	128-192	4	1-10	100	4	10	45	---
2B104Г	95-143	4	1-10	100	4	10	80	---
2B104Д	128-192	4	1-10	100	4	10	80	---
2B104E	95-143	4	1-10	150	4	10	45	---
2B105A	400-600	4	1	500	4	1	90	4
1B105Б	400-600	4	1	500	4	1	50	3
KB109A	2,3-2,8	25	1-10	300	3	50	25	4 - 5,5
KB109Б	2,0-2,3	25	1-10	300	3	50	25	4,5 - 6,5
KB109B	8-16	3	1-10	160	3	50	25	4 - 6
KB109Г	8-17	3	1-10	160	3	50	25	4
2B113A	54,4-81,6	4	1	300	4	10	150	4,4
1B117A	26,4-39,6	3	1-10	180	3	50	25	5,7

Таблица П.4-3

Справочные данные электромеханических фильтров

Тип	Полоса пропускания, Гц	Центральная частота, кГц	Граница полосы пропускания на уровне 6 дБ, кГц		Затухание в полосе пропускания, дБ	Коэфф. прямоугольности по уровню 6 и 60 дБ	$\rho_{ВХ}$, кОм	$\rho_{ВЫХ}$, кОм
			верхняя	нижняя				
ЭМФ5Д-500-0,3с	300 ± 50	500 ± 0,05	---	---	20	≤ 4	10	1
ЭМФ5Д-500-0,6с	650 ± 75	500 ± 0,05	---	---	15	≤ 3,5	10	1
ЭМФ5Д-500-0,5В	500 ± 50	---	---	500,1±0,05	15	≤ 3,5	10	1
ЭМФ5Д-500-0,5Н	500 ± 50	---	499,9±0,05	---	15	≤ 3,5	10	1
ЭМФ5Д-500-1,1С	1100±100	500 ± 0,1	---	---	15	≤ 3,5	10	1
ЭМФ11Д-500-3,0с	3000±300	500 ± 0,15	---	---	15	≤ 1,5	10	1
ЭМФ11Д-500-3,5В	3500±150	---	499,9±0,05	500,1±0,05	15	≤ 1,5	10	1
ЭМФ11Д-500-3,5Н	3500±150	---	---	---	15	≤ 1,5	10	1
ЭМФ11Д-500-7,8с	7800±300	500 ± 0,15	---	---	15	≤ 1,5	10	1
ЭМФП-5-465-6	6000±600	465 ± 1,5	---	---	8,5	≤ 3,5	1	10
ЭМФП-5-465-9	9000±600	465 ± 1,5	---	---	7,0	≤ 2,7	1	10
ЭМФП-5-465-13	13000±800	465 ± 1,5	---	---	8,0	≤ 2,2	1	10

Таблица П.4-4

Справочные данные кварцевых фильтров

Тип	Номинальная частота, МГц	Полоса на уровне 3 дБ, кГц	Коэфф. прямоугольности по уровню 6 и 60 дБ	Неравн. затухание в полосе пропускания, дБ	Затухание в полосе ± 2 МГц, дБ	Затухание в полосе > 2 МГц, дБ	К	$\rho_{ВХ}$, $\rho_{ВЫХ}$, кОм	Свх, Свых, пФ
ФП2П - 2 - 1В	35,3	12 ± 1	6	0,8	> 60	> 30	> 0.7	2±5%	50.5±0.5
ФП2П - 3 - 1В	45,5	15 ± 1	6,5	1,5	> 60	> 25	> 0.12	2±5%	50.5±0.5
ФП2П - 4 - 1В	55,5	20 ± 1	6,5	1,5	> 60	> 25	> 0.12	2±5%	50.5±0.5

Ряды номинальных величин постоянных сопротивлений и конденсаторов

Таблица П.5-1

Обозначение рядов

E24 (допустимое отклонение 5%)	E12 (допустимое отклонение 10%)	E6 (допустимое отклонение 20%)
1,0	1,0	1,0
1,1		
1,2	1,2	
1,3		
1,5	1,5	1,5
1,6		
1,8	1,8	
2,0		
2,2	2,2	2,2
2,4		
2,7	2,7	
3,0		
3,3	3,3	3,3
3,6		
3,9	3,9	
4,3		
4,7	4,7	4,7
5,1		
5,6	5,6	
6,2		
6,8	6,8	6,8
7,5		
8,2	8,2	
9,1		

СОДЕРЖАНИЕ

1. Цель курсового проектирования	3
2. Содержание и темы курсового проектирования	3
3. Характеристика объекта проектирования	16
4. Этапы проектирования	18
5. Требования к курсовому проекту	19
6. Краткие теоретические сведения для проектирования устройства	24
6.1 Алгоритм приёма и операции обработки сигналов.....	24
6.2 Цифровая фильтрация узкополосного сигнала	31
6.3 Типовые устройства цифровой обработки сигналов	36
7. Порядок расчёта аналоговой части РПУ	48
8. Порядок и примеры расчёта цифровой части РПУ	73
Литература	90
Приложение П.1. Расчёт цепей термостабилизации коэффициента усиления резонансных усилителей на биполярных транзисторах	92
Приложение П.2. Справочные данные на некоторые виды транзисторов	96
Приложение П.3. Справочные данные на некоторые типы микросхем	99
Приложение П.4. Справочные данные радиоэлементов	101
Приложение П.5. Ряды номинальных величин постоянных сопротивлений и конденсаторов	103