

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 оборудования:

- радиосвязное;
- радионавигационное;
- радиолокационное.

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 по 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
08, 18, 28, ..., 98	Маркерный приёмник
09, 19, 29, ..., 99	Курсовой приёмник

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;

A1 – амплитудная манипуляция (телеграфия);

A2 – амплитудная тональная манипуляция;

A3 – амплитудная модуляция (телефонная связь);

A3A – телефонная связь, одна боковая полоса с ослабленной несущей;

A3H – телефонная связь, одна боковая полоса с полной несущей;

A3J – телефонная связь, одна боковая полоса с подавленной несущей;

F1 – частотная манипуляция (телеграфия);

F2 – частотная тональная манипуляция;

F3 – частотная модуляция (телефонная связь);

APY, ЦAPY – автоматическая регулировка усиления, цифровая автоматическая регулировка усиления;

ЦШАPY – цифровая шумовая APY;

APП, ЦAPП – 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.

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
Чувствительность приёмника, Вт	10^{-13}		10^{-13}		10^{-12}		10^{-11}		10^{-12}	

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 $P_{по}$ *	0,85		0,9		0,92		0,95		0,9	
Вероятность ложной тревоги $P_{лт}$ *	10^{-7}		10^{-6}		10^{-6}		10^{-5}		10^{-6}	
Тип активных приборов (В – выбрать)	БТ, МС		ПТ, МС		ПТ		БТ		В	

* – 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	91
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
Чувствительность приёмника, Вт	10^{-13}		10^{-12}		10^{-14}		10^{-13}		10^{-12}	
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,Б Т	МС, ПТ	В	БТ	ПТ	ПТ	МС,ПТ

* – Значения параметров даны для индивидуальных выданных заданий.

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
Чувствительность приёмника, Вт	10^{-12}	10^{-13}	10^{-12}	10^{-12}	10^{-12}	$6 \cdot 10^{-11}$	$5 \cdot 10^{-12}$	10^{-12}	10^{-12}	10^{-12}
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, °	0,8	0,8	0,8	0,8	0,6	0,8				
- глиссады, °	0,6	0,8	0,8	0,8	0,6	0,6				
- дальности, м *	100	120	110	100	120					
Тип активных приборов (В – выбрать)	В	МС, ПТ	МС, БТ	ПТ	БТ	В	МС	МС, ПТ	МС, БТ	В

* – Значения параметров даны для справки.

Таблица 2.5

Задания на проектирование приемника 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	10	15	7	10	12	20	24	8	28	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	2·10 ⁻⁷		2·10 ⁻⁶				10 ⁻⁷			
Стабильность частоты гетеродина приёмника	1·10 ⁻⁵		(2...3)·10 ⁻⁵				(3...4)·10 ⁻⁶			
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	40	30	20	10	12	34	22	14	24	18
- индуктивность, мкГ	65	50	35	45	45	60	32	28	44	52
- емкость, пФ	160	140	110	130	120	150	120	98	90	80

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	10		15		5		10		5	
Избирательность по всем побочным каналам, дБ	60		80		56		80		70	
Коэффициент 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	12		15		18		46	72	75	50
- индуктивность, мкГн	36		26		30					
- ёмкость, пФ	68		42		38					

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
Коэффициент 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, пФ	28 34 26	34 21 18	46	16 34 44	19 24 34	23 18 42	50	22	74	92

* – Коды команд необходимо выбрать, в таблице даны возможные варианты кодов.

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			300...4500			300...2700		300...3500		
Тип активных приборов (В – выбрать)	В	МС	ПТ	МС	ПТ	БТ	МС	БТ	БТ	МС	
Чувствительность, мкВ при отношении $\log(U_c+U_{ш})/U_{ш} \geq 10$ дБ (м=50% Fм=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	
Коэффициент регулирования АРУ, $\alpha\beta$	$10^4/2,0$			$10^3/1,5$			$10^4/3,0$		$10^3/1,5$		
Скорость телеграфирования, Бод	≥ 100			-----			≥ 50		-----		
Параметры антенны:											
-сопротивление, Ом	20	16	12	50	72	46	8	12	14	18	
-индуктивность, мкГ	22	24	30				36	50	26	32	
-емкость, пФ	48	56	90				160	120	60	72	

Таблица 2.9

Задание на проектирование глассадного приёмника

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	

* – Значения параметров даны для справки.

Таблица 2.10

Задание на проектирование маркерного приёмника

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...3,5					
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

Таблица 2.11

Задание на проектирование курсового приёмника

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 $\log(U_c+U_{ш})/U_{ш} \geq 10$ 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

* – Значения параметров даны для справки.

3. ХАРАКТЕРИСТИКА ОБЪЕКТА ПРОЕКТИРОВАНИЯ

При проектировании авиационного радиоэлектронного оборудования 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).

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, электроннолучевая трубка, АЦП 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.

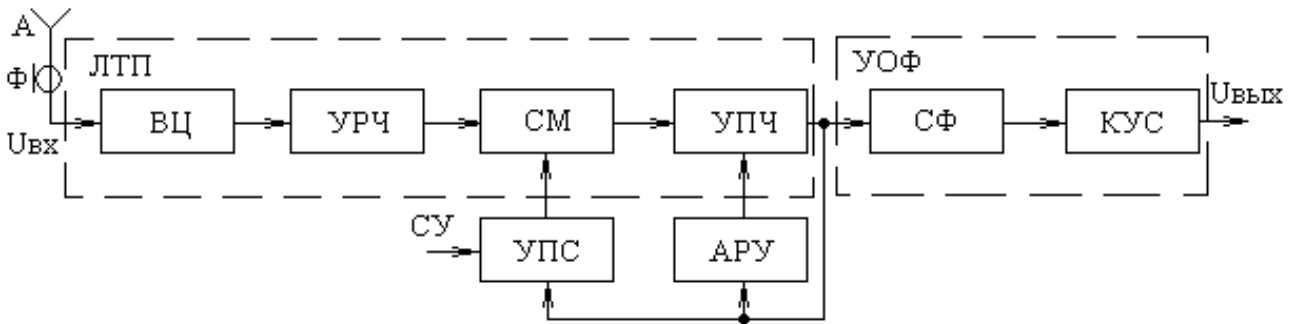


Рис. 3.1. Структурная схема устройства приёма и обработки сигналов

Схема содержит линейный тракт приемника (ЛТП) супергетеродинного типа (ВЦ – входная цепь, УРЧ – усилитель радио-частоты, 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 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 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 обычно на основе аналоговой схемотехники, устройства оптимальной фильтрации чаще реализуются в цифровом варианте с использованием специализированных, реже универсальных, вычислителей.

Устройство поиска и синхронизации тоже может содержать цифровые и/или 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 аналоговые, так и цифровые 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 требований к блоку сопряжения аналоговой и цифровой частей РПУ, обычно это требование к АЦП.

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).

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 или А2 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.

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 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 условий 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 пронумерованы и снабжены пояснительными подписями в соответствии с требованиями ЕСКД.

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):

Введение.

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

1. Выбор схемы приемного устройства и расчет его характеристик.

1.1. Выбор вида приемного тракта и устройства обработки сигналов.

Структурная схема приемного устройства.

1.2. Предварительный расчет характеристик аналоговой части радиоприемного устройства.

Рассчитывается полоса пропускания линейного тракта и коэффициент шума приемника. Анализируются требования технического задания (ТЗ) по его избирательности и выбираются средства, обеспечивающие данные требования. Выбирается элементная база и рассчитываются параметры активных приборов на рабочих частотах. Выполняется разбиение усиления по каскадам приёмника, оцениваются характеристики системы АРУ.

2. Электрический расчёт приемного устройства.

2.1. Электрический расчёт аналоговых узлов РПУ.

2.2. Расчет характеристик цифровой части УПОС.

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.

Выбирается алгоритм цифровой обработки сигнала и элементная база для его реализации. Определяются требования к цифровому вычислителю. Описывается работа цифрового устройства.

Заключение.

Указываются основные достоинства и преимущества спроектированного приёмного устройства перед аналогичными.

Литература.

Приложения: 1. Перечень элементов к принципиальной схеме.

2. Распечатки программ расчёта и/или моделирования на ПЭВМ.

Примерное содержание пояснительной записки курсового проекта приёмного устройства РЛС:

Введение.

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

1. Выбор схемы приёмного устройства и расчёт его характеристик.

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

1.2. 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. Электрический расчёт аналоговых блоков приёмного устройства.

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

3. 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.

Заключение.

Указываются достоинства и преимущества спроектированного приёмного устройства.

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.

В тексте каждого раздела или подраздела необходимо помещать схемы рассчитываемых блоков, узлов, соответствующие графики и таблицы.

Величины резисторов и емкостей должны соответствовать числам, приведённым в табл. П. 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 $n(t)$.

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 ($t_0 \geq \tau_H$, τ_H – длительность импульсного сигнала):

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

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

$$y[n] = T \cdot \sum_{i=0}^{n-1} h(n-i) \cdot x[i] = T \cdot \sum_{i=0}^{n-1} h[i] \cdot x[n-i], \quad (6.2)$$

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).

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

$$y[n] = \sum_{i=0}^L a_i \cdot x[n-i] - \sum_{i=1}^M b_i \cdot y[n-i], \quad L \leq M, \quad (6.3)$$

где a_i , b_i – постоянные коэффициенты, определяемые видом импульсной характеристики ЦФ. Формула (6.3) описывает рекурсивные ЦФ. Если все коэффициенты b_i равны нулю, то получаем нерекурсивный ЦФ, реализующий свёртку (6.2).

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 $x(t) = Um \text{Sin} \omega t$, $t \geq 0$.

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

Цифровые сигналы описываются квантованными решетчатыми функциями, $X_c(nT)$, 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 $0, T, 2T$. Каждый уровень квантования обычно кодируется двоичным кодом. При этом цифровой сигнал в дискретный момент времени $t = nT$ представляется m -разрядным двоичным кодом, где $m = \lceil \log_2 K \rceil$ ($\lceil B \rceil$ – 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 – аналогоцифровым преобразователем (АЦП). Математически эта операция может быть описана как замена непрерывной функции $X[n]$ дискретной (квантованной) функцией $X_{ц}[n]$, значение которой представляется в виде двоичного m -разрядного кода. Цифровой сигнал можно преобразовать в дискретный и непрерывный с помощью цифроаналогового 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, дискретноцифровые 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 (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 [6]. В соответствии с этим методом узкополосный радиосигнал: $u(t) = U(t) \cdot \cos(\omega_0 t + \psi(t))$ можно представить в виде:

$$u(t) = \operatorname{Re}[U(t) \cdot \exp(j\omega \cdot t)], \quad (6.4)$$

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

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

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

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

$$U(t) = \sqrt{U_c^2(t) + U_s^2(t)}, \quad (6.5)$$

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

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).

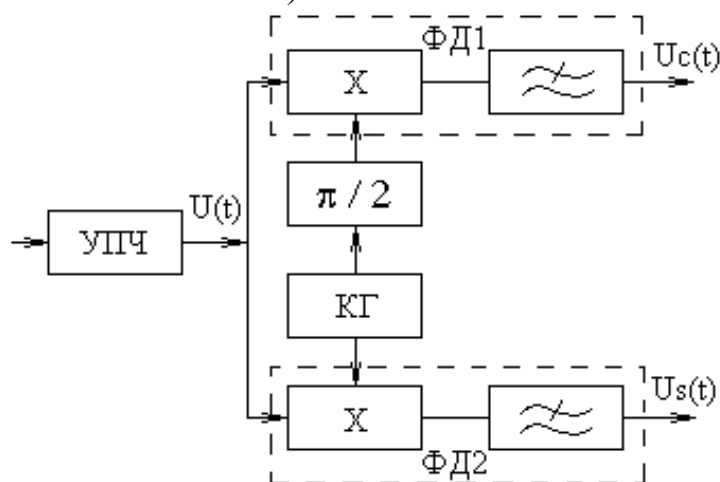


Рис. 6.1. Схема формирования квадратурных составляющих узкополосного сигнала

* В общем случае с помощью четырехкватратных аналоговых перемножителей и фильтров нижних частот.

6.2. Типовые устройства цифровой обработки сигналов

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. 6.2.

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 стробимпульса (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 сбоя счётчика, применяется блокировочное устройство (БУ), исключающее одновременное появление импульса считывания и очередного МИ. Число разрядов счётчика и регистра дальности определяется числом элементов дальности: $M \geq 2^{ncr}$, $ncr = \lceil \log_2 M \rceil$ – число разрядов счётчика.

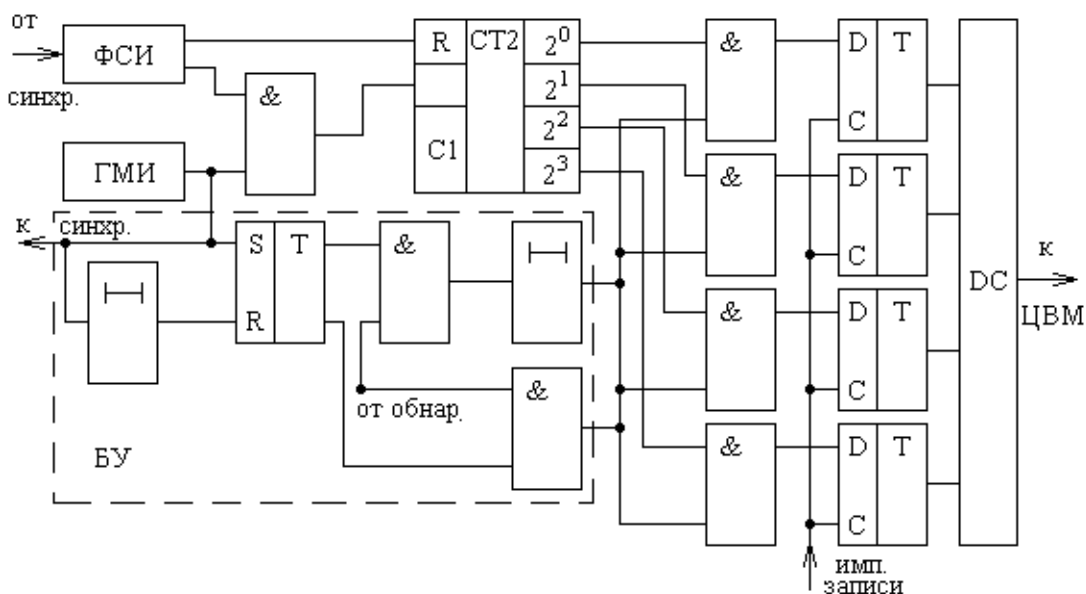


Рис. 6.2. Функциональная схема цифрового измерителя дальности

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.

Цифровой измеритель радиальной скорости

В авиационных РЛС с импульсным излучением и малой скважностью, измерение радиальной скорости цели осуществляется на основе эффекта Доплера [1; 4]. Структурная схема цифрового измерителя скорости (ЦИС) приведена на рис. 6.3.

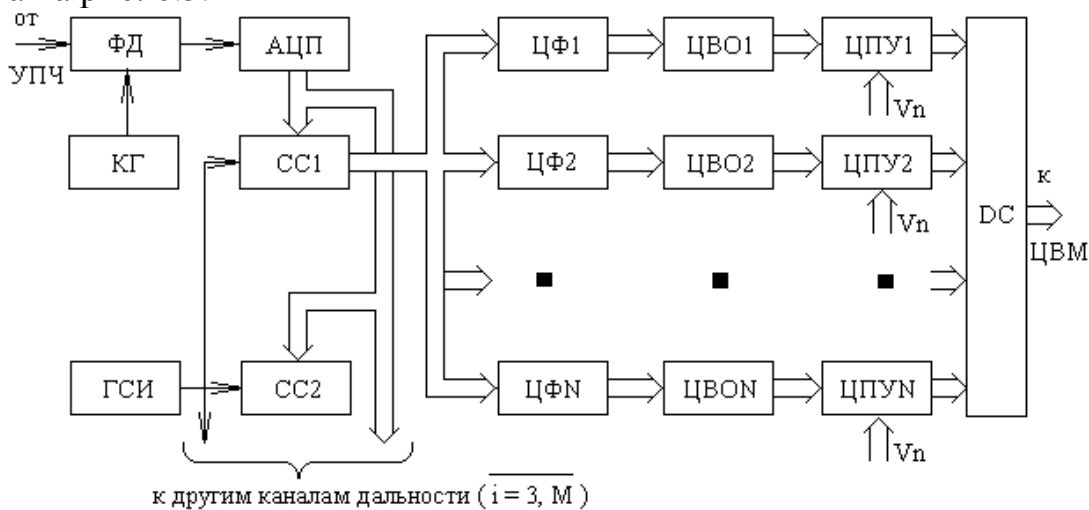


Рис. 6.3. Схема цифрового измерителя скорости

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 стробимпульсов 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 возможно 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.

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. 6.4 приведена упрощенная функциональная схема цифрового измерителя азимута (ЦИА).

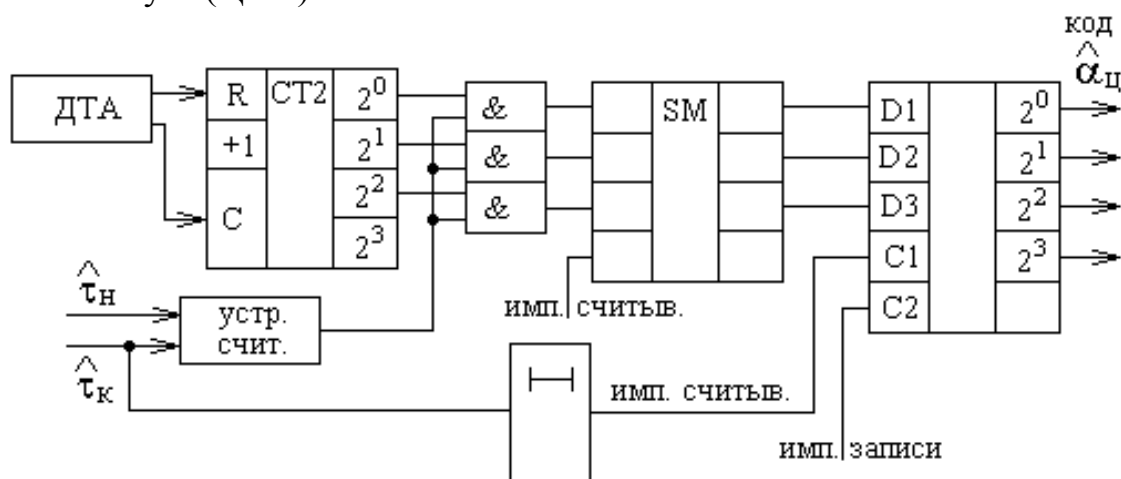


Рис. 6.4. Схема цифрового измерителя азимута

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:

$$Z_{Ц} = \frac{Z_H + Z_K}{2}.$$

Код полученной оценки $Z_{Ц}$ передаётся далее ЦВМ для дальнейшей обработки.

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, частотной, фазовой и тактовой синхронизации. 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 $\{U_C[n], U_S[n]\}$, обычно подвергаются предварительной обработке в цифровом фильтре и поступают в виде $\{y_C[n], y_S[n]\}$ на входы цифрового демодулятора (ЦД).

Пример схемы цифрового демодулятора амплитудно-модулированного сигнала (ЦД-АМ) показан на рис. 6.5.

Основными узлами схемы являются перемножители Π и сумматор Σ [4].

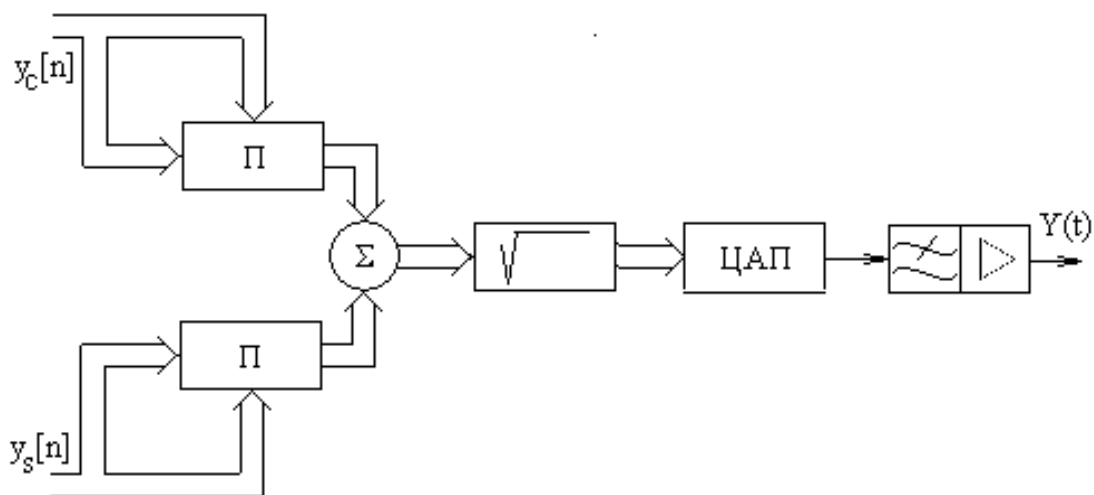


Рис. 6.5. Схема цифрового детектора АМ-сигнала

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.

При передаче дискретных сообщений широко применяются такие виды модуляции, как манипуляция по амплитуде (АМн), по частоте (ЧМн) или фазе (ФМн). Кодовые символы «0» и «1» передаются путём задания разных значений по амплитуде (U_0 и U_1), расстройки по частоте (или фазе) радиосигнала в пределах определённого интервала времени (такта). Следовательно, в простейшем случае для выделения таких сообщений можно использовать ЦД-АМ, ЦД-ЧМ или ЦД-ФМ.

Схемы квазиоптимальных и стандартных демодуляторов имеются в литературе по системам связи [2; 3]. Они также могут быть реализованы в цифровом виде, однако чаще реализуются программно с использованием специализированных вычислителей.

Цифровая ФАП

Для цифровой ФАП характерна высокая точность подстройки частоты. Структурная схема приёмника с ЦФАП показана на рис. 6.6.

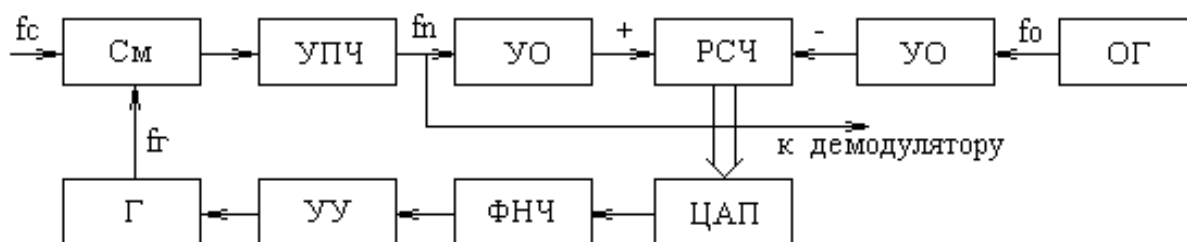


Рис. 6.6. Структурная схема приёмника с ЦФАП

Сигнал с выхода УПЧ, имеющий частоту $fn = f_c - f_r$, 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 $fn > f_0$, 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 $fn = f_0$. 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 [7; 4].

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, 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 [7, 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.6.7 представлена одна из возможных схем цифровой шумовой АРУ.

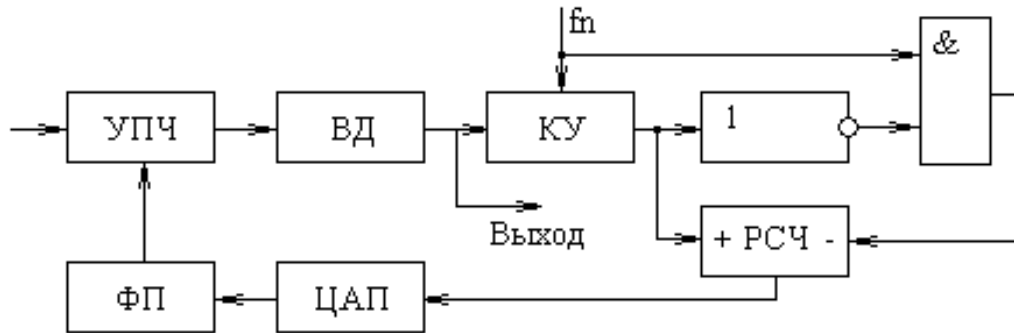


Рис. 6.7. Схема цифровой ШАРУ

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

При превышении порога $U_{п}$ 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 $U_{п}$ 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 $P_{ш} = 0,5$.

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 [4; 7].

Для РЛС с автоматизированными методами обработки сигналов и принятия решений первостепенной становится проблема стабилизации вероятности ложных тревог $P_{лт}$ на выходе устройства первичной обработки сигнала. Если величина $P_{лт}$ нестабильна, то с её ростом возможна перегрузка устройства вторичной обработки сигнала, что может привести к появлению ложных целей и ложных траекторий. Уменьшение значений $P_{лт}$ сопровождается уменьшением вероятности правильного обнаружения $P_{по}$ и может привести к пропуску (потере) целей. Задача стабилизации $P_{лт}$ решается с помощью автоматического регулятора порога. Схема цифровой АРП может быть выполнена аналогично показанной на рис. 6.7. Рекомендации по её расчёту имеются в [4; 7].

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 P .

Полоса пропускания линейного тракта приемника зависит от ширины спектра принимаемого сигнала P_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 $P_{нс}$ [1; 4; 5]:

$$P = P_c + 2\Delta f_d + P_{нс} . \quad (7.1)$$

При передаче непрерывных сообщений $S(t)$ ширина спектра принимаемого радиосигнала P_c может быть найдена по известным параметрам модулирующего сигнала и виду модуляции.

Так, при двухполосной АМ (А3):

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

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

При однополосной АМ с ослабленной несущей (А3J):

$$P_c = F_B . \quad (7.3)$$

При однополосной модуляции с подавленной несущей (А3У):

$$P_c = F_B - F_H , \quad (7.4)$$

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

При частотной модуляции (F3):

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

где $M_{чМ} = \Delta fm / F_B$ – индекс частотной модуляции; Δfm – 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:

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

где τ_c – длительность элементарного символа, с; B – скорость телеграфирования, Бод.

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

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

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):

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

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

При частотной манипуляции (F1) для $1,5 < M_{\text{чм}} < 5,5$:

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

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

Для $5,5 \leq M_{\text{чм}} < 20$:

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

Для приемников импульсных радиосигналов обычно полосу $Пс$ выбирают из соотношения:

$$Пс \approx \frac{1...2}{\tau}, \quad (7.11)$$

где τ – длительность радиоимпульса.

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

В том случае, когда необходимо обеспечить малые искажения фронта радиоимпульса, то $Pc \approx \frac{1}{t_y}$, 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 Pc .

Общая нестабильность частоты и неточность настроек гетеродина, УПЧ приемника определяется соотношением [1; 5; 6; 7]:

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

где $\delta f_c = \nu_c \cdot f_c$ и $\delta f_G = \nu_G \cdot f_G$ – абсолютные нестабильности несущей частоты сигнала и частоты гетеродина приемника (ν_c, ν_G – относительные нестабильности частоты сигнала и гетеродина); δf_{HG} , $\delta f_{НУПЧ}$ – неточности настроек гетеродина и УПЧ.

Для профессиональных приемных устройств часто считают, что δf_{HG} , $\delta f_{НУПЧ} = 0$.

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

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 $P_{нс}$, 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 V_P , равно

$$\Delta f_D = f_c \cdot \frac{V_P}{c}, \text{ где } c \approx 3 \cdot 10^8 \text{ – скорость распространения радиоволн.}$$

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

Расчет числа преобразований и выбор промежуточных частот связных, 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, [5, с. 51-54]). Так, при одноконтурной входной цепи и "n" каскадном резонансном усилителе радиочастоты:

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

где $v = d_{\text{Э}} \sqrt{\frac{n+1}{2} \sqrt{S_{3k}} - 1}$ – безразмерный коэффициент;

$d_{\text{Э}}$ – эквивалентное затухание контуров УРЧ;

f_{MAX} – максимальная частота настройки приемника.

Верхняя граница промежуточной частоты ищется из соотношения:

$$f_{\text{ПР2}} \leq \left(1 \dots 1,2 \sqrt{Q_{\text{ЭПЧ}} \cdot \Psi(m)}\right), \quad (7.14)$$

где $Q_{\text{ЭПЧ}}$ – эквивалентная добротность контуров УПЧ;

$\Psi(m)$ – функция, учитывающая тип избирательной системы (одноконтурная, со связанными контурами и т.д.) и их числа [5; 7].

Если $f_{\text{ПР1}} > f_{\text{ПР2}}$, то обеспечение заданных требований по избирательности возможно с однократным преобразованием частоты. Промежуточная частота должна быть выбрана между $f_{\text{ПР1}}$ и $f_{\text{ПР2}}$. 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 $f_{\text{ПР1}} < f_{\text{ПР2}}$, приемник должен иметь двухкратное преобразование частоты [5; 7]. 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:

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

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.

В последнее время в схемотехнике УПОС наметилась тенденция использования первой промежуточной частоты выше максимальной частоты принимаемого сигнала $f_{\text{МАКС}}$. 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, перестраиваемых полосовых фильтров или даже перестраиваемого 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 перестраиваемым 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:

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

причем коэффициент прямоугольности $K_{п}$ должен удовлетворять условию заданного ослабления соседних каналов приема на уровне заданной избирательности [1; 5; 7].

Тогда $K_{п} < \frac{2\Delta f_{СК}}{П}$, 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 [5; 7].

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

$$K_{Д} = f_{МАКС} / f_{МИН} ,$$

где $f_{МАКС}$ и $f_{МИН}$ – 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 $K_{ПД}$ 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 $K_{Д} > K_{ПД}$, то определяется необходимое число поддиапазонов:

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

Полученное число $N_{пд}$ округляется до большего целого, которое и принимается за число поддиапазонов.

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 [5].

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

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 _{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, 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 – обычно 0,5 В или 4,0 В;

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 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:

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

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

$$Q_B > (2...3)mQ_K.$$

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).

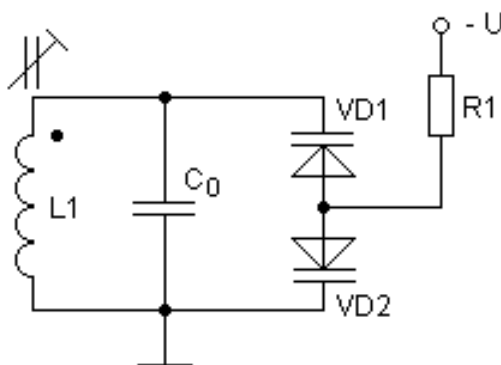


Рис. 7.1. Схема включения варикапной матрицы

Методика расчета схем с электронной перестройкой частоты изложена, например, в [5].

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 железоиттриевого граната (ЖИГ – резонаторы). Эти резонаторы позволяют получать добротности от 1000 до 10000 и могут быть сделаны в интегральном исполнении.

Структурная схема радиоприемного устройства, принципы построения его первых каскадов в значительной степени определяются также заданной чувствительностью приемника. В диапазонах километровых, гектометровых 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 (30,0-50,0) МГц) реальная чувствительность радиоприемных устройств в основном определяется шумовой температурой приемника (его коэффициентом шума) [1; 4; 5].

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

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

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

$E_{П}$ – 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 [1; 5; 7]. Так, для амплитудно-модулированного сигнала:

$$\gamma_{ВХ} \approx \gamma_{ВЫХ} \sqrt{(k_{П}^2 + m_A^2) \frac{\Pi_{ВЫХ}}{m_A^2 \Pi_{Ш}}}, \quad (7.19)$$

где $k_{П}$ – коэффициент, равный 1.41 при гармонической модуляции, и $k_{П} \approx 3$ при приеме телеграфного сигнала;

m_A – глубина модуляции;

$$\Pi_{ВЫХ} \approx 1,1F_{M_МАКС}.$$

Для частотно-модулированного сигнала можно воспользоваться соотношением:

$$\gamma_{ВХ} \approx \gamma_{ВЫХ} \sqrt{\frac{k_{П}^2 \Pi_{ВЫХ}}{3m_{ЧМ}^2 \Pi_{Ш}}},$$

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, [3; 7]). В общем случае следует учесть различные типы помех – атмосферные, промышленные, от местной грозы и т.д.:

$$E_{П}^2 = \sum_i E_{Ш}^2 .$$

На рис. 7.2 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:

$$N_D = \frac{E_C^2 / \gamma_{ВЫХ}^2 - E_{П} \Pi_{Ш}}{4kT_0 \Pi_{Ш} R_A} \cdot h_D^2. \quad (7.20)$$

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

$$N_D = \left(\frac{P_A}{\gamma_{ВХ}^2 k T_0 \Pi_{Ш}} \right) - \left(\frac{T_A}{T_0} - 1 \right). \quad (7.21)$$

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; 4; 7].

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

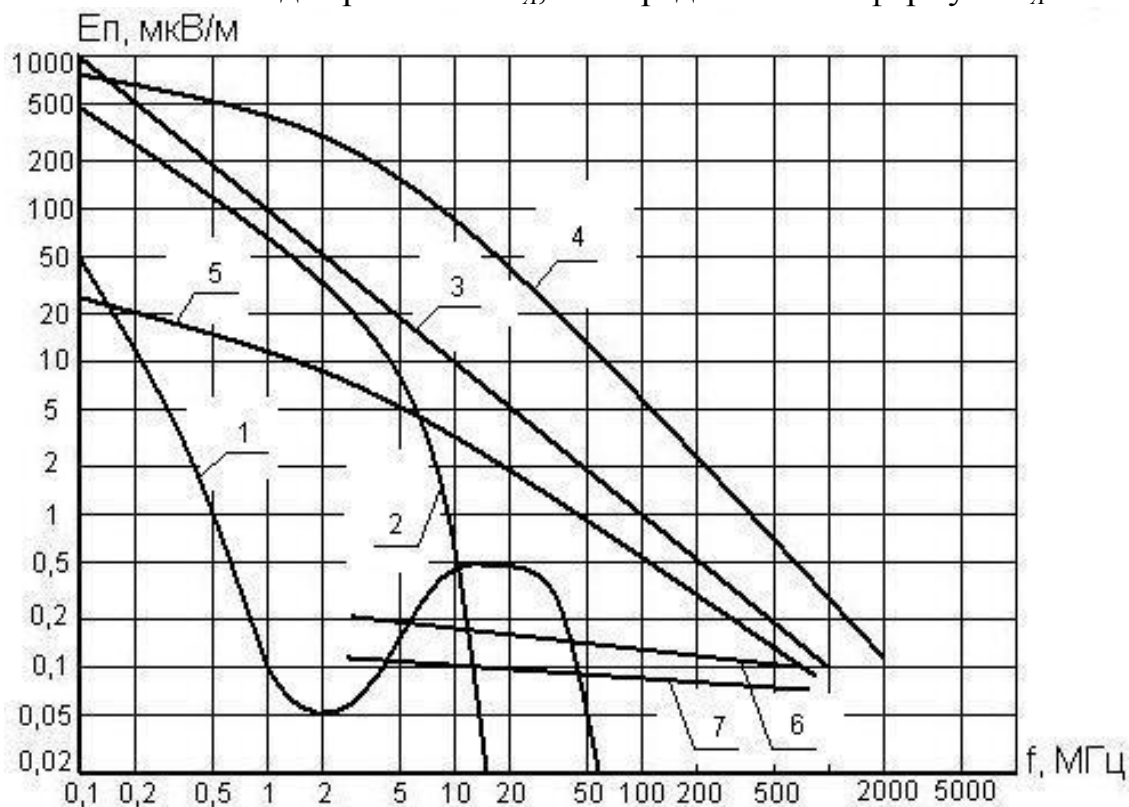


Рис. 7.2. Типовые зависимости напряженности поля помех

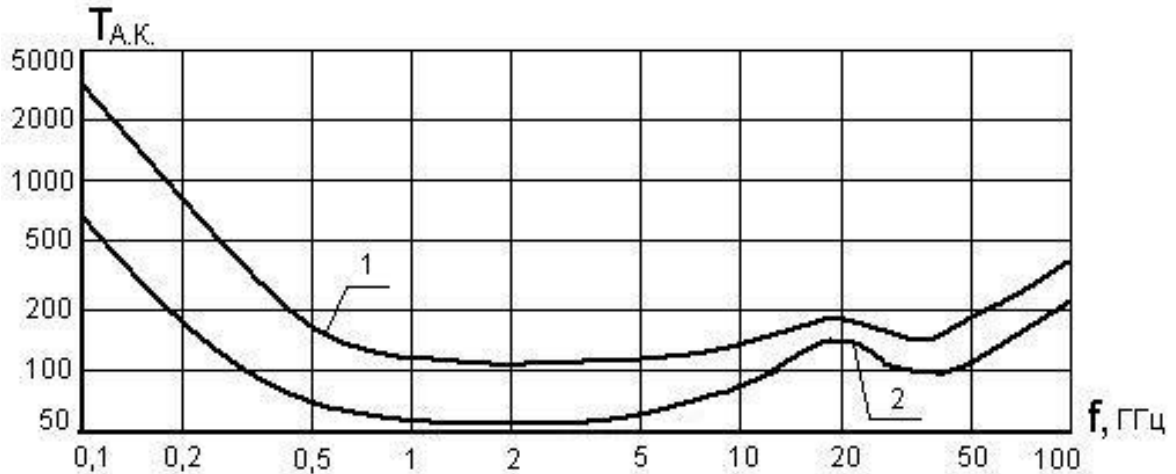


Рис. 7.3. Типовая зависимость шумовой температуры приемника антенны от частоты

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

$$N = \left(N_{ш} + \frac{N_{урч} - 1}{K_{P_ВЦ}} + \frac{N_{пч} - 1}{K_{P_ВЦ} K_{P_УПЧ}} + \frac{N_{упч} - 1}{K_{P_ВЦ} K_{P_УРЧ} K_{P_УПЧ}} \right) \cdot \frac{1}{K_{P\Phi}}, \quad (7.22)$$

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 (КПД) антенно-фидерного тракта ($K_{P\Phi} = \eta_{\Phi}$), причем $K_{P\Phi} = 10^{-0,1 \cdot \beta_{\Phi} \cdot l_{\Phi}}$, здесь η_{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; 4; 7] или взять из табл. 7.2.

Рассчитанный 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 (истоком)	$2 N_{\text{T мин}}$	$0,15 Y_{21}/Y_{12}$
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 (истоком)	$4 N_{\text{T мин}}$	10...100
Преобразователь частоты на транзисторе с общей базой (затвором)	$4 N_{\text{T мин}}$	10...100
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 четырехполосника, причем рассматриваются обычно Y -параметры этого четырехполосника, а на СВЧ – S -параметры.

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

$$y_{11Э} = g_{11} + j\omega \cdot C_{11} = \frac{1}{r_{11}} + j\omega \cdot C_{11};$$

$$-y_{12Э} = g_{12} + j\omega \cdot C_{12} = \frac{1}{r_{12}} + j\omega \cdot C_{12};$$

$$y_{21Э} = g_{21} - j\omega \cdot C_{21} = \frac{1}{r_{21}} - j\omega \cdot C_{21};$$

$$y_{22Э} = g_{22} + j\omega \cdot C_{22} = \frac{1}{r_{22}} + j\omega \cdot C_{22}.$$

Для транзисторов указанные проводимости могут быть рассчитаны по формулам через их справочные данные или по графическим зависимостям [1; 2; 7]. 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 также 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 значения Y-параметров.

Основной целью расчета параметров активного прибора является нахождение его входной g_{BX} и выходной $g_{BЫX}$ проводимостей, входной C_{BX} и выходной $C_{BЫX}$ емкостей, модулей проводимостей прямой $|Y_{21}|$ и обратной $|Y_{12}|$ передачи.

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

$$g_{12} \approx (0,15 \dots 0,2) g_{22};$$

$$v_{12} \approx (0,2 \dots 0,3) v_{22}.$$

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

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

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

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

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

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

$$4. \quad y_{22} = y_{\text{ВЫХ}} = g_1 + \frac{j\omega \cdot S_0 \cdot r_{\text{Б}} \cdot C_{\text{БК}}}{1 + j\omega\tau} + j\omega \cdot C_{\text{БК}};$$

$$g_1 = h_{22\text{Б}} + h_{21\text{Б}} \cdot \frac{h_{12\text{Б}}}{h_{11\text{Б}}}, \quad h_{12\text{Б}} = \frac{r_{\text{Б}}}{r_{\text{К}}}, \quad r_{\text{К}} = \frac{1}{h_{22\text{Б}}};$$

$$\tau = \frac{1}{2\pi \cdot f_{\text{С}}} = \frac{C_{\text{БЭ}} + C_{\text{БК}} \cdot r_{\text{Б}}}{1 + g_{\text{БЭ}} + g_{\text{БК}} \cdot r_{\text{Б}}}.$$

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

$$f_{\text{С}} = f_{\alpha} \left(1 - \frac{\alpha_0 \cdot r'_{\text{Б}}}{r_{\text{Б}}} \right), \quad f_{\alpha} = \frac{f_{\text{ГЕН}} \cdot 8\pi \cdot r'_{\text{Б}} \cdot C_{\text{К}}}{\alpha_0}.$$

В инженерной практике находит применение и более экономная методика расчёта Y-параметров биполярных транзисторов. Она требует меньших справочных данных на транзистор. Расчетные формулы приводятся в [6]. Электронная версия пособия имеется на сайте кафедры университета.

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 [2; 5]. 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 (истоком) 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, ОЭ	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, 525 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. 7.4).

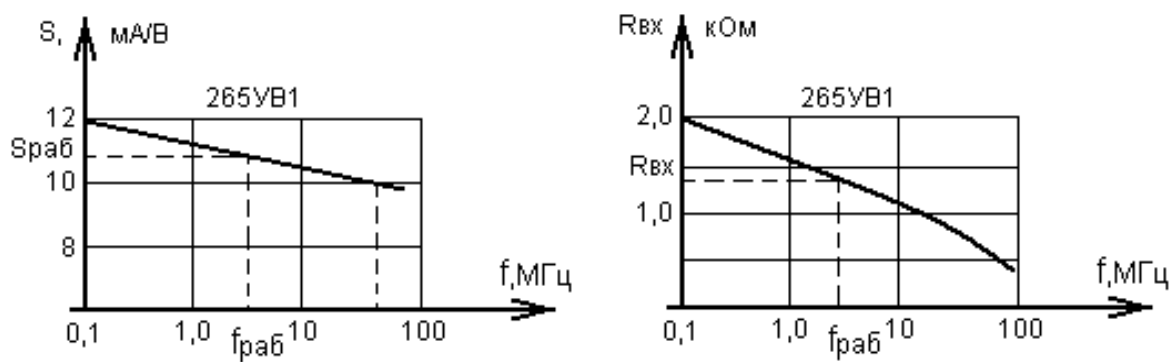


Рис. 7.4. Определение параметров микросхемы на рабочей частоте

Примеры расчётов Y -параметров транзисторов и микросхем имеются в [2; 5] и в электронной версии пособия.

В приложении П3 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...10).

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_U . Для транзистора, включенного по схеме с общим

эммитером (истокон), коэффициент устойчивого усиления можно оценить по формуле [1; 3; 7]:

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

Для каскодной схемы ОЭ – ОБ:

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

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 радиопремного 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. Не рекомендуется в систему АРУ включать преобразователь частоты и последний каскад УПЧ.

В настоящее время широко распространены как режимные, так и нережимные АРУ. Нережимные – это АРУ более высокого класса. В них используются либо управляемые аттенуаторы, либо мостовые схемы. Такие схемы позволяют получить регулировку усиления на каскад до 50...60 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 данными. Подробное изложение порядка расчёта имеется в [5; 7].

Электрический расчёт каскадов производится по методикам, изложенным в [1; 2; 4; 5].

Пример расчёта радиосвязного приёмника имеется в [5]. Расчёт радионавигационных приёмников аналогичен расчёту радиосвязного приёмника. Пример расчётов радиолокационных приёмников содержится в [4].

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

В [2] имеются примеры расчетов всех основных каскадов РПУ с применением конкретных типов транзисторов и микросхем.

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):

$$n_{сч} =]\log_2 M[,$$

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

3. Определяется период повторения масштабных импульсов и частота повторения:

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

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:

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

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_{II} ; 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. Целесообразно 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 $T_H = NT_{\Pi}$, т.е. приближённо записать:

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

Тогда допустимая нестабильность частоты передатчика равна:

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

Пример. Заданы: $V_{r_MIN} = 3$ м/с; $V_{r_MAX} = 300$ м/с; $N = 100$;
 $T_{\Pi} = 10^{-4}$ с; $\delta V_{r_Зад} = 20$ м/с; $\delta V_r = 15$ м/с; $f = 10^9$ 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. $\delta V_{rB} = 0,5 \delta V_r = 0,5 \times 15 = 7,5 \text{м/с}$ (при $\kappa_2 = 0,5$).
5. $\delta V_{r_{\text{ИСТ}}} = \sqrt{15^2 - 7,5^2 - 4,35^2} = 12,2 \text{м/с}$.
6. $\left| \frac{\delta f_{\text{ПЕР}}}{f} \right| = \frac{3 \times 12,2}{3 \times 10^8 \times 1,41 \times 10^2 \times 10^4} = 8,7 \times 10^6$.

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 $\delta\alpha_{\text{ц}}$; 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:

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

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. $\delta\alpha_{\bar{\alpha}} = \sqrt{0,25^2 - 0,0577^2} = 0,243^\circ.$
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.

Литература

Основная

1. Колосовский Е.А. Устройства приема и обработки сигналов: учеб. пособие для вузов. – М.: Радио и связь, 2002.
2. Сергеев В.Г. Устройство приема и обработки сигналов // Расчет и проектирование: в 2 ч. – М.: МГТУ ГА, 2001. – Ч.1, 2002. – Ч.2.
3. Сергеев В.Г. Прием и обработка сигналов: тексты лекции: в 2 ч. – М.: МГТУ ГА, 2009. – Ч.1, 2010. – Ч.2.
4. Проектирование радиолокационных приемных устройств / под. ред. М.А. Соколова. – М.: Высшая школа, 1984.

Дополнительная

5. Гооршелев В.Д., Красноцветова З.Г., Федорцев Б.Д. Основы проектирования радиоприемников. – Л.: Энергия, 1977.
6. Тихонов В.И., Харисов В.Н. Статический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем: учеб. пособие для вузов. – М.: Радио и связь, 2009.

Справочная

7. Белкин М.К., Белинский В.Т., Мазор Ю.Л. Справочник по учебному проектированию приемно-усилительных устройств. – Киев.: Высшая школа, 1982.

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

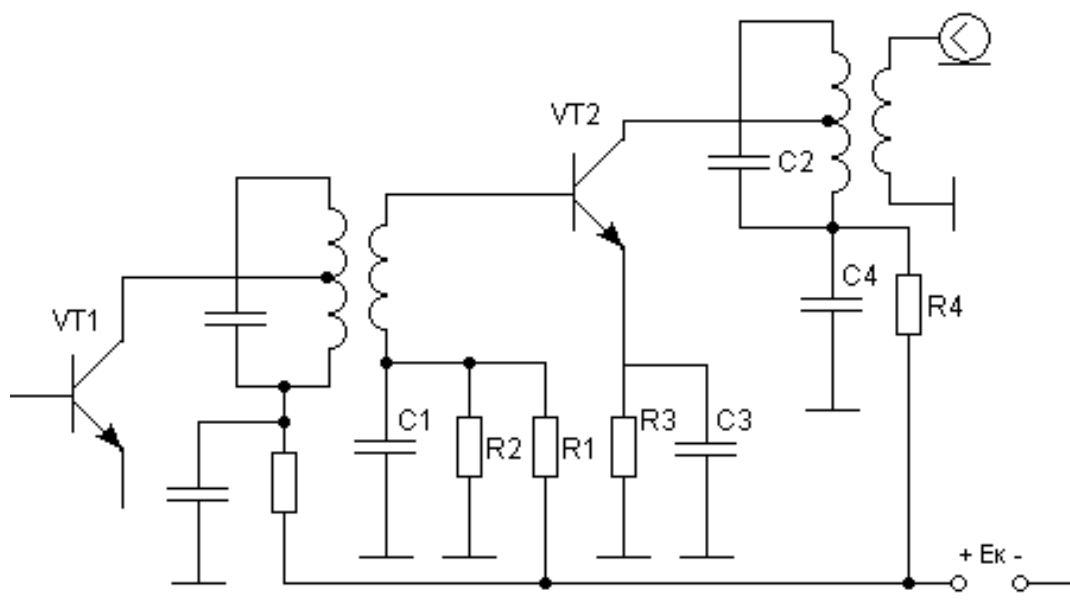


Рис. П.1-1. Схема резонансного усилителя

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 $I_{к0}$;
- 6) рабочая частота f_0 ;
- 7) входное сопротивление транзистора на рабочей частоте $r_{11} = 1/g_{11}$.

1. Определить изменение обратного тока коллектора ΔI_{K0} и величину теплового смещения напряжения базы ΔU_B транзистора:

$$\Delta I_{K0} = I_{K0} 2 \frac{T_{\max} - T_0}{10} (Ge),$$

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

$$\Delta U_B = \gamma \cdot (T_{\max} - T_{\min}), \quad \gamma = (6 \dots 21) \text{ мВ/К}.$$

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 $R2$:

$$R1 = \frac{A \cdot r_{11} \cdot E_K}{R3 \cdot I_{0K}}, \quad R2 = \frac{A \cdot r_{11} \cdot E_K}{E_K \cdot R3 \cdot I_{0K}}. \quad (\text{П.1-5})$$

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.

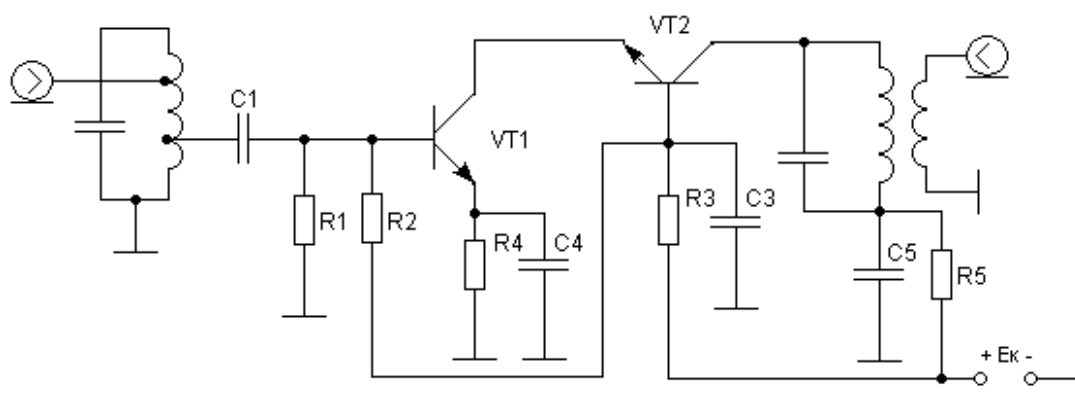


Рис. П.1-2. Каскодная схема резонансного усилителя
Порядок расчёта

1. Полагая транзисторы идентичными, определить изменение обратного тока коллектора ΔI_{k0} 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:

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

здесь полагается, что $U_{KЭ1} = U_{KЭ2}$. Если $R5 \leq 0$, следует увеличить E_K .

5. Найти суммарное сопротивление делителя напряжения базового смещения:

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

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	$h_{21Э}$	$\Gamma_{БСк}$	C_K	$C_{БЭ}$	$N_{тр}$	$f_{гр}$	Режим измерения		
		нс	пФ	пФ	дБ МГц	МГц	$U_{кэ}, В$	$I_{к}, мА$	$f, МГц$
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 транзистора	S	C ₁₁	C ₁₂	C ₂₂	g ₂₂	f _{раб}	Режим измерения		
	мА/В	нФ	пФ	нФ	мСм	МГц	Uси, В	Iк, 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 транзистора	Kp	C ₁₁	C ₁₂	C ₂₂	S	Nтр	Режим измерения		
	дБ	пФ	пФ	пФ	мА/В	(f, МГц)	Uси, В	Iснач, 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	---
3П330Б-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 _{зи}
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
U _п , В	6 ± 10 %	6 ± 10 %	6 ± 10 %	6 ± 10 %
I _п , мА	15	15	3	3
f _в , МГц	45	60	65	150
S, мА/В, на f _в	---	---	10	10
S, мА/В, на f _н = 0,1 МГц	---	---	12,5	12,5
S, мА/В, на f _{раб}	12	12	---	---
R _{вх} , кОм на f = 0,1 МГц	1	1	1	1
R _{вх} , кОм на f _в	0,6	0,6	0,6	200
R _{вых} , Ом на f = 0,1 МГц	75	75	75	---
R _{вых} , Ом на f _в	60	60	60	---
C _{вх} , пФ	25	25	18	---
C _{вых} , пФ	8	7	6	18...20
F _ш , дБ	---	---	6	6...8

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
Кпр	30 (50МГц) 80 (14МГц) (Umin=0,2...0,25В)			0,1 (0...1,0МГц) Uс, Uг ≤ ±10В
Sпр, 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 Сигн. 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
Верхние значения частоты, МГц	50,0	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	70	70	20,0	23	30	(2,5 [0.5])	(3 [12])
(I _н , мА)	---	---	1,0	0,12	0,5	1,0	0,2
f _н , МГц	---	---	10	70	10	35[70]-1ВХ	15 [30]
S, мА/В	(5МГц)	(5МГц)	(10МГц)	(1,6МГц)	(1,6МГц)	5[9]-2ВХ	(200МГц)
(f1)						(200МГц)	
S, мА/В	7,5	7,5	7	30	5		
(f2)	(60МГц)	(60МГц)	(170МГц)	(25МГц)	(200МГц)		
K _ц , на f _в			200	400	100	500	---
R _{вх} , кОм	1,3	1,2	0,5	2,5	2	(1,6МГц)	
(f1)	(0,1МГц)	(0,1МГц)	(10МГц)	(1,6МГц)	(1,6МГц)	1,2 -1ВХ	1,0
R _{вх} , кОм	400	400	200	500	400	0,5 -2ВХ	
(f2)	(80МГц)	(80МГц)	(170МГц)	(25МГц)	(200МГц)		
R _{вых} , кОм	---	---	35	17	12	0,75...	15...
(f1)			(10МГц)	(1,6МГц)	(1,6МГц)		
R _{вых} , кОм	100	100	30	15	10	...0,1	...20
(f2)	(80МГц)	(60МГц)	(170МГц)	(25МГц)	(200МГц)		
S _{вх} , ПФ	20...22	20...22	20...25	20	20	<15	20
S _{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
1В27	2400...3750	0,7	350
721В	2750...3300	0,7	300
1В24	8500...9600	0,8	300
PP49М	8570...9670	0,7	230
724В	8600...9700	0,6	300
1В63	9000	0,5	8
PP6	9270...9450	0,96	1100
1В26	23420...24580	0,7	200

Таблица П.4-2

Справочные данные варикапов

Тип	Параметр			Параметр			Уобр. макс	Кс
	Сн, пФ	при Uн, В	на f, МГц	Qв	при Uобр, В	на f, МГц	В	
КВ101А	200	0,8	1	150	0,8	1	4	---
КВ101А	200	0,8	10	12	0,8	10	4	---
2В102В	25-37	4	1-10	50	4	50	45	---
2В102Г	14-22	4	1-10	56	4	50	45	---
2В102Д	19-28	4	1-10	100	4	50	45	---
2В102Е	25-37	4	1-10	100	4	50	45	---
2В102Ж	19-28	4	1-10	30	4	50	80	---
2В104А	90-120	4	1-10	100	4	10	45	---
2В104Б	106-144	4	1-10	100	4	10	45	---
2В104В	128-192	4	1-10	100	4	10	45	---
2В104Г	95-143	4	1-10	100	4	10	80	---
2В104Д	128-192	4	1-10	100	4	10	80	---
2В104Е	95-143	4	1-10	150	4	10	45	---
2В105А	400-600	4	1	500	4	1	90	4
1В105Б	400-600	4	1	500	4	1	50	3
КВ109А	2,3-2,8	25	1-10	300	3	50	25	4 - 5,5
КВ109Б	2,0-2,3	25	1-10	300	3	50	25	4,5 - 6,5
КВ109В	8-16	3	1-10	160	3	50	25	4 - 6
КВ109Г	8-17	3	1-10	160	3	50	25	4
2В113А	54,4-81,6	4	1	300	4	10	150	4,4
1В117А	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	$R_{ВХ}$, кОм	$R_{ВЫХ}$, кОм
			верхняя	нижняя				
ЭМФ5Д-500-0,3с	300 ± 50	$500 \pm 0,05$	—	—	20	≤ 4	10	10
ЭМФ5Д-500-0,6с	650 ± 75	$500 \pm 0,05$	—	—	15	$\leq 3,5$	10	10
ЭМФ5Д-500-0,5В	500 ± 50	—	—	$500,1 \pm 0,05$	15	$\leq 3,5$	10	10
ЭМФ5Д-500-0,5Н	500 ± 50	—	$499,9 \pm 0,05$	—	15	$\leq 3,5$	10	10
ЭМФ5Д-500-1,1С	1100 ± 100	$500 \pm 0,1$	—	—	15	$\leq 3,5$	10	10
ЭМФ11Д-500-3,0с	3000 ± 300	$500 \pm 0,15$	—	—	15	$\leq 1,5$	10	10
ЭМФ11Д-500-3,5В	3500 ± 150	—	—	$500,1 \pm 0,05$	15	$\leq 1,5$	10	10
ЭМФ11Д-500-3,5Н	3500 ± 150	—	$499,9 \pm 0,05$	—	15	$\leq 1,5$	10	10
ЭМФ11Д-500-7,8с	7800 ± 300	$500 \pm 0,15$	—	—	15	$\leq 1,5$	10	10
ЭМФП-5-465-6	6000 ± 600	$465 \pm 1,5$	—	—	8,5	$\leq 3,5$	10	1
ЭМФП-5-465-9	9000 ± 600	$465 \pm 1,5$	—	—	7,0	$\leq 2,7$	10	1
ЭМФП-5-465-13	13000 ± 800	$465 \pm 1,5$	—	—	8,0	$\leq 2,2$	10	1

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	$R_{ВХ}$, $R_{ВЫХ}$, кОм	$S_{ВХ}$, $S_{ВЫХ}$, пФ
ФП2П-2-1В	35,3	12 ± 1	6	0,8	> 60	> 30	$> 0,7$	$2 \pm 5\%$	$50,5 \pm 0,5$
ФП2П-3-1В	45,5	15 ± 1	6,5	1,5	> 60	> 25	$> 0,12$	$2 \pm 5\%$	$50,5 \pm 0,5$
ФП2П-4-1В	55,5	20 ± 1	6,5	1,5	> 60	> 25	$> 0,12$	$2 \pm 5\%$	$50,5 \pm 0,5$

ПРИЛОЖЕНИЕ П.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 проекта.....	3
3. Характеристика объекта проектирования	13
4. Этапы проектирования	15
5. Требования к курсовому проекту	15
6. Краткие теоретические сведения для проектирования устройства.....	18
6.1. Алгоритм приёма и операции обработки сигналов.....	18
6.2. Типовые устройства цифровой обработки сигналов.....	24
7. Порядок расчёта аналоговой части РПУ	31
8. Порядок и примеры расчёта цифровой части РПУ	48
Литература	53
Приложение П.1. Расчёт цепей термостабилизации коэффициента усиления резонансных усилителей на биполярных транзисторах.....	54
Приложение П.2. Справочные данные на некоторые виды транзисторов.....	57
Приложение П.3. Справочные данные на некоторые типы микросхем.....	59
Приложение П.4. Справочные данные радиоэлементов	61
Приложение П.5. Ряды номинальных величин постоянных сопротивлений и конденсаторов.....	64