

**МИНИСТЕРСТВО ВЫСШЕГО И СРЕДНЕГО СПЕЦИАЛЬНОГО
ОБРАЗОВАНИЯ РЕСПУБЛИКИ УЗБЕКИСТАН**

**АВИАЦИОННЫЙ ФАКУЛЬТЕТ ТАШКЕНТСКОГО
ГОСУДАРСТВЕННОГО ТЕХНИЧЕСКОГО УНИВЕРСИТЕТА
ИМЕНИ А.Р. БИРУНИ**

**КАФЕДРА: «РАДИОЭЛЕКТРОННОЕ ОБОРУДОВАНИЕ
ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ И АЭРОПОРТОВ»**

КУРСОВАЯ РАБОТА

На тему:

Разработка приёмника радиолокационной станции обнаружения

Выполнил:

подпись

Холматов Х

ст-т гр. 140-10

Проверила:

подпись

Шукурова С.

ТАШКЕНТ 2013

СОДЕРЖАНИЕ

Введение

ИСХОДНЫЕ ДАННЫЕ ДЛЯ РАСЧЁТА

1. ВЫБОР И ОБОСНОВАНИЕ СТРУКТУРНОЙ СХЕМЫ ПРИЁМНИКА

1.1 ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ СТРУКТУРНОЙ СХЕМЫ ПРИЁМНИКА

1.1.1 ОПРЕДЕЛЕНИЕ ЭКВИВАЛЕНТНЫХ ПАРАМЕТРОВ АНТЕННЫ

1.1.2 РАСЧЕТ ПОЛОСЫ ПРОПУСКАНИЯ ЛИНЕЙНОГО ТРАКТА РПРУ

1.1.3 ОПРЕДЕЛЕНИЕ СТРУКТУРЫ РАДИОТРАКТА

1.1.4 ОБЕСПЕЧЕНИЕ НЕОБХОДИМОГО УСИЛЕНИЯ ТРАКТОМ ВЧ

1.1.5 ОБЕСПЕЧЕНИЕ НЕОБХОДИМОГО УСИЛЕНИЯ ТРАКТОМ НЧ

1.1.6 ОКОНЧАТЕЛЬНАЯ СТРУКТУРНАЯ СХЕМА ПРИЁМНИКА

2. РАСЧЁТ УСИЛИТЕЛЯ ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТОТЫ

3. КОНСТРУКЦИЯ ПРИЕМНИКА

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

					5524600 Назач.0888 КП			
<i>Изм.</i>	<i>Лист</i>	<i>№ докум.</i>	<i>Подпись</i>	<i>Дата</i>				
<i>Разраб.</i>		Холматов Х			Разработка приёмника радиолокационной станции обнаружения	<i>Лит.</i>	<i>Лист</i>	<i>Листов</i>
<i>Провер.</i>		Шукурова С					2	26
<i>Реценз.</i>						ТГТУ АФ 140-10		
<i>Н. Контр.</i>								
<i>Утверд.</i>								

ВВЕДЕНИЕ

Радиолокационный приёмник является составной частью радиолокационных станций, предназначенных для обнаружения, определения координат и параметров движения удаленных объектов (радиолокационных целей). Для извлечения информации используется зондирование пространства радиосигналами, с последующим приемом отражённой от целей электромагнитной энергии, причем информация о целях может содержаться в изменении во времени амплитуды (или отношения амплитуд) и частоты (или спектра) сигналов. Такой способ носит название активной радиолокации с пассивным ответом. Передатчик и приёмник в таких системах, как правило, работают на общую антенну.

Различают РЛС импульсного и непрерывного излучения. В РЛС с непрерывным излучением используются немодулированные и ЧМ колебания. Однако наибольшее применение нашли импульсные приемопередающие радиолокационные станции, излучающие в направлении цели короткие зондирующие СВЧ-радиоимпульсы с фиксированным периодом следования, длительностью импульсов, амплитудой и несущей частотой, что обеспечивает высокую разрешающую способность и точность при измерении дальности. Радиоприемные устройства таких станций служат для приема части энергии излучаемых радиоимпульсов, отраженной от цели.

					5524600 №зач.0888 КП КП КП	<i>Лист</i>
<i>Изм.</i>	<i>Лист</i>	<i>№ докум.</i>	<i>Подпись</i>	<i>Дата</i>		3

ИСХОДНЫЕ ДАННЫЕ ДЛЯ РАСЧЁТА

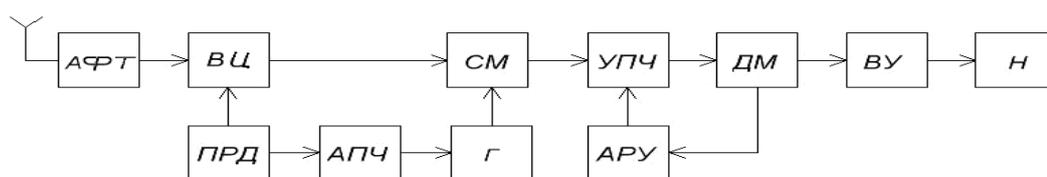
1. Спроектировать приёмник радиолокационной станции обнаружения
2. Составить и рассчитать структурную схему приёмника.
3. Провести электрический расчёт узла УПЧ.
4. Исходные данные для проектирования:
рабочий диапазон частот: $f_0 = 7500$ МГц $\lambda_0 = 4$ см
вид сигнала: импульсный $\tau_u = 1.5$ мкс
чувствительность: $4 \cdot 10^{-13}$ Вт $q \geq 8$
ослабление побочных каналов приёма: $S_3 \geq 25$ дБ
изменение уровня входного сигнала: 60 дБ
уровень выходного сигнала и его изменение: 10 В; 4 дБ
оконечная нагрузка: $R_n = 100$ Ом, $C_n = 5$ пФ
источник электроэнергии: сеть 220 В
условия эксплуатации: $T_{окр} = -10 \dots +40$ °С
5. Узел для конструирования: плата УПЧ
6. Дополнительные требования: использование микросхем

					5524600 №зач.0888 КП	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		4

1. ВЫБОР И ОБОСНОВАНИЕ СТРУКТУРНОЙ СХЕМЫ ПРИЁМНИКА

Существенное улучшение всех показателей РПрУ достигается на основе принципа преобразования частоты принимаемого сигнала - переноса его в частотную область, где он может быть обработан с наибольшей эффективностью. Самое широкое распространение во всех радиодиапазонах получила построенная на этом принципе схема супергетеродинного приемника. Эта схема в настоящее время наиболее совершенна.

Приемники супергетеродинного типа позволяют успешно решать задачи получения требуемой фильтрации принимаемого сигнала, обеспечение заданного усиления, решение проблемы селективности, простоты перестройки, которая обеспечивается с помощью простых колебательных систем преселектора. Относительная широкополосность приемников импульсных сигналов позволяет, как правило, строить такие приемники с однократным преобразованием частоты. Из выше сказанного можно сделать вывод, что построение проектируемого РПрУ целесообразно выполнять по супергетеродинной схеме, наилучшим образом удовлетворяющей заданным техническим требованиям.



Структурная схема приемника с однократным преобразованием частоты: АФТ - антенно-фидерное устройство; ВЦ - входная цепь; СМ - смеситель; Г - гетеродин; ДМ - демодулятор; Н - нагрузка; АРУ - автоматическая регулировка усиления; АПЧГ - автоматическая подстройка частоты гетеродина; ПРД - передатчик.

Амплитуда сигналов, поступающих на вход радиолокационного РПрУ, изменяется в широких пределах, т.к. мощность отраженных от цели сигналов обратно пропорциональна четвертой степени расстояния до цели (которое может меняться) и, кроме того, зависит от типа цели и её эффективной поверхности рассеивания. Работа РЛС в реальных условиях сопровождается действием разного рода активных и пассивных нестационарных помех естественного и искусственного происхождения, уровень мощности которых зачастую значительно (на 20...60 дБ) превышает уровень полезного сигнала, а параметры априорно неизвестны. Воздействие помех еще больше расширяет диапазон изменения сигналов, поступающих в антенну РЛС.

1.1 ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ СТРУКТУРНОЙ СХЕМЫ ПРИЁМНИКА

1.1.1 ОПРЕДЕЛЕНИЕ ЭКВИВАЛЕНТНЫХ ПАРАМЕТРОВ АНТЕННЫ

Проектируемый радиолокационный приемник имеет настроенную антенну, т.е. её сопротивление чисто активно и равно сопротивлению фидера:

$$Z_A = R_A = R_\phi = 75 \text{ Ом}$$

Относительная шумовая температура антенны:

$$t_A = \frac{T_A}{T_0};$$

где T_0 - стандартная температура приёмника $T_0 = 290^0 \text{ К}$;

T_A - абсолютная шумовая температура антенны.

Для нашей приемной антенны примем: $T_A = 140^0 \text{ К}$.

					5524600 №зач.0888 КП	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		6

$$t_A = \frac{140}{290} = 0.48$$

1.1.2 РАСЧЕТ ПОЛОСЫ ПРОПУСКАНИЯ ЛИНЕЙНОГО ТРАКТА РПРУ

Для импульсных сигналов полоса пропускания приемника выбирается исходя из получения максимального отношения сигнал/шум на выходе радиотракта. Такая полоса называется оптимальной и определяется как:

$$P_C = \frac{(0.8...1.4)}{\tau_H} = \frac{1}{1.5 \cdot 10^{-6}} = 670 \text{ кГц}$$

Ширина полосы пропускания линейного тракта Π складывается из ширины спектра принимаемого сигнала P_c , доплеровского смещения частоты сигнала f_d и запаса полосы, требуемого для учета нестабильностей и неточностей настроек приемника $\Pi_{нс}$:

$$\Pi = P_C + 2 \cdot \Delta f_d + \Pi_{нс}$$

Доплеровское смещение:

$$\Delta f_d = \frac{2 \cdot f_c \cdot V_{ц}}{c} = \frac{2 \cdot 7.5 \cdot 10^9 \cdot 600}{3 \cdot 10^8} = 30 \text{ кГц},$$

где $V_{ц}$ - скорость цели относительно антенны РЛС (у нас 600 м/с);

c - скорость света в вакууме.

Запас полосы для учёта нестабильностей:

$$\Pi_{нс} = 2 \cdot \sqrt{(\delta_c f_c)^2 + (\delta_z f_z)^2 + (\delta_n f_c)^2 + (\delta_{np} f_{np})^2},$$

где δ_c - относительная нестабильность несущей частоты принимаемого сигнала; при использовании в передатчике кварцевой стабилизации частоты

несущей можно получить $\delta_c = (10^{-5} \dots 10^{-6})$

									Лист
									7
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата	5524600 №зач.0888 КГ				

\bar{b}_r - относительная нестабильность частоты гетеродина, которую на данном этапе можно оценить лишь приблизительно. Выбрав транзисторный однокаскадный гетеродин с кварцевой стабилизацией, можно получить $\bar{b}_r=10^{-6}$

$\bar{b}_{пр}$ - относительная погрешность и нестабильность настройки контуров тракта промежуточной частоты, принимаем $\bar{b}_{пр} = (0,0003...0,003)$;

$\bar{b}_н$ - относительная нестабильность частоты, вызванная неточностью настройки контуров гетеродина, $\bar{b}_н = (0,001...0,01)$;

Промежуточная частота выбирается исходя из условий:

$$f_{пр} \geq \frac{(10...20)}{\tau_{II}} = \frac{15}{1.5 \cdot 10^{-6}} = 10 \text{ МГц}$$

$$f_{пр} \geq \frac{f_0 \cdot \sqrt{n S_{ЭКВ}}}{4 \cdot Q_k} = \frac{7,5 \cdot 10^9 \sqrt{320}}{4 \cdot 600} = 55,9 \text{ МГц}$$

где

$S_{ЭКВ}$ - заданное ослабление зеркального канала, которое принимаем равным 25 дБ (320 раз);

n - число колебательных систем в преселекторе, $n=2$, Q_k - добротность резонансного контура в ППФ в радиотракте, для обеспечения требований избирательности по зеркальному каналу.

В РЛП миллиметрового и сантиметрового диапазонов промежуточная частота равна либо 30, либо 60 МГц. Выберем промежуточную частоту из стандартного ряда:

$$f_{пр}=60 \text{ МГц}$$

$$\text{Частота гетеродина: } f_r=f_c-f_{пр}=7,5-0,06=7,44 \text{ ГГц}$$

$$\begin{aligned} \Pi_{НС} &= 2 \cdot \sqrt{(10^{-5} \cdot 7,5 \cdot 10^9)^2 + (10^{-6} \cdot 7,44 \cdot 10^9)^2 + (0,01 \cdot 7,5 \cdot 10^9)^2 + (0,003 \cdot 6 \cdot 10^7)^2} = \\ &= 15 \text{ МГц} \end{aligned}$$

										Лист
										8
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата						

5524600 №зач.0888 КГ

$P_{нс} > (1,2...1,5) \cdot P_c$, следовательно придётся использовать частотную автоматическую подстройку частоты (ЧАПЧ) или фазовую автоподстройку частоты (ФАПЧ).

При использовании ЧАПЧ с $K_{\text{чапч}}=10$ полоса пропускания приемника:

$$P_{\text{чапч}} = \frac{P_c + (2 \cdot \Delta f_d + P_{нс})}{K_{\text{чапч}}} = \frac{0.67 \cdot 10^3 + (120 + 15 \cdot 10^3)}{10} = 715 \text{ кГц.}$$

При использовании ФАПЧ с $K_{\text{фапч}} \Rightarrow \square \square$ полоса пропускания приемника:

$$P_{\text{фапч}} = \frac{P_c + (2 \cdot \Delta f_d + P_{нс})}{K_{\text{фапч}}} = \frac{0.67 \cdot 10^3 + (120 + 15 \cdot 10^3)}{P} = 690 \text{ МГц.}$$

$P_{\text{фапч}}$ получилась уже, чем $P_{\text{чапч}}$, поэтому будем использовать ЧАПЧ.

Полоса пропускания:

$$P = 0.67 + 2 \cdot 0.06 + 15 = 15.73 \text{ МГц}$$

Отношение сигнал/шум связано с флуктуационной ошибкой соотношением:

$$\sigma_\phi^2 = \frac{\frac{c^2}{4} \cdot \tau_u^2 \cdot \Delta F_s}{2 \cdot \frac{P_c}{P_u} \cdot F_n},$$

где полоса $\Delta F_s = (5 \cdot 10) / 2\pi \approx 2$

$$\frac{P_c}{P_u} = \frac{\frac{c^2}{4} \cdot \tau_u^2 \cdot \Delta F_s}{2 \cdot \sigma_\Sigma^2 \cdot F_n} = \frac{c^2 \cdot \tau_u^2 \cdot \Delta F_s}{4 \cdot \sigma_\Sigma^2 \cdot F_n} = \frac{(3 \cdot 10^8)^2 \cdot (1 \cdot 10^{-6})^2 \cdot 2}{4 \cdot 10^2 \cdot 1 \cdot 10^3} \approx 0,45$$

									Лист
									9
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата	5524600 №зач.0888 КП				

Необходимо учитывать потери в отношении сигнал/шум, возникающие из-за следующих причин:

потери при распространении радиоволн $\rho_1 = 1...3$ дБ

потери в антенно-фидерном тракте $\rho_2 = 1$ дБ

потери при амплитудном детектировании $\rho_3 = 1...5$ дБ

потери на квантование $\rho_4 = 2$ дБ (при двухуровневом квантовании)

Суммарный коэффициент потерь: $\rho = \sum \rho_i = 5...10$ дБ.

Примем $\rho = 10$ [дБ] = 3,16 [раз]

Отношение сигнал/шум с учетом потерь:

$$(P_c/P_{ш})' = (P_c/P_{ш}) \cdot \rho = 0,45 \cdot 3,16 \approx 1,42$$

Расчет предельно допустимого коэффициента шума:

$$Ш_{доп} = \left(\frac{P_A}{K \cdot T_0 \cdot П_{ш} \cdot \left(\frac{P_c}{P_{ш}} \right)} - t_A + 1 \right) \cdot K_{р.ф.}$$

где:

$K_{р.ф.} \approx 0,8$ - коэффициент передачи фидера по мощности.

$П_{ш} = 1,1 \cdot П = 1,1 \cdot 0,715 = 0,786$ МГц.

K - постоянная Больцмана $K = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К.

$$Ш_{доп} = \left(\frac{4 \cdot 10^{-13}}{1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 290 \cdot 0,786 \cdot 1,4} - 0,48 + 1 \right) \cdot 0,8 = 28$$

										Лист
										10
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата	5524600 №зач.0888 КГ					

1.1.3 ОПРЕДЕЛЕНИЕ СТРУКТУРЫ РАДИОТРАКТА

АФТ представляет из себя волновод соединяющий антенну с последующими каскадами. Оценим коэффициент шума линейного тракта РПрУ, после чего решим вопрос о включении или невключении УРЧ в состав радиотракта.

Также в радиотракте следует установить устройство защиты УЗ, которое защитит приёмник от протикающей через антенный переключатель из передатчика ПРД 1% мощности излучаемого сигнала ($\approx 10\text{Вт}$). УЗ представляет из себя полупроводниковый диодный ограничитель.

Коэффициент шума радиотракта без использования усилителя радиочастоты:

$$Ш = \frac{Ш_{вц} + (Ш_{пч} - 1)}{K_{вц}} + \frac{Ш_{упч} - 1}{K_{вц} \cdot K_{пч} \cdot K_{\phi}}$$

Все коэффициенты шума ориентировочно:

$Ш_{вц}=1,3$ $K_{вц}=0,8$ коэффициент передачи входной цепи

$Ш_{пч}=5$ $K_{пч}=8$ (при использовании транзисторного ПЧ)

$Ш_{упч}=10$

$K_{\phi}=0,8$ коэффициент передачи фильтра

$$Ш = \frac{1.3 + (5 - 1)}{0.8} + \frac{10 - 1}{0.8 \cdot 8} = 9.75 < Ш_{доп} = 28 \Rightarrow \text{можно обойтись без УРЧ.}$$

1.1.4 ОБЕСПЕЧЕНИЕ НЕОБХОДИМОГО УСИЛЕНИЯ ТРАКТОМ ВЧ

Обеспечение достаточного усиления радиосигнала трактом ВЧ необходимо для нормальной работы детектора, а так же получения низкого уровня шума.

					5524600 №зач.0888 КП	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		11

Основное усиление обеспечивается в тракте ПЧ.

Основными требованиями к усилительным каскадам линейного тракта являются их достаточная устойчивость (возможно меньшее число каскадов) и построение на основе наиболее экономичной и современной электронной базы. Коэффициент усиления линейного тракта:

$$K_{\text{лин}} = \frac{U_{\text{пр}}}{\sqrt{2 \cdot P_A \cdot R_A}},$$

где R_A - активное сопротивление антенны;

$U_{\text{пр}}$ - амплитуда сигнала на выходе УПЧ;

Требуемая амплитуда сигнала на выходе УПЧ определяется амплитудой напряжения, необходимой для нормальной работы детектора:

$$U_{\text{вых}} = 1 \text{ В.}$$

Расчет коэффициента усиления линейного тракта:

$$K_{\text{лин}} = \frac{1}{\sqrt{2 \cdot 4 \cdot 10^{-13} \cdot 75}} \cong 64550$$

Коэффициент передачи по мощности для транзисторного преобразователя частоты

примем равным:

$$K_{\text{РПЧ}} = 8$$

Амплитуда напряжения на входе УПЧ:

$$\sqrt{U_{\text{вх}}^2} = \sqrt{4P_{\text{вх}} \cdot R_{\text{вх}}} = \sqrt{2 \cdot P_a \cdot K_{\text{вц}} \cdot K_{\text{пч}} \cdot R_{\text{вх}}} = \sqrt{2 \cdot 4 \cdot 10^{-13} \cdot 0,8 \cdot 8 \cdot 10^3} = 0,03 \text{ мВ.}$$

Коэффициент усиления УПЧ по напряжению:

$$K_{\text{упч}} = U_{\text{вых}} / U_{\text{вх}} = 1 / (0,3 \cdot 10^{-4}) = 33,3 \cdot 10^3$$

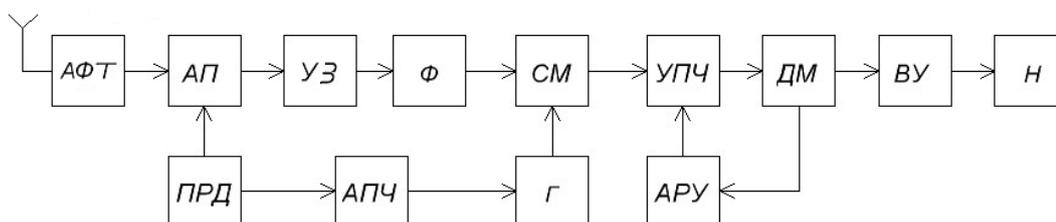
									Лист
									12
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата	5524600 №зач.0888 КГ				

1.1.5 ОБЕСПЕЧЕНИЕ НЕОБХОДИМОГО УСИЛЕНИЯ ТРАКТОМ НЧ

Коэффициент передачи диодного детектора K_D примем равным 0,7.
Следовательно, коэффициент усиления видеоусилителя $K_{ВУ}$ будет равен:

$$K_{ВУ} = \frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВХОД}} = \frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВХОД} \cdot K_D} = \frac{10}{1 \cdot 0,7} = 14,5$$

1.1.6 ОКОНЧАТЕЛЬНАЯ СТРУКТУРНАЯ СХЕМА ПРИЁМНИКА



2. РАСЧЁТ УСИЛИТЕЛЯ ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТОТЫ

Начнём расчёт усилителя в выборе транзистора. Для УПЧ используют высокочастотные биполярные транзисторы.

В качестве транзистора выбираем 2N2478, т.к $0.5 \cdot f_{y21} = 60 \text{ МГц} \Rightarrow f_{y21} = 120 \text{ МГц}$ и выполняется условие $f_{y21} \geq (2-3) f_{пр}$

Параметры транзистора 2N2478:

$f_{cp} = 200 \text{ МГц}$, $0.5 f_{y21} = 60 \text{ МГц}$, $|Y_{21s}| = 30 \text{ мА/В}$, $g_{11} = 2 \text{ мСм}$, $C_{11} = 70 \text{ пФ}$, $g_{22} = 6 \text{ мкСм}$, $C_{22} = 8 \text{ пФ}$, $C_{12} = 2 \text{ пФ}$, $h_{21s} = 50$, $N_m = 5 \text{ дБ}$, $I_{кбо} = 2 \text{ мкА}$.

Для обеспечения избирательности по соседнему каналу применяют фильтр сосредоточенной селекции (ФСИ) на ПЧ, т.к ФСИ может дать лучшую избирательность, чем УПЧ с распределенной избирательностью. При этом каскад УПЧ содержит каскад с ФСИ, который обеспечивает требуемую избирательность и ряд аperiodических или слабоизбирательных каскадов, создающих основное усиление на ПЧ.

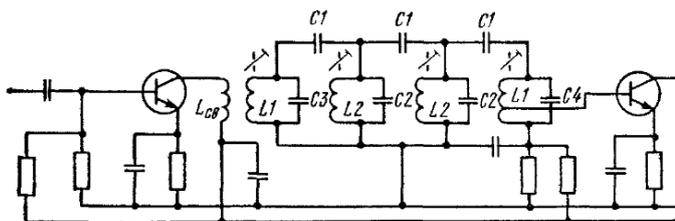
Исходные данные для расчёта:

$f_{пр} = 60 \text{ МГц}$ - промежуточная частота,

$\Delta f = 15.75 \text{ МГц}$ - полоса пропускания,

$K_{УПЧ} = 35 \cdot 10^3$ - коэффициент усиления УПЧ,

Особые требования по избирательности по соседнему каналу на предъявляются.



Принципиальная схема каскада с ФСИ.

Расчёт:

Определим величину n^* :

$$n^* = \frac{2f_{\text{ПР}} \cdot d}{\Pi}$$

где $f_{\text{ПР}}$ - промежуточная частота,

d - собственное затухание контура,

Π - полоса пропускания УПЧ.

$d = 0.004$, $\Pi = 15.75$ МГц.

$$n^* = \frac{2 \cdot 60 \cdot 10^6 \cdot 0.004}{15.75 \cdot 10^6} = 0.03$$

Задаемся числом звеньев и в качестве начального приближения выбираем $n = 4$.

Находим ослабление на границе полосы пропускания, обеспечиваемое одним звеном:

$$Se_{\text{П}} = \frac{Se_{\text{П}}}{n},$$

где $Se_{\text{П}}$ - ослабление на границе полосы пропускания.

$$Se_{\text{П}} = 3 \text{ дБ.}$$

$$Se_{\text{П}} = \frac{3}{4} = 0.75$$

По графику для $n^* = 0.03$ и $Se_{\text{П}} = 0.75$ находим параметр χ .

									Лист
									15
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата	5524600 №зач.0888 КГ				

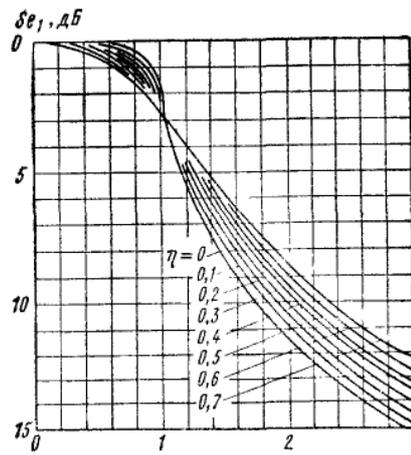


Рис. 6.3. Обобщенные резонансные кривые ФСИ.

Из графиков параметр $S_{e1} = 10.3$ дБ.

Определяем расчетное ослабление соседнего канала, задавшись величиной $\Delta S_e = 3$ дБ:

$$S_{\text{ескф}} = n \cdot S_{e1} - \Delta S_e,$$

где ΔS_e - ухудшение избирательности из-за рассогласования фильтра с источником сигнала и нагрузкой.

$$S_{\text{ескф}} = 4 \cdot 10.3 - 3 = 38.2 \text{ Дб}$$

Особых требований к избирательности по соседнему каналу не предъявлялось, будем считать, что $S_{\text{ескф}} = 38.2$ дБ нам подходит.

Для расчета элементов фильтров зададимся величиной номинального характеристического сопротивления: $W_0 = 20$ кОм.

Вычисляем коэффициенты трансформации по формулам:

$$m_1 = \begin{cases} 1, & \text{при } W_0 \cdot g_{22} < 1 \\ \frac{1}{\sqrt{W_0 \cdot g_{22}}}, & \text{при } W_0 \cdot g_{22} \geq 1 \end{cases}$$

$$m_2 = \begin{cases} 1, n_{пу} - W_0 \cdot g_{11} < 1 \\ \frac{1}{\sqrt{W_0 \cdot g_{11}}}, n_{пу} - W_0 \cdot g_{11} \geq 1 \end{cases}$$

$$W_0 \cdot g_{22} = 20 \cdot 10^3 \cdot 6 \cdot 10^{-6} = 0.12 < 1 \Rightarrow m_1 = 1,$$

$$W_0 \cdot g_{11} = 20 \cdot 10^3 \cdot 2 \cdot 10^{-3} = 40 > 1 \Rightarrow m_2 = \frac{1}{\sqrt{40}} = 0.158.$$

По графикам определяем коэффициент передачи ФСИ для $n = 4$, $\eta = 0.027$

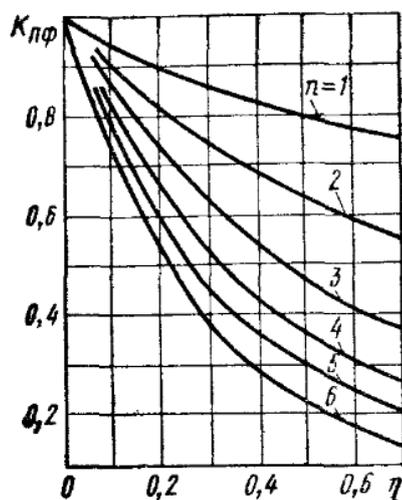


Рис. 6.6. Графики для определения коэффициента передачи ФСИ.

Из графика коэффициент передачи ФСИ получился равным, $K_{пф} = 0.75$.

Получилось что $W_0 \cdot g_{22} < 1$, то для согласования фильтра с коллекторной цепью параллельно входу фильтра включаем шунтирующий резистор с проводимостью:

$$g_{шн1} = \frac{(1 - W_0 \cdot g_{22})}{W_0}$$

$$g_{шн1} = \frac{(1 - 20 \cdot 10^3 \cdot 6 \cdot 10^{-6})}{20 \cdot 10^3} = 44 \cdot 10^{-6} \text{ См} \rightarrow R_{шн1} = \frac{1}{44 \cdot 10^{-6}} = 22.7 \cdot 10^3 \text{ Ом}$$

Рассчитаем коэффициент усиления каскада с ФСИ:

$$K_{оф} = 0.5 \cdot m_1 \cdot m_2 \cdot |Y_{21}| \cdot W_0 \cdot K_{нф}$$

$$K_{оф} = 0.5 \cdot 1 \cdot 0.158 \cdot 30 \cdot 10^{-3} \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot 0.75 = 35$$

Рассчитываем элементы, образующие звенья ФСИ:

$$C_1 = \frac{1}{2\pi \cdot W_0 \cdot f_{ПР}}$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi \cdot W_0 \cdot f_{СР}} - 2 \cdot C_1$$

$$C_3 = 0.5C_2 - m_1^2 C_{22}$$

$$C_4 = 0.5C_2 - m_2^2 C_{11}$$

$$L_2 = \frac{W_0 \Delta f_{СР}}{(4\pi \cdot f_{ПР}^2)}$$

$$L_1 = 2L_2$$

$$L_{СВ} = L_1 (m_{\text{п}} / \kappa_{СВ})^2$$

где $m_{\text{п}}$ - соответствует коэффициенту трансформации m_1 ,

$\kappa_{СВ}$ - коэффициент связи (0.7-0.9).

$$C_1 = \frac{1}{2 \cdot 3.14 \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot 60 \cdot 10^6} = 0.13 \cdot 10^{-12} \Phi$$

$$C_2 = \frac{1}{2 \cdot 3.14 \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot 17.5 \cdot 10^6} - 2 \cdot 0.13 \cdot 10^{-12} = 0.19 \cdot 10^{-12} \Phi$$

$$C_3 = 0.5 \cdot 19 - 1 \cdot 8 = 1.5 \cdot 10^{-12} \Phi$$

$$C_4 = 0.5 \cdot 19 - 0.158 \cdot 70 = 1.2 \cdot 10^{-12} \Phi$$

$$L_2 = \frac{20 \cdot 10^3 \cdot 17.5 \cdot 10^6}{(4 \cdot 3.14 \cdot (60 \cdot 10^6)^2)} = 7.7 \cdot 10^{-6} \text{ Гн}$$

$$L_1 = 2 \cdot 7.7 = 15.4 \cdot 10^{-6} \text{ Гн}$$

$$L_{СВ} = 15.4 \left(\frac{1}{0.8} \right)^2 = 24 \cdot 10^{-6} \text{ Гн}$$

										Лист
										19
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата	5524600 №зач.0888 КП					

Расчёт параметров усилительных каскадов:

Площадь усиления:

$$P_{im} = K_{oi} \cdot f_{\omega i},$$

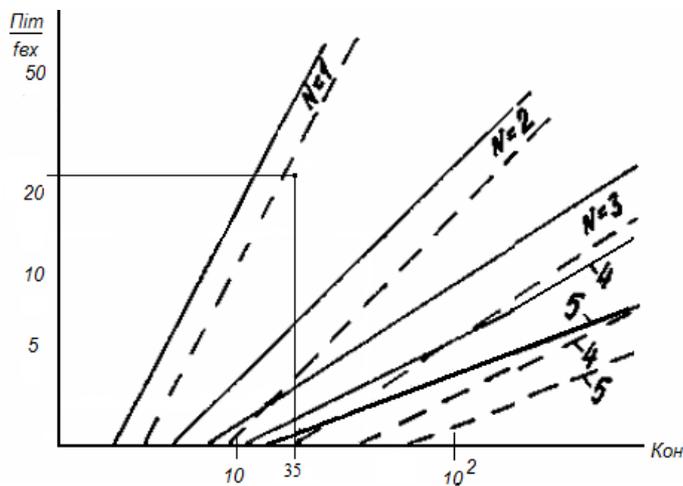
где K_{oi} - коэффициент усиления одного каскада ($K_{oi} = 35$),

$f_{\omega i}$ - требуемая верхняя граничная частота ($f_{\omega i} = f_{гр} + Пс$).

$$f_{\omega i} = 60 \cdot 10^6 + 0.67 \cdot 10^6 = 60.67 \cdot 10^6 \text{ Гц}$$

$$P_{im} = 35 \cdot 60.67 \cdot 10^6 = 2123.45 \cdot 10^6 \text{ Гц}$$

Определим число каскадов из номограмм, где построены зависимости, отношения площади усиления к верхней частоте усиления $\frac{P_{im}}{f_{\omega x}}$, от коэффициента усиления АУ K_{ON} . При этом $f_{\omega x}$ - верхняя граничная частота с учётом числа каскадов $f_{\omega x} = \frac{f_{\omega i}}{\varphi_N}$. φ_N в нашем случае равно $\varphi_N = 0.64$.



$$f_{\omega x} = \frac{60.67 \cdot 10^6}{0.64} = 95 \cdot 10^6 \text{ Гц}$$

$$\frac{P_{im}}{f_{\omega x}} = 22$$

										Лист
										20
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата	5524600 №зач.0888 КП					

Изменение обратного тока коллектора:

$$\Delta I_{kbo} := I_{kbo} \cdot [e^{a \cdot (T_{max} - T_0)} - 1]$$

$$\Delta I_{kbo} = 4.64 \times 10^{-6} \text{ A}$$

Ток делителя:

$$I_d := \frac{\Delta I_{kbo}}{0.1 - \frac{\Delta I_{kbo}}{I_k} - \frac{\Delta U_{beT}}{U_{e0}}}$$

$$I_d = 1.685 \times 10^{-4} \text{ A}$$

Сопротивления в цепи базы:

$$R_2 := \frac{U_{be} + U_{e0}}{I_d}$$

$$R_2 = 1.345 \times 10^4 \text{ Ом}$$

$$R_1 := \frac{E - U_{be} - U_{e0}}{I_d + I_b}$$

$$R_1 = 7.417 \times 10^3 \text{ Ом}$$

Сопротивление в цепи эмиттера:

$$U_{ke} := 2 \quad I_k := 2 \cdot 10^{-3}$$

$$U_e := E - (U_{ke} + I_k \cdot R_6)$$

$$U_e = 2.4$$

$$R_e := \frac{U_e}{I_k}$$

$$R_e = 1.2 \times 10^3 \text{ Ом}$$

					5524600 №зач.0888 КП	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		22

Ёмкость в цепи эмиттера:

$M_{ne} := 0.84$ - влияние ёмкости в цепи эмиттера.

$$C_{e1} := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_n \cdot R_{e1}} \cdot \sqrt{\frac{M_{ne}^2 \cdot (1 + S \cdot R_{e1})^2 - 1}{1 - M_{ne}^2}} = 8.434 \times 10^{-10} \text{ пФ}$$

Разделительные ёмкости:

$M_{nr} := 0.84$ коэффициент влияния разделительной ёмкости

$R_{n2} := 250 \text{ Ом}$ входное сопротивление следующего каскада

$$C_{p1} := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_n \cdot (R_k + R_{n2})} \cdot \sqrt{\frac{1}{M_{nr}^2} - 1} = 1.487 \times 10^{-12} \text{ Ф}$$

Сопротивление в цепи коллектора:

$$g_b := g_{vx} + \frac{1}{R_{b1}} + \frac{1}{R_{b2}} = 1.228 \times 10^{-4} \text{ См}$$

$$R_k := \frac{1}{\left(\frac{Y_{21}}{K} - g_b\right)} = 368.155 \text{ Ом}$$

Принципиальная схема трёхкаскадного УПЧ с ФСИ приведена в приложении.

					5524600 №зач.0888 КП	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		23

3. КОНСТРУКЦИЯ ПРИЕМНИКА

Основной задачей конструирования приемника является обеспечение работоспособности устройства с параметрами заложенными в его электронный расчет.

Необходимо добиться такого взаимного расположения каскадов и узлов на печатной плате, чтобы минимизировать паразитные связи; обеспечить жесткость конструкции, коррозионной и стойкости устройства; обеспечить удобство управления, контроля, ремонта и транспортировки; уменьшить габаритные размеры и массу; согласовать конструктивно приемник с аппаратурой, с которой он работает.

Для уменьшения паразитных связей необходимо тщательно продумать размещение каскадов. Используют размещение схемы 'в линейку', либо 'по периметру'.

Для обеспечения жесткости конструкции печатные платы крепятся на прочном основании. В профессиональных устройствах, имеющих блочную конструкцию такие рамы в виде кассет вставляются в кожухи.

При использовании приемника в тяжелых климатических условиях отдельные элементы и блоки помещают в специальные герметические кожухи.

При работе приемника необходим отвод тепла через естественную конвекцию воздуха.

Проектирование внешнего вида приемника является одной из важнейших задач и должно производиться в содружестве с художником. Форма и расположение ручек управления влияет на работоспособность оператора.

					5524600 №зач.0888 КГ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		24

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В процессе эскизного проектирования, мы получили практические знания в области проектирования радиоприёмных устройств. Пробовали и применяли различные способы подхода к выбору структурных схем блоков, узлов и радиоприёмника в целом, учитывая особенности каждой отдельной схемы, исходя из области её применения. Рассчитывали отдельный блок приёмника, что позволило более точно понять работу этого блока, и его вклад в общую работу схемы. Изучили особенности работы радиолокационного приёмника.

					<i>5524600 №зач.0888 КП</i>	<i>Лист</i>
<i>Изм.</i>	<i>Лист</i>	<i>№ докум.</i>	<i>Подпись</i>	<i>Дата</i>		25

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Сосулин Ю.Г. Теоретические основы радиолокации и радионавигации. М.:Радио и связь, 1992.
2. В.Е. Дулевич. «Теоретические основы радтолокации». -М., 1987
3. Я.Д. Ширман. «Теоретические основы радтолокации». –М., 1988
4. М.И. Финкельштейн. «Основы радиолокации». –М.,1989.
5. М.И. Финкельштейн. «Справочник по радиолокации». –М., 1985.
6. Матросов Ю.И. Конспект лекций по курсу «Радиолокационные и радионавигационные системы летательных аппаратов и аэропортов». ТГАИ, Ташкент 2000 г.
7. Юлдашев Ш.К. Матросов Ю.И. «Основы и системы радиолокации». Конспект лекций. ТГАИ, Ташкент 2003 г.
8. Закиров Р.Г. Абдукаюмов А.А. Методические указания к проведению лабараторных работ по курсу «Основы и системы радиолокации». ТГАИ, Ташкент 2006 г.

Дополнительное

9. Бакулев П.А. Радиолокационные системы. –М.:Радиотехника, 2004.
- 10.Кузьмин С.З. Цифровая радиолокация. Введение в теорию. –К.: КвиЦ, 2000.
- 11.Муминов Х.А. Хамидов Ф. Конспект лекций. Основы радиолокации. Ташкент-2004.

					5524600 №зач.0888 КП КР	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		26