Министерство общего и профессионального образования

Российской Федерации

Уральский государственный технический университет - УПИ

Кафедра РПУ

Дипломная работа на тему:

Однополосный связной передатчик

Руководитель: Харитонов Ф.В.

Группа: РT - 505

Студенты: Рыжков А.С.

Бухарин В.М.

Каменск – Уральский 2003

**ВВЕДЕНИЕ**

техника радиопередающих устройств развивается непрерывно и интенсивно. Это обусловлено определяющей ролью передатчиков в энергопотреблении, качестве работы, надежности, стоимости радиосистем передачи и извлечении информации, радиоуправлении.

В настоящее время на магистральных и низовых радиосвязях широкое распространение получили передатчики с использованием однополосной модуляции (ОМ). Их используют в стационарных условиях, а также в системах подвижных служб (сухопутной, морской, воздушной). Интенсивно изучается возможность использования ОМ для радиовещания на ДВ, СВ, КВ.

Первичный телефонный сигнал (речевое сообщение), называемый также абонентским, является нестационарным случайным процессом с полосой частот примерно от 80 до 12000 Гц . Разборчивость речи определяется формантами, большинство которых расположено в полосе 300… 3400 Гц. Поэтому по рекомендации Международного консультативного комитета по телефонии и телеграфии (МККТТ) для телефонной передачи принята эффективно передаваемая полоса частот 300… 3400 Гц . При этом качество передаваемых сигналов получается достаточно высоким – слоговая разборчивость составляет около 90 % , а разборчивость фраз – 99 %. Дальнейшее улучшение качества передаваемых речевых сигналов связано с ухудшением экономических показателей системы связи.

Однополосная модуляция обладает рядом преимуществ перед обычной амплитудной модуляцией. К ним относятся: более узкая полоса частот радиоканала, и, следовательно, возможность размещения большего числа каналов связи, а также лучшие энергетические характеристики радиопередатчиков.

Требования, которым должен удовлетворять передатчик, это, прежде всего, простота схемного исполнения, дешевизна, возможность работы в широком диапазоне температур окружающей среды, простота в обращении, а также малое энергопотребление.

**РАЗРАБОТКА СТРУКТУРНОЙ СХЕМЫ**

Для формирования сигналов с одной боковой полосой в передатчиках наиболее часто используется способ последовательных преобразований с фильтрацией, так как с его помощью можно достаточно простыми мерами обеспечить устойчивое подавление нерабочих составляющих спектра сигнала. Структурная схема передатчика, использующего данный метод, приведена на рисунке 1.

УНЧ

БМ1

ЭМФ

БМ2

ПФ

БМ3

ФНЧ

ПУ

ОК

СЦ

ФЦ

Синтезатор

fПР1 = 500 кГц

fПР3 = (24,5÷29,5) МГц

fПР2 = 18 МГц

fВЫХ = 6÷11 МГц

Рисунок 1. Структурная схема разрабатываемого передатчика с ОБП.

Рассмотрим работу передатчика на основании приведенной выше структурной схемы и определим основные требования к ее блокам.

Исходное звуковое сообщение, преобразованное микрофоном М1 в электрические импульсы, усиливается до необходимой величины с помощью усилителя низкой частоты (УНЧ). УНЧ представляется целесообразным выполнить на операционном усилителе, например К544УД2. Следует отметить, что блок УНЧ может при необходимости содержать дополнительные узлы обработки исходного сигнала, например компрессор.

Далее усиленный сигнал попадает на балансный модулятор БМ1, где осуществляется первое преобразование частоты. Спектр исходного сообщения переносится на частоту fПР1 = 500 кГц, что обусловлено широким выбором стандартизованных электромеханических фильтров (ЭМФ). При весьма малых габаритных размерах они имеют высокую избирательность, сравнимую с избирательностью кварцевых фильтров. Однако ЭМФ, по сравнению с кварцевыми фильтрами, имеют больше затухание и неравномерность при более широкой полосе пропускания. Здесь применим фильтр ФЭМ4 – 031 – 500 – 3,1 В, выделяющий верхнюю боковую полосу. Таким образом, при дальнейшем формировании однополосного сигнала на рабочей частоте снимается проблема разделения фильтрами близко расположенных составляющих спектра. Необходимо подчеркнуть, что подавление нерабочих составляющих спектра, расположенных близко к формируемой боковой полосе, в том числе неиспользуемой боковой полосы, полностью определяется первым фильтром и при последующих преобразованиях не может быть улучшено.

# Частота второго преобразования должна быть выше верхней рабочей частоты передатчика fВ = 11 МГц. Поэтому второе преобразование осуществляется на частоте fПР2 = 18 МГц при помощи балансного модулятора БМ2. При таком выборе комбинационная частота на выходе БМ2 fПР2 + fПР1 также будет выше верхней частоты рабочего диапазона передатчика. Следовательно, колебания с частотой fПР2 и продукты преобразования первого порядка с частотами fПР2 + fПР1, если они попадут на вход усилителя мощности, не создадут помех в рабочем диапазоне проектируемого передатчика. Далее, как и для первого преобразования, с помощью полосового фильтра ПФ выделяется верхняя боковая полоса. Здесь для этого используется кварцевый фильтр ФП2П4 – 432 – 18,5 М – 13.

Так как разрабатываемый передатчик должен обеспечивать работу в диапазоне частот (6 ÷ 11) МГц используем третье преобразование частоты с помощью балансного модулятора БМ3, причем промежуточная частота fПР3 может изменяться в диапазоне (24,5 ÷ 29,5) МГц. Далее с помощью фильтра низкой частоты (ФНЧ) с фиксированной частотой среза, равной верхней рабочей частоте передатчика fВ = 11 МГц из полученного спектра выделяется нижняя боковая полоса. Использование такого приема позволяет исключить необходимость перестройки фильтров при перестройке передатчика в диапазоне рабочих частот. Шаг перестройки fПР3, равный 1 кГц обеспечивается с помощью синтезатора частоты. ФНЧ можно реализовать на LC – элементах.

Описанное выше формирование сигнала с ОБП иллюстрирует рисунок 2.

Рисунок 2. Формирование сигнала с ОБП.

В качестве балансных модуляторов БМ1, БМ2, БМ3 представляется разумным применение аналоговых перемножителей в микросхемном исполнении. Например, балансный модулятор К174ПС1 имеет малый коэффициент нелинейных искажений, может работать в полосе частот до 200 МГц. Также несомненным достоинством таких БМ является обладание определённым коэффициентом усиления. Это позволяет сохранять постоянный необходимый для работы БМ уровень сигнала при подавлении его фильтром. Следует отметить и то, что в таком БМ напряжение с частотой fПР значительно подавляется.

Далее сформированный сигнал с ОБП усиливается с помощью предварительного (ПУ) и оконечного (ОК) усилителей. Важной их особенностью является способность усиливать сигнал с минимальными искажениями.

В качестве предварительного усилителя возможно применение каскада с общим коллектором, обладающего коэффициентом усиления по мощности ≈ 100. Коэффициент усиления по мощности оконечного каскада, согласно проведенным расчетам составляет ≈ 27,5. При этом схема формирования сигнала с ОБП будет работать при малом уровне мощности (≈ 10-3 Вт), что является необходимым для ее корректного функционирования.

При помощи согласующей цепи (СЦ) осуществляется согласование низкого выходного сопротивления транзистора ОК с нагрузкой (фидером). Так как данный передатчик должен обеспечивать перестройку рабочей частоты в довольно широком диапазоне, СЦ также должна быть широкополосной. Для этого здесь применим трансформатор на длинных линиях.

К данному передатчику предъявляются довольно жесткие требования по величине внеполосных излучений. Для выполнения этих требований на выходе передатчика включается фильтрующая цепь (ФЦ).

Для передатчиков с ОБП предъявляются жесткие требования к стабильности выходной частоты. Для реализации этого требования, а также для предотвращения возникновения частотных искажений при формировании сигнала с ОБП, частоты fПР1, fПР2, fПР3 должны иметь малую относительную нестабильность ΔfПР/fПР ≈ 10-6, то есть стабилизироваться кварцем. Кроме того, частота fПР3 должна перестраиваться в диапазоне ( 24,5 ÷ 29,5 ) МГц с шагом 1 кГц. Таким образом, для реализации приведенных выше требований здесь удобно применить синтезатор сетки частот, причем для миниатюризации передатчика воспользуемся косвенным методом синтеза. Структурная схема такого синтезатора представлена на рис.3.

Буферный каскад

Подстраиваемый

генератор

Делитель с переменным коэффициентом деления

Фазовый делитель

Буферный каскад

Управитель частоты

Усилитель постоянного тока

Фильтр низких частот

Делитель на 500

Делитель на 36

Кварцевый генератор

18 МГц

Буферный каскад

fПР3

fПР1 = 500 кГц

fПР2 = 18 МГц

Δf/N

Δf

Рисунок 3. Структурная схема синтезатора сетки дискретных частот.

Здесь Δf= 1 кГц – шаг сетки дискретных частот.

fПР3 МИН = fН + fПР1 + fПР2 = 6 + 0,5 + 18 = 24,5 МГц

fПР3 МАКС = fВ + fПР1 + fПР2 = 11 + 0,5 + 18 = 29,5 МГц

## Для корректной работы синтезатора частоты делитель с переменным коэффициентом деления должен обеспечивать деление частоты подстраиваемого генератора на 24500, 24501, 24502…29500. При этом шаг перестройки передатчика по частоте (шаг изменения промежуточной частоты fПР3 ) составит, как и требуется, 1 кГц.

**РАСЧЕТ ОКОНЕЧНОГО КАСКАДА.**

Согласно требованию задания по курсовому проектированию разрабатываемый передатчик должен обеспечивать максимальную мощность на выходе (в фидере) РФ.МАКС = 20 Вт в диапазоне частот от fН = 6 МГц до fВ = 11 МГц. Для обеспечения этого требования оценим мощность первой гармоники Р1МАКС непосредственно на выходе усилителя мощности (УМ) с учетом потерь в согласующих и фильтрующих цепях. Примем КПД согласующего трансформатора ηТР = 0,9; КПД фильтрующей цепи ηФ = 0,85. Тогда:

Р1МАКС = РФ.МАКС / ηТР⋅ηФР1МАКС = 26,144 Вт

При выборе типа транзистора УМ учтем следующее:

* для снижения уровня нелинейных искажений транзистор должен удовлетворять условию 3⋅fТ / β0 > fВ
* выходная мощность транзистора РВЫХ ≥ Р1МАКС

Таким образом, в качестве активного элемента (АЭ) УМ применим кремниевый транзистор 2Т950А, имеющий следующие параметры:

* сопротивление насыщения rНАС = 0,4 Ом;
* сопротивление утечки эмиттерного перехода в закрытом состоянии

RУЭ > 0,04 кОм

* средний статический коэффициент усиления по току в схеме с ОЭ β0 ≈ 60;
* частота единичного усиления fТ≈ 250 МГц;
* емкость коллекторного перехода СК ≈ 150 пФ;
* емкость эмиттерного перехода СЭ ≈ 1100 пФ;
* индуктивности выводов LБ = 2,3 нГн; LЭ = 2,1 нГн; LК = 4 нГн;
* максимальное импульсное напряжение коллектор-эмиттер UКЭ ИМП = 60 В;
* максимально-допустимое обратное напряжение эмиттерного перехода UБЭ ДОП = 4 В;
* максимальный постоянный ток коллектора IК0 ДОП = 10 А;
* диапазон рабочих частот ( 1,5 ÷ 80 ) МГц
* допустимая температура переходов tП. ДОП = 200 °С
* тепловое сопротивление между переходами и корпусом RПК = 1,25 °С/Вт

Напряжение питания УМ с учетом падения в блокировочном дросселе примем равным ЕК = ЕП – 0,25 = 23,75 В , где ЕП = 24 В – напряжение питания передатчика. Так как УМ должен усиливать сигнал с минимальными искажениями, то есть иметь линейную амплитудную характеристику, и, кроме того, возможно больший КПД, примем угол отсечки коллекторного тока Θ = π / 2. При этом α0(Θ) = 0,319, α1(Θ) = 0,5, γ0(Θ) = 0,319, γ1(Θ) = 0,5. При усилении сигналов с ОБП УМ должен работать в недонапряженном режиме, в крайнем случае допустим критический режим.

Использованная методика расчета приведена в [1].

**РАССЧЕТ КОЛЛЕКТОРНОЙ ЦЕПИ**

1. Амплитуда первой гармоники напряжения UК1 на коллекторе в критическом режиме:

UК1 КР = 21,834 В

1. Максимальное напряжение на коллекторе:

UК МАКС = ЕК + 1,2⋅ UК1 КРUК МАКС = 49,951 В < UКЭ ИМП = 60 В

1. Амплитуда первой гармоники коллекторного тока:

IК1 = 2,395 А

1. Постоянная составляющая коллекторного тока:

IК0 = 1,528 А < IК0 ДОП = 10 А

1. Максимальная величина коллекторного тока:

IК МАКС = 4,79 А

1. Максимальная мощность, потребляемая от источника коллекторного напряжения:

Р0 МАКС = ЕК ⋅ IК0Р0 МАКС = 36,287 Вт

1. КПД коллекторной цепи при номинальной нагрузке:

 η = 0,72

1. Максимальная мощность, рассеиваемая на коллекторе транзистора:

РК МАКС = Р0 МАКС – Р1МАКСРК МАКС = 10,143 Вт

1. Номинальное сопротивление коллекторной нагрузки:

RЭК НОМ = 9,118 Ом

**ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ СОГЛАСУЮЩЕЙ ЦЕПИ НА ВЕЛИЧИНУ RЭК НОМ.**

Разрабатываемый передатчик должен обеспечивать работу на нагрузку (фидер) сопротивлением WФ = 75 Ом. Для выполнения этого требования в состав передатчика необходимо включить согласующую цепь с коэффициентом трансформации N = 75/9,118 = 8,225. В качестве согласующей цепи применим трансформатор на линиях с коэффициентом трансформации N = 9. Отсюда:

RЭК = 75/9 = 8,333 Ом

**РАСЧЕТ ВЫХОДНОЙ ЦЕПИ СВЯЗИ**

Оценим влияние реактивного элемента на выходе УМ (выходной емкости АЭ):

αВХ = 2⋅π⋅fВ ⋅CК ⋅RЭКαВХ = 0,086

Так как αВХ оказалось меньше 0,1÷0,2 влияние выходной емкости транзистора незначительно и им можно пренебречь. Поэтому нет необходимости включать на выходе транзистора цепи связи, содержащие дополнительные LC элементы.

**ПЕРЕРАСЧЕТ КОЛЛЕКТОРНОЙ ЦЕПИ**

Сделаем перерасчет коллекторной цепи с учетом нового значения сопротивления RЭК = 8,333 Ом.

1. Амплитуда переменного напряжения на коллекторе при заданной мощности Р1МАКС:

UК = 20,874 В

1. Амплитуда первой гармоники коллекторного тока:

IK1 = 2,505 А

3. Постоянная составляющая коллекторного тока:

IК0 = 1,598 А < IК0 ДОП = 10 А

4. Максимальная величина коллекторного тока:

IК МАКС = 5,01 А

5. Максимальное напряжение на коллекторе:

UК МАКС = EK + UKUК МАКС = 44,624 В < UКЭ ИМП = 60 В

6. Максимальная мощность, потребляемая от источника коллекторного напряжения:

Р0 МАКС = ЕК ⋅ IК0Р0 МАКС = 37,955 Вт

7. КПД коллекторной цепи:

 η = 0,689

8. Максимальная мощность, рассеиваемая на коллекторе транзистора:

РК МАКС = Р0 МАКС – Р1МАКСРК МАКС = 11,812 Вт

Значение РК МАКС является исходным параметром для расчета температуры в структуре транзистора и системы его охлаждения.

# **РАССЧЕТ ВХОДНОЙ ЦЕПИ УМ В СХЕМЕ С ОЭ**

Предполагается, что между базой и эмиттером АЭ по радиочастоте включен резистор RД, предназначенный для устранения перекосов в импульсах коллекторного тока. Его сопротивление:

RД = 113,663 Ом

При RД = 113,663 Ом обратное напряжение, приложенное к эмиттерному переходу составляет UБЭ МАКС = 18,108 В, что значительно превосходит допустимое UБЭ ДОП = 4 В. Для снижения напряжения UБЭ МАКС до приемлемого значения примем RД = 27 Ом.

1. Амплитуда тока базы:

, где

χ = 1 + γ1(Θ)⋅2⋅π⋅fТ ⋅СК ⋅RЭКχ = 1,982

1. Максимальное обратное напряжение на эмиттерном переходе:

, где

E` = 0,7 В – напряжение отсечки транзистора

UБЭ МАКС = 3,768 В < UБЭ ДОП = 4 В

1. Постоянные составляющие базового и эмиттерного токов:

IБ0 = 0,027 А

IЭ0 = IК0 + IБ0IЭ0 = 1,625 А

1. Напряжение смещения на эмиттерном переходе:

, где

rЭ = 0,09 Ом;rБ ≈ 0 Ом

EБ = -0,579 В

1. Значения LВХ.ОЭ, rВХ.ОЭ, RВХ.ОЭ, CВХ.ОЭ в эквивалентной схеме входного сопротивления транзистора (рисунок 4):



Рисунок 4. Эквивалентная схема входного сопротивления транзистора.

LВХ.ОЭ = 3,36 нГн

, где

СКА = 0,25⋅СК – барьерная емкость активной части коллекторного перехода

rВХ.ОЭ = 0,878 Ом



RВХ.ОЭ = 14,033 Ом

СВХ.ОЭ = 2,722 нФ

1. Резистивная и реактивная составляющие входного сопротивления транзистора

ZВХ(f) = RВХ(f) + jХВХ(f):





Входная мощность:

PВХ(f ) = 0,5⋅IБ(f )2 ⋅RВХ(f )

1. Коэффициент усиления по мощности:





**РАСЧЕТ ВХОДНОЙ ЦЕПИ СВЯЗИ**

## Для транзистора в схеме с ОЭ в диапазоне средних и высоких частот (fН > 0,3⋅fТ/β0) необходимо использовать эквивалентную схему входного сопротивления транзистора, приведенную на рисунке 4, а также учесть снижение модуля коэффициента усиления β от частоты.

Для компенсации снижения величины β от f амплитуда входного базового тока IБ транзистора УМ должна изменяться приблизительно обратно пропорционально частоте. Для этого на входе транзистора включают дополнительные корректирующие элементы LДОП,rДОП,RДОП,CДОП (Рисунок 5). Чтобы входное сопротивление цепи связи, являющееся нагрузкой для предыдущего каскада было близким к постоянному и резистивному ZВХ(f) = RВХ∑ = rВХ ОЭ + rДОП во всем диапазоне рабочих частот, дополнительно включают корректирующие элементы rПАР, CПАР, LПАР, RПАР.

ZВХ(f) = RВХ∑ = rВХ ОЭ + rДОП

rПАР

LПАР

RПАР

СПАР

LДОП

rДОП

RДОП

CДОП

rВХ ОЭ

LВХ ОЭ

RВХ ОЭ

CВХ ОЭ

ZПАР

UВХ

#### Рисунок 5. Входная цепь связи транзистора с ОЭ

### Примем неравномерность АЧХ δ = 0,023, что соответствует Δα = 0,1 дБ. Исходными данными служат рассчитанные выше значения LВХ.ОЭ, rВХ.ОЭ, RВХ.ОЭ, СВХ.ОЭ.

1. Расчет вспомогательных коэффициентов:

 α\* = 0,265

σ\* = 15,987

1. Находим коэффициенты:

;, где

; ; ; 

α = 0,675 > α\* = 0,265

σ = 3,24 < σ\* = 15,987

1. Расчет резистора rДОП и корректирующих элементов:

rДОП = 3,454 Ом

Примем rДОП = 3,3 Ом

α\*\* = 0,056 < α = 0,675

LДОП = 37,44 нГн

1. Рассчитываем резистор rПАР и элементы комплексного сопротивления ZПАР:

rПАР = rВХ ОЭ + rДОПrПАР = 4,178 Ом

Примем rПАР = 4,3 Ом

СПАР = 2,337 нФ

Примем СПАР = 2,2 нФ

LПАР = СВХ ОЭ⋅(rВХ ОЭ + rДОП)2LПАР = 47,51 нГн

RПАР = 1,244 Ом

Примем RПАР = 1,2 Ом

5. Результирующее входное сопротивление цепи связи:

ZВХ = RВХ∑ = rВХ ОЭ + rДОПRВХ∑ = 4,178 Ом

1. Амплитуда входного напряжения:

UВХ = 2,82 В

1. Мощность, потребляемая от предыдущего каскада:

PВХ = 0,5⋅UВХ2/ RВХ∑PВХ = 0,952 Вт

1. Коэффициент усиления по мощности:

КР = 27,474

1. Мощность, рассеиваемая на резисторах rДОП, rПАР:

PrДОП = 0,157 Вт

PrПАР = 0,504 Вт

**РАССЧЕТ ЦЕПЕЙ ПИТАНИЯ**

При включении транзисторов по схеме с ОЭ величина напряжения смещения ЕБ определяется амплитудой тока базы IБ и углом отсечки коллекторного тока θ. Для достижения θ = const при изменении IБ = var смещение должно быть комбинированным – внешнее от источника ЕВН и автосмещение от постоянной составляющей IБ0 на сопротивлении RАВТ в цепи базы транзистора:

ЕБ = ЕВН - IБ0⋅ RАВТ. Чтобы получить θ = 90°, необходимо обеспечить RАВТ > RД. Для этого используем схему, приведенную на рисунке 6. Здесь при R1 >> R2 сопротивление RАВТ = RД + R2.

Сбл1

Сбл2

R2

Rд

Lбл

Сбл3

+ЕП

R1

VT1

Сбл

LДОП

rДОП

rПАР

CПАР

LПАР

RПАР

Вход

Выход

Рисунок 6. Схема оконечного каскада.

R2 = 21,006 Ом

Примем R2 = 22 Ом

R1 = 732,286 Ом

Примем R1 = 750 Ом

Ток через резисторы R1 и R2:

IДЕЛ = 0,031 А

Мощность, рассеиваемая на резисторах R1, R2:

PR1 = IДЕЛ2⋅R1PR1 = 0,725 Вт

PR2 = (IДЕЛ- IБ0)2⋅R2PR2 = 0,436 мВт

Следует отметить, что если автосмещение должно быть безинерционным, чтобы успевать следить за изменением огибающей ОМ сигнала, то внешнее смещение – наоборот, инерционным. Это накладывает ограничения на величины блокировочных конденсаторов в цепи питания. Укажем также, что для связного передатчика FН = 300 Гц, FВ = 3400 Гц.

СБЛ1 ≥ 0,318 мкФ

Примем СБЛ1 = 0,47 мкФ

СБЛ2 ≤ 0,11 мкФ

Примем СБЛ2 = 0,1 мкФ

СБЛ3 ≥ 0,159 мкФ

Примем СБЛ3 = 0,22 мкФ

LБЛ ≥ 11,05 мкГн

В качестве LБЛ применим ВЧ дроссель ДМ-2,4-20.

**РАСЧЕТ СОГЛАСУЮЩЕЙ ЦЕПИ**

Как уже было отмечено, разрабатываемый передатчик должен обеспечивать работу на нагрузку (фидер) сопротивлением WФ = 75 Ом. Для выполнения этого требования в состав передатчика (а именно на выходе усилителя мощности) необходимо включить согласующую цепь. Применим здесь трансформатор на линиях с коэффициентом трансформации N = 9. Этот выбор обусловлен низкими значениями согласуемых сопротивлений, при которых обычные широкополосные трансформаторы имеют низкий КПД из-за влияния индуктивности рассеяния.

Исходные данные для расчета:

* RН = WФ = 75 Ом – сопротивление нагрузки трансформатора
* RВХ = RЭК = 8,333 Ом – входное сопротивление трансформатора
* N = 9 – коэффициент трансформации сопротивлений
* диапазон рабочих частот от fН = 6 МГц до fВ = 11 МГц
* мощность в нагрузке трансформатора ( на входе фильтрующей цепи )

PН = РФ МАКС / ηФ ≈ 24 Вт

* неравномерность АЧХ на fН трансформатора примем равной

α1 = 0,1 ( КБ.ТР > 0,895 )

Схема трансформатора приведена на рисунке 7.

Uпр3 = 0

Uпр2 = Uг

Uпр1 = 2Uг

Uн = NUг

 Uг

Rвх = Zc/N = Rн/N2

 Iг

 Iн

 Rн

Рисунок 7. Схема согласующей цепи.

1. Необходимое волновое сопротивление линии:

ZС.ТРЕБ = 25 Ом

1. Амплитудные значения напряжения и тока в нагрузке:

UН = 60 В

IН = 0,8 А

Напряжения и токи на линиях:

UЛ = UН/3UЛ = 20 В

IЛ = IНIЛ = 0,8 А

Продольные напряжения на линиях:

UПР1 = 2 ⋅ UГUПР1 = 40 В

UПР2 = UГUПР2 = 20 В

UПР3 = 0

Требуемые индуктивности:

LПР.ТРЕБ.1 ≥ 13,263 мкГн

LПР.ТРЕБ.2 ≥ 6,631 мкГн

LПР.ТРЕБ.3 = 0

1. Выбираем коаксиальную линию КВФ – 25 с волновым сопротивлением ZС = 25 Ом.

с = 1 мм

b = 2,49 мм

1. Оценим геометрическую длину линий:

, где

Θ < ( 18 ÷ 54 )° при ZС ≈ ZС.ТРЕБ. Примем Θ = 18 °

С = 3⋅1010 – скорость света

ε = 2,1 – диэлектрическая проницаемость диэлектрика

lЛ ≈ 94 см

1. Выбираем марку феррита 200 ВНС. Его параметры приведены в таблице 1.

Таблица1.

|  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- |
| Марка феррита | μН | Q, не менее ( при В, Тл ) | fИЗМ, МГц |
| Номинальное значение | Предельное отклонение | 0,0010 | 0,0200 |
| 200 ВНС | 200 | ± 20 | 130 | 80 | 3,0 |
| 70 | 50 | 6,0 |
| 40 | - | 10,0 |
| 20 | - | 30,0 |

Значение магнитной индукции:



ВfнРАБ.МАКС. ≤ ( 0,014 ÷ 0,031 ) Тл на частоте fН = 6 МГц при допустимых удельных тепловых потерях в феррите РФ′ = ( 0,2 ÷ 1,0 ) Вт/см3 и Q = 70

Поскольку ВfнРАБ.МАКС. >> 0,001 Тл, уточняем при Q = 50

ВfнРАБ.МАКС. ≤ ( 0,012 ÷ 0,026 ) Тл

Аналогично определяем значение ВfвРАБ.МАКС. на частоте fВ = 11 МГц при Q = 40



ВfвРАБ.МАКС. ≤ ( 0,008 ÷ 0,017 ) Тл

С запасом примем ВfнРАБ.МАКС. = 0,01 Тл; ВfвРАБ.МАКС. = 0,006 Тл.

1. Выбираем многовитковую конструкцию. Она удобна при использовании гибких линий достаточной длины, что позволяет наматывать их на ферритовые кольца.

Определим минимальный объем феррита для первой линии:



VМИН1 = 0,213 см3 на fН = 6 МГц

При расчетах на fВ = 11 МГц минимальный объем феррита получается еще меньше ( VМИН1 = 0,176 см3 ). Однако на кольце малого размера не удастся разместить кабель диаметром b = 2,49 мм и длиной lЛ = 94 см. Поэтому применим кольцо К28×16×9 (D = 2,8 см; d = 1,6 см; h = 0,9 см) . Его площадь поперечного сечения и объем:

S1 = 0,5⋅h⋅(D – d)S1 = 0,54 см2

V1 = 0,25⋅π⋅( D2 – d2 ) ⋅hV1 = 3,732 см3 > VМИН1 = 0,213 см3

1. Определим необходимое число витков:

ω1 ≈ 19 витков

Девятнадцать витков кабеля КВФ – 25 будут занимать:

lКАБ.1 = ω ⋅ blКАБ.1 = 4,731 см

Периметр кольца по внутреннему диаметру:

lКОЛ.1 = π ⋅ dlКОЛ.1 = 5,027 см

Так как lКОЛ.1 > lКАБ.1 все 19 витков кабеля уместятся на кольце в один слой.

Оценим продольную индуктивность:

LПР. РАСЧ.1 = 70,89 мкГн

Поскольку LПР.РАСЧ.1 значительно больше требуемой LПР.ТРЕБ.1 и объем кольца К28×16×9 также много больше минимально необходимого сделаем перерасчет трансформатора.

Выберем кольцо К20×10×5. Для него:

S1 = 0,25 см2

V1 = 1,178 cм3 > VМИН1 = 0,213 см3

ω1 ≈ 11 витков ( для lЛ = 40 см )

lКОЛ.1 = 3,142 см > lКАБ.1 = 2,739 см

LПР. РАСЧ.1 = 16,13 мкГн > LПР.ТРЕБ.1 = 13,263 мкГн

1. Определим значение магнитной индукции:



BfнРАБ.1 = 3,858 ⋅10 -3 Тл < ВfнРАБ.МАКС. = 0,01 Тл



ВfвРАБ.1 = 2,105 ⋅10 -3 Тл < ВfвРАБ.МАКС. = 0,006 Тл

1. Удельные тепловые потери в феррите первой линии:



PФ1′ = 0,022 Вт/см3на частоте fН = 6 МГц для Q = 50

PФ1′ = 0,015 Вт/см3на частоте fВ = 11 МГц для Q = 40

1. Мощность потерь в объеме сердечника первой линии:

PФ1 = PФ1′МАКС. ⋅ V1

PФ1 =0,026 Вт

1. Аналогичные расчеты проводим для второй линии:

VМИН2 = 0,107 см3 на fН = 6 МГц

Сердечник - кольцо К12×9×4, две штуки. Для них:

S2 = 0,12 см2

V2 = 0,396 cм3 > VМИН2 = 0,107 см3

ω2 ≈ 11 витков ( для lЛ = 40 см )

lКОЛ.2 = 2,827 см > lКАБ.2 = 2,739 см

LПР. РАСЧ.2 = 11,06 мкГн > LПР.ТРЕБ.2 = 6,631 мкГн

BfнРАБ.2 = 4,019 ⋅10 -3 Тл < ВfнРАБ.МАКС. = 0,01 Тл

ВfвРАБ.2 = 2,192 ⋅10 -3 Тл < ВfвРАБ.МАКС. = 0,006 Тл

PФ2′ = 0,024 Вт/см3на частоте fН = 6 МГц для Q = 50

PФ2′ = 0,017 Вт/см3на частоте fВ = 11 МГц для Q = 40

PФ2 = 9,5 ⋅10 -3 Вт

1. Третья линия согласующего трансформатора является фазокомпенсирующей и не содержит ферритового сердечника. Ее длину примем равной длинам первой и второй линий lЛ = 40 см.
2. Входная мощность и КПД трансформатора:

PВХ = PН + PФ1 + PФ2PВХ = 24,0355 Вт

ηТР = PН / PВХηТР = 0,998

**РАСЧЕТ ФИЛЬТРУЮЩЕЙ ЦЕПИ**

Высшие гармоники тока или напряжения, образованные в результате работы транзистора УМ в нелинейном режиме с Θ = 90°, должны быть ослаблены в нагрузке передатчика (фидере) до уровня, определенного в задании на курсовую работу. С этой целью на выходе передатчика включается фильтр. Заданную фильтрацию гармоник, в первую очередь наиболее интенсивных - второй и третьей, фильтрующая цепь должна обеспечить в рабочем диапазоне частот передатчика при заданном уровне колебательной мощности и высоком КПД.

Исходные данные для расчета:

* диапазон рабочих частот от fН = 6 МГц до fВ = 11 МГц
* RН = WФ = 75 Ом – сопротивление нагрузки
* КБ.Н. ≥ 0,8 – допустимое значение КБВ нагрузки
* КБ.ВХ. ≥ 0,7 – допустимое значение КБВ на входе фильтрующей цепи
* αДОП = -50 дБ – допустимый уровень высших гармоник в нагрузке передатчика
* αСЦ ≈ 0 – дополнительное затухание, вносимое согласующей цепью
* αГN – относительный уровень высших гармоник напряжения (или тока) на выходе УМ. Величина αГN определяется схемой и режимом работы УМ. Для рассматриемого случая (однотактный УМ в недонапряженном или критическом режиме):



Для наиболее значимой второй гармоники при Θ = 90° α2(Θ) = 0,212.

Тогда αГ2 ≈ -7,5 дБ.

Непосредственно расчет:

1. Коэффициент перекрытия передатчика по частоте:

КfП = fВ / fНКfП = 1,833

Так как КfП < (1,6 ÷ 1,9) устанавливаем один фильтр.

1. Граничные частоты фильтра совпадают с соответствующими частотами fН = 6 МГц и fВ = 11 МГц передатчика.
2. КБВ, который должна обеспечить колебательная система:

КБ.Ф. = КБ.ВХ / КБ.НКБ.Ф. = 0,875

1. Неравномерность АЧХ в полосе пропускания фильтрующей цепи:

δ = 0,004

Δα = 0,02 дБ

1. Минимальное затухание, которое должен обеспечить фильтр в полосе задерживания:

αФN ≥ -αДОП + αГN + αСЦαФ2 ≥ 42,5 дБ

1. Нормированная частота в полосе задерживания (для ФНЧ):

ΩЗN = N / КfПΩЗ2 = 1,09

1. При выборе схемы фильтра необходимо обеспечить малое входное сопротивление на частотах высших гармоник. В частности, для однотактного УМ ФНЧ должен начинаться с параллельной емкости С1. Для рассматриемого случая αФ2 > (20 ÷ 30) дБ и ΩЗ2 < (1,5 ÷ 1,8), поэтому необходимо применять фильтры Кауэра ( эллиптические ), имеющие равноколебательную АЧХ в полосе пропускания и АЧХ со “всплесками” затухания в полосе задерживания. Используя диаграмму для оценки порядка эллиптических ФНЧ на рис.2.7 [2] и данные таблицы 9, выбираем фильтр 9-го порядка С09 – 05 – 67 с Δα = 0,0109 дБ, ΩЗ = 1,086360377, αФ = 46,4 дБ, ρ = 5%.
2. Принципиальная схема фильтра приведена на рисунке 8.

L2

L4

L6

L8

C1

C3

C5

C7

C9

C8

C6

C4

C2

Рисунок 8. Схема фильтра Кауэра 9-го порядка.

Нормированные значения элементов:

c1 = 0,693482l2 = 1,235453c2 = 0,163150

c3 = 1,172824l4 = 0,748031c4 = 1,008319

c5 = 0,793057l6 = 0,575410c6 = 1,456578

c7 = 0,908201l8 = 0,765453c8 = 0,707124

c9 = 0,351309

Производим денормирование:

;;RB = RН = 75 Ом

LB = 1,085147 мкГнСВ = 192,915 пФ

С1 = СВ ⋅ с1 = 133,783 пФС2 = СВ ⋅ с2 = 31,474 пФ

С3 = СВ ⋅ с3 = 226,255 пФС4 = СВ ⋅ с4 = 194,52 пФ

С5 = СВ ⋅ с5 = 152,993 пФС6 = СВ ⋅ с6 = 280,996 пФ

С7 = СВ ⋅ с7 = 175,206 пФС8 = СВ ⋅ с8 = 136,415 пФ

С9 = СВ ⋅ с9 = 67,773 пФ

L2 = LB ⋅ l2 = 1,341 мкГн

L4 = LB ⋅ l4 = 0,812 мкГн

L6 = LB ⋅ l6 = 0,624 мкГн

L8 = LB ⋅ l8 = 0,831 мкГн

1. КПД фильтра:

ηФ = 1- ρ2ηФ = 0,9975

Произведем конструктивный расчет катушек L2, L4, L6, L8. Приближенно можно считать, что действующие на LC – элементах напряжения и токи в 3÷5 раз больше номинальных значений напряжения и тока в нагрузке RН.

Действующее значение тока в нагрузке:

IНД ≈ 0,6 А

Действующее значение напряжения на нагрузке:

UНД = РН / IНДUНД ≈ 43 В

Тогда действующие напряжения и токи на LC – элементах не превосходят:

IД = 3⋅ IНДIД ≈ 1,8 А

UД = 3⋅ UНДUД ≈ 130 В

UМАКС = √2⋅ UДUМАКС ≈ 185 В

1. Уточним расчетные значения индуктивностей с учетом размагничивающего влияния близко расположенных проводников, деталей конструкции, каркаса и стенок блока:

L2РАСЧ = 1,1⋅ L2L2РАСЧ = 1,475 мкГн

L4РАСЧ = 1,1⋅ L4L4РАСЧ = 0,893 мкГн

L6РАСЧ = 1,1⋅ L6L6РАСЧ = 0,686 мкГн

L8РАСЧ = 1,1⋅ L8L8РАСЧ = 0,914 мкГн

1. Выберем диаметр провода катушки исходя из соображений ее допустимого перегрева. Для цилиндрической однослойной катушки с естественным (конвекционным) охлаждением:

, где

ΔТ2 = 40 К – разность температур провода и окружающей среды.

Примем d = 1 мм.

1. Шаг намотки:

g = (1,3÷1,5)⋅dg = 1,5 мм

1. Число витков спирали катушки:

, где

D – диаметр намотки катушки, см

F – коэффициент формы катушки, зависящий от отношения длины намотки катушки l к ее диаметру D. Для катушек диаметром до 5 см обычно берут l/D = 0,5÷0,8. Примем l/D = 0,6. Тогда из графика рис.10.3 [] F = 12⋅10-3.

Поскольку величины D, l/D, g = l/N выбираются произвольно, необходимо проверить правильность их выбора – должно выполняться равенство N = l/g. При совпадении результатов с точностью ±(5÷7)% расчет можно считать законченным. В противном случае расчет повторяют при новом значении D.

Таким образом, с учетом приведенных выше требований проверки имеем:

Для L2: D = 1,98 см, l = 1,188 см, N = 7,879 витков.

Для L4: D = 1,66 см, l = 0,996 см, N = 6,696 витков.

Для L6: D = 1,52 см, l = 0,912 см, N = 6,134 витков.

Для L8: D = 1,68 см, l = 1,008 см, N = 6,734 витков.

1. Вычислим электрическую прочность катушек.

Напряжение между соседними витками:

UВ = UМАКС / NМИНUВ ≈ 30 В

Напряженность поля между витками:

Е = UВ / (g – d)Е ≈ 60 В/мм < ЕМАКС = (250÷700) В/мм

1. Длина провода катушки:

lПР ≈π⋅D⋅NlПРМАКС ≈ 50 см

Условие lПРМАКС ≈ 50 см < 0,3⋅λМИН ≈ 820 см выполняется, значит катушки фильтра можно считать элементами с сосредоточенными параметрами.

Для рассчитанного ФНЧ с помощью пакета схемотехнического моделирования OrCAD 9.1 был получен график 1 АЧХ, приведенный в приложении 2.

Как известно, вид АЧХ фильтра находится в тонкой зависимости от величин элементов. Полученные в ходе расчетов значения емкостей конденсаторов фильтра не соответствуют дискретным значениям стандартных рядов, что затрудняет их выбор. Здесь возможно применение подстроечных конденсаторов, однако была предпринята попытка использования конденсаторов со стандартными значениями, соответствующими ряду Е24, а именно:

C1 = 130 пФC2 = 30 пФC3 = 220 пФ

C4 = 200 пФC5 = 150 пФC6 = 270 пФ

C7 = 180 пФC8 = 130 пФC9 = 68 пФ

Значения индуктивностей оставлены неизменными, равными расчетным. АЧХ такого фильтра приведена на графике 2, представленном в приложении 2.

Анализируя графики 1 и 2 АЧХ фильтров можно сделать вывод о возможности применения в качестве конденсаторов ФНЧ конденсаторов постоянной емкости с номиналами, приведенными выше. Это не приведет к существенной деградации АЧХ фильтра.

Таким образом, в качестве конденсаторов фильтра применим конденсаторы типа КМ 4, группы П33 с максимальным рабочим напряжением 250 В.

**РАСЧЕТ РАДИАТОРА**

Исходным параметром для расчета радиатора транзистора оконечного каскада является мощность РК.МАКС ≈ 12 Вт, рассеиваемая на его коллекторе.

Максимальная температура корпуса транзистора типа 2Т950А составляет 125°С. Примем температуры корпуса транзистора и его радиатора примерно одинаковыми, и, с некоторым запасом, равными tРАД = 80°С.

Температурой окружающей среды для радиатора будет являться внутренняя температура корпуса передатчика tСР. Примем tСР = 40°С.

Тогда тепловое сопротивление радиатора:

 RРАД = 3,33°С/Вт

По графику рис. П.4 стр. 304 [4] находим, что такое сопротивление обеспечивает ребристый радиатор объемом V = 110 см3. Примем длину и ширину радиатора равными 5 см, тогда его высота составит 4,4 см.

**ЗАКЛЮЧЕНИЕ**

Результатом выполнения данной курсовой работы является разработанный радиопередатчик с ОБП, отвечающий заданным требованиям, а именно:

* мощность в фидере сопротивлением WФ = 75 Ом

РФ.МАКС = Р1.МАКС⋅ηТР⋅ηФРФ.МАКС = 26 Вт

* стабильность частоты не хуже 10-6, что обеспечивается применением кварцевой стабилизации
* подавление внеполосных излучений более 50 дБ
* перестройка частоты выходного сигнала в диапазоне (6÷11) МГц с шагом 1 кГц

Вместе с тем необходимо отметить значительную сложность отдельных узлов. Так фильтрующая цепь имеет 9 порядок. Для снижения требований к ней представляется целесообразным выполнить оконечный каскад по двухтактной схеме.

**СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННОЙ ЛИТЕРАТУРЫ.**

1. Проектирование транзисторных каскадов передатчиков. Учебное пособие для техникумов / Шумилин М.С., Козырев В.Б., Власов В.А. М.: Радио и связь. 1987. 320 с.
2. Справочник по расчету фильтров / Зааль Р. М.: Радио и связь. 1983. 752 с.
3. Радиопередающие устройства: Методические указания по курсовому проектированию / Булатов Л.И., Гусев Б.В., Харитонов Ф.В. Екатеринбург: УПИ. 1992. 28 с.
4. Проектирование радиопередающих устройств СВЧ / Под ред. Уткина Г.М. М.: Советское радио. 1979.