Министерство образования Российской Федерации

УГТУ-УПИ **имени С.М. Кирова**

Кафедра ВЧСРТ

**группа Р-498**

оценка\_\_\_\_\_

Проектирование выходного каскада связного передатчика с частотной модуляцией

ПОЯСНИТЕЛЬНАЯ ЗАПИСКА

КУРСОВОй ПРОЕКТ

**по курсу: Радиопередающие устройства**

**201600 000000 013ПЗ**

**зачётная книжка №:09832013**

**студент:**

***Симонов Евгений Владимирович***

**руководитель:**

***Булатов Лев Иосифович***

ЕКАТЕРИНБУРГ 2002 год

Содержание

[Введение](#_Toc254354944)

[1. Исходные данные и задание на проектирование](#_Toc254354945)

[2. Выбор, описание и обоснование структурной схемы](#_Toc254354946)

[3. Электрический расчёт](#_Toc254354947)

[3.1 Выбор усилительного полупровдникового прибора](#_Toc254354948)

[3.2 Расчёт коллекторной цепи](#_Toc254354949)

[3.3 Расчет базовой цепи](#_Toc254354950)

[3.4 Расчёт цепи питания](#_Toc254354951)

[3.5 Расчет цепи смещения](#_Toc254354952)

[4. Расчёт цепи согласования](#_Toc254354953)

[4.1 Электрический расчёт](#_Toc254354954)

[4.2 Конструктивный расчёт](#_Toc254354955)

[5. Расчёт выходного фильтра](#_Toc254354956)

[5.1 Электрический расчёт](#_Toc254354957)

[5.2 Конструктивный расчёт](#_Toc254354958)

[6. Выбор стандартных номиналов](#_Toc254354959)

[Заключение](#_Toc254354960)

[Библиографический список](#_Toc254354961)

## Введение

Человечество шагнуло в третье тысячелетие и теперь стало очевидным то, что всё ускоряющийся и ускоряющийся темп жизни требует всё большей и большей скорости передачи информации, не говоря уже о том, что необходимо обеспечивать связь между отнюдь нестационарными абонентами. Летите ли вы в самолёте, едите ли вы в поезде, идёте ли вы просто пешком, но связь вам нужна и она не должна прерываться, чтобы вы быстро и своевременно могли получить нужную вам информацию и не важно в виде картинок текста, речи будет эта информация или в каком-либо другом виде, а важно то, что о проводной связи в этом случае и речи быть не может. Мало кто может похвастаться возможностью телепатически связываться с человеком или другим живым существом, хотя это самый лучший вариант связи в котором задействован весь организм нашей живой вселенной. Поэтому, хоть и более примитивную связь (Примитивную - поскольку она многим ограничена, обеспечиваясь примитивными техническими устройствами, жадно потребляющими энергию и ничего не дающими взамен кроме удовлетворения наших некоторых потребностей, причём для изготовления таких устройств зачастую требуется огромный вклад научного и инженерного труда. Надо заметить, что именно в технократическом мире достижения человечества значительны и интересны, и только иногда прилетающие наблюдатели с других планет своим присутствием подсказывают о возможных дальнейших перспективах технократического развития) но всё же вполне надёжную и приемлемую можно обеспечить при помощи радио – эту связь мы привыкли называть РАДИОСВЯЗЬ-ю.

По существу же радиосвязь представляет собой распространяющееся в пространстве электромагнитное колебание, несущее в себе информацию. Если информация заключается в амплитуде электромагнитного колебания - то говорят об амплитудной модуляции (или АМ), если же в частоте или фазе – то о частотной (ЧМ) или фазовой (ФМ) модуляции. Также для излучения (приёма) этого электромагнитного колебания в открытое пространство (из открытого пространства) необходимо такое устройство как радиопередатчик (радиоприёмник). В наше время широко используются радиостанции, т.е. устройства, сочетающие в себе и радиоприёмник и радиопередатчик и способные работать как на приём, так и на передачу в широком диапазоне частот.

Радиосвязь имеет огромное значение для современного человека и используется им почти во всех сферах его деятельности, поэтому, очень нужны специалисты по электронике и радиосвязи. Для того чтобы стать таким специалистом, необходимо для начала, приложив не мало усилий получить хорошее техническое образование, которое могут дать компетентные преподаватели, например преподаватели радиотехнического факультета УГТУ-УПИ им. С.М. Кирова. А затем необходимо саморазвиваться и повышать свой профессионализм, проектируя всё более и более совершенные, «шагающие в ногу со временем» радиоустройства.

Всё это хорошо, но в нашем случае необходимо спроектировать оконечный каскад связного передатчика с частотной модуляцией, чему собственно и посвящена данная работа. Передатчики такого типа проектируются для работы на одной фиксированной частоте или в диапазоне частот. В первом случае, рабочая частота стабилизируется кварцевым резонатором, и для генерации ЧМ колебаний могут быть использованы как прямой метод управления частотой, так и косвенный. В качестве возбудителя диапазонного передатчика с ЧМ используется синтезатор сетки дискретных частот, ведомый генератор которого управляется двумя варикапами.

## 1. Исходные данные и задание на проектирование

**Выбрать и рассчитать:**

В процессе проектирования радиопередающего устройства (в нашем случае оконечного мощного каскада) обязательно нужно руководствоваться техническим заданием на проектирование, основываясь на котором необходимо выполнить следующее:

* выбрать наиболее подходящую структурную схему для будущего устройства;
* выбрать усилительный прибор;
* выбрать схему питания усилительного прибора;
* выбрать однотактной ли или двухтактной будет схема усилителя;
* произвести расчёт цепи питания, цепи смещения, а также входной и выходной цепей усилительного каскада.
* необходимо обеспечить согласование выходного сопротивления каскада передатчика с входным сопротивлением антенно-фидерного устройства;
* выбрать тип и порядок выходного фильтра;
* Рассчитать конструктивные параметры согласующего устройства и катушек индуктивности фильтра.

**Вычертить:**

* принципиальную электрическую схему оконечного мощного каскада связного передатчика с частотной модуляцией.

**Задание на проектирование №14.**

В данном техническом задании необходимо спроектировать устройство (оконечный каскад связного передатчика с частотной модуляцией), удовлетворяющее следующим требованиям:

* Диапазон рабочих частот **F***,* МГц. 42 - 48
* Мощность передатчика **Р1**, Вт. 6
* Подавление внеполосных излучений, Дб. 40
* Девиация частоты, кГц. 5
* Относительная нестабильность частоты 10-5
* Питание от сети 220В 50Гц:
* Сопротивление фидера, Ом. 75

## 2. Выбор, описание и обоснование структурной схемы

Существует несколько способов получения частотной (ЧМ) (фазовой (ФМ)) модуляции [3, 4, 5].

Угловая модуляция может быть получена прямым способом, когда модулируется непосредственно частота автогенератора передатчика, или косвенным, когда в промежуточном каскаде передатчика производится фазовая модуляция. Структурные схемы передатчиков с этими способами модуляции приведены на **рис. 2.1 и 2.2**.



**Рис. 2.1 Структурная схема передатчика с прямой ЧМ.**



**Рис. 2.2 Структурная схема передатчика с косвенной ЧМ**

Другими словами, *прямую частотную модуляцию* осуществляют: в полупроводниковых генраторах путём изменения параметров колебатльного контура с помощью варикапов, варикондов, реактивного транзистора, нелинейной индуктивности, железоитериевого граната (на частотах от нескольких сот мегагерц до десятков гигагерц); в диодных генераторах (на тунельном диоде, ЛПД, диоде Ганна) путём изменения напряжения смещения на диоде; в транзисторных RC–генераторах путём изменения режима работы транзистора (тока коллектра, напряжения смещения на переходе эмиттер-база).

В системах *косвенного получения частотной модуляции* используются фазовые модуляторы (ФМ). Известны четыре наиболее распространённые структурные схемы передатчиков с ФМ: с ФМ на выходе передатчика; с ФМ в предоконечных каскадах с последующим усилением мощности сигнала ФМК; с ФМ в начальных каскадах с последующим умножением частоты и усилением мощности сигнала ФМК; с ФМ на поднесущей частоте с последующим транспонированием и усилением ФМ сигнала. Эти структурные схемы можно посмотреть в книге: «Радиопередающие устройства (проектирование радиоэлектронной аппаратуры СВЧ на интегральных схемах )»/ Под. ред. О. А. Челнокова – М.: Радио и связь, 1982. – 256 с.

Тот и другой способы получения ЧМ имеют свои недостатки и достоинства. Достоинство прямого метода – возможность получения глубокой и достаточно линейной частотной модуляции, недостаток – трудность обеспечения стабильности средней частоты колебания с ЧМ. Достоинство косвенного способа – высокая стабильность средней частоты, недостатки – неглубокая модуляция, трудность передачи низких модулирующих частот.

Возможность получения глубокой и линейной ЧМ делает предпочтительным прямой способ в радиовещательных и связных передатчиках. При этом для повышения стабильности средней частоты используют систему автоматической подстройки частоты (АПЧ) по высокостабильному кварцевому эталону. Структурная схема такого передатчика приведена на **рис. 2.3**.

Рис 2.3 Структурная схема ЧМ передатчика с синтезатором частоты

G

G

ЦС

U



ДПКД

ФД

ГУН

f

nf

**Д**П**КД** – делитель частоты с переменным коэффициентом деления

Для построения нашего связного передатчика воспользуемся подобной схемой, но уточним состав и количество входящих в неё блоков.

В качестве возбудителя диапазонного передатчика с ЧМ используется синтезатор сетки дискретных частот, ведомый генератор которого управляется двумя варикапами **(рис.2.3)**. На варикап VD1 подается модулирующее напряжение UΩ, на варикап VD2 - управляющее напряжение системы фазовой автоподстройки частоты. Разделение функций управления объясняется тем, что девиация частоты под влиянием модулирующего сигнала относительно невелика (обычно 3 - 5 КГц) в сравнении с диапазоном перестройки ведомого генератора управляющим сигналом с выхода системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ). По этой причине варикап VD1 связан с колебательным контуром ведомого автогенератора значительно слабее, чем VD2. Использование ФАПЧ в передатчике, построенном по подобной схеме, также позволяет линеаризовать статическую модуляционную характеристику. Шаг сетки частот на выходе передатчика в зависимости от его рабочего диапазона частот может быть 5; 10; 12,5; 25 кГц.

Умножители частоты включают в структуру передатчика для повышения устойчивости, но при этом из-за нелинейностей их АЧХ увеличиваются нелинейные искажения ЧМК в «n» раз, соответственно, а шаг сетки синтезатора уменьшается в «n» раз, где n - коэффициент умножения частоты.

В нашем случае, источником сигнала UΩ является микрофон с последующим усилителем звуковой частоты (УЗЧ) Управление ГУН в этом случае также производится через два варикапа, на один из которых подаётся модулирующее напряжение UΩ с выхода УЗЧ, а на другой варикап – управляющее напряжение системы ФАПЧ. Девиация частоты под действием модулирующего сигнала в случае связного передатчика равна 3 кГц. Ширина спектра ЧМ сигнала (полоса частот П) рассчитывается по формуле:

 **(2.1)**

В этой формуле *Fв* – верхняя частота передаваемого сообщения, для речевых сообщений, т.е. *Fв* = 3,4 кГц (а нижняя частота спектра речевого сигнала *Fн* = 300 Гц); m – индекс модуляции, рассчитанный по формуле **(2.2)**:

 **(2.2)**,

где Δ*f* – девиация частоты на выходе ГУН (или передатчика, в зависимости от того хотим ли мы получить индекс модуляции на входе или на выходе передатчика соответственно), а F*в* - верхняя частота спектра речевого сигнала.

На выходе ГУН, как было сказано выше, сигнал имеет небольшую девиацию частоты ≈ 3 кГц и соответственно небольшой коэффициент модуляции m ≈ 0,882, а по техническому заданию передатчик должен обеспечить девиацию частоты как минимум Δ*f* = 5 кГц. Поэтому, рассчитанный по формуле (2.2) индекс модуляции, который должен иметь сигнал на выходе нашего связного передатчика оказывается равным:



Поделив полученный индекс модуляции на выходе передатчика на индекс модуляции на входе передатчика (выходе ГУН) можно определить во сколько раз необходимо произвести умножение частоты сигнала на входе передатчика для получения требуемой девиации частоты в 5кГц сигнала на выходе передатчика:

 раз

Поскольку с каждым каскадом умножителей частоты умножение частоты происходит в соответствии с алгоритмом: [1] «n» → [2] «n2» → [3] «n3» → … → [k] «nk»; то с учётом того, что необходимо минимизировать число каскадов, а стандартный максимальный коэффициент умножения частоты одного каскада n = 4, то в нашем случае, число каскадов умножителей частоты получается k = 1, а коэффициент умножения частоты этого каскада n = 2. При этом девиация частоты на выходе передатчика получится Δ*f =* 3000 ⋅ 2 ≈ 6 кГц. Очевидно, что при коэффициенте умножения частоты равном 2 верхние и нижние частоты генератора сетки эталонных частот должны быть соответственно:

 МГц;  МГц

Подставив в формулу **(2.1)** численные значения входящих в неё величин, получаем, что ширина спектра сигнала на выходе связного передатчика равна:

 кГц

Исходя из ширины спектра ЧМ сигнала в данном случае, выбираем шаг сетки частот на выходе передатчика равным 50 кГц. Тогда с учётом коэффициента умножения частоты шаг сетки частот ГСЭЧ должен составить ≈ 25 кГц.

Допустим, что у нас возбудитель «ПКВ – 250» у которого диапазон генерируемых частот 4…27 МГц с шагом сетки частот 100 Гц, нестабильность частоты порядка 2⋅10-7 (хотя в нашем случае, по техническому заданию достаточно обеспечить нестабильность частоты на выходе передатчика 10-5), напряжение на выходе 1 В при работе на нагрузку 75 Ом (см. [3], стр. 261, табл. 8.6). Тогда получается, что мощность на выходе ГУН порядка 10 мВт. Выходная колебательная мощность нашего связного ЧМ передатчика по техническому заданию должна быть 6 Вт, следовательно, входной сигнал передатчика необходимо по мощности усилить в 600 раз. Оконечный же мощный каскад передатчика в соответствии с расчётами, (см. раздел 3.3 РАСЧЁТ БАЗОВОЙ ЦЕПИ) может обеспечить коэффициент усиления по мощности порядка Кр ≈ 5,119. Значит, необходимо обеспечить коэффициент усиления по мощности как минимум ещё в 115…120 раз, допустим, что в 120 раз (возьмём с запасом), тогда перед оконечным каскадом необходимо поставить ещё два усилительных каскада, например, на выбранном транзисторе 2Т951А (см. раздел 3.1 ВЫБОР УСИЛИТЕЛЬОГО ПОЛУПРОВОДНИКОВОГО ПРИБОРА) c Кр равными 10 и 12 соответственно. После проведённых рассуждений, проводимых с целью обозначить необходимые составные части и объяснить назначение этих частей в структурной схеме, предлагается структурная схема связного передатчика с ЧМ, вид которой показан на **рисунке 2.4**:

Рис. 2.4 Структурная схема ЧМ передатчика с синтезатором частоты

Мощный

каскад

G

G

ЦС

U



ДПКД

ФД

ГУН

f

2f

ФНЧ

УЗЧ

Рвх.

10 Рвх

120 Рвх

Рвых=6 Вт

600 Рвх

Микрофон

Антенна

Буферный каскад

Таким образом, структурная схема нашего связного ЧМ передатчика вместе с блоками уже имеющимися в схеме на **рис. 3.2** своём составе дополнительно содержит:

* Микрофон, который обеспечивает преобразование речевого сообщения в амплитудно-модулированный входной сигнал передатчика;
* Усилитель звуковой частоты, который обеспечивает усиление амплитуды сигнала поступающего с микрофона на управляющий варикап;
* Буферный каскад, необходимый для защиты ГУН, генератора сетки эталонных частот и системы ФАПЧ от влияния на них последующих каскадов;
* Умножитель частоты с коэффициентом умножения частоты n = 2, необходимый для обеспечения требуемой девиации частоты на выходе связного ЧМ передатчика;
* Три блока (каскада) усилителей мощности с коэффициентами усиления по мощности Kp = 10, 12, 5 соответственно, причем мощный оконечный каскад с коэффициентом усиления по мощности равным ≈ 5,119 (см. раздел 3.3 РАСЧЕТ БАЗОВОЙ ЦЕПИ);
* Цепь согласования, обеспечивающую согласование выходного сопротивления оконечного каскада передатчика с входным сопротивлением фидера 75 Ом в заданном диапазоне частот;
* Фильтр нижних частот, обеспечивающий ослабление высших гармоник на 40 дБ вне рабочего диапазона частот передатчика в соответствии с техническим заданием (см. раздел 4 АСЧЁТ ВЫХОДНОГО ФИЛЬТРА).

Поскольку в данной курсовой работе необходимо спроектировать только оконечный мощный каскад связного передатчика с ЧМ, то для конкретизации, входящие в его состав блоки обведены синей пунктирной линией, и именно о них далее пойдёт речь.

## 3. Электрический расчёт

## 3.1 Выбор усилительного полупровдникового прибора

Сложность современных радиоэлектронных систем наряду со специфическими радиотехническими требованиями определяет исключительно высокие к надёжности всех её блоков, в том числе и передатчика. В то же время передатчик в большинстве систем находится в самых неблагоприятных условиях по сравнению с другими блоками: он генерирует значительную мощность, поэтому работа всех его элементов связана с большими токами, напряжениями и значительным рассеиванием тепла.

В мощных каскадах передатчиков из полупроводниковых приборов используют биполярные и полевые транзисторы. Отсутствие цепи накала у транзисторов обуславливает их немедленную готовность к работе, хотя не приводит к заметной экономии электроэнергии питания, так как затраты энергии в цепях накала современных мощных ламп составляют 4…5 % и меньше их номинальной мощности. Недостатки транзисторных передатчиков прежде всего связаны с высокой стоимостью мощных транзисторов из-за чрезвычайно сложной технологией их производства. Меньший (как правило) коэффициент усиления по мощности транзисторов (по сравнению с лампами) приводит к большему числу каскадов, т.е. к дополнительным затратам энергии и мощности, рассеиваемой внутри передатчика. Существенный разброс параметров транзисторов, их температурная зависимость, а также зависимость усилительных свойств от частоты и режима усложняют схему построения передатчиков. Биполярные транзисторы применяют от самых низких частот до, ориентировочно 10 ГГц. Верхняя рабочая частота **fв** в генераторных транзисторах, как правило, ограничивается его усилительными возможностями, нижняя же частота **fн** для биполярных транзисторов – опасностью перегрева его структуры за время протекания одного импульса тока и развитием вторичного пробоя. Но к современной связной аппаратуре предъявляются жёсткие требования к уменьшению габаритов массы и повышению технологичности.

Поскольку наш связной передатчик имеет диапазон рабочих частот от 42 до 48 МГц, и небольшую мощность порядка 6 Вт то выбор остановим на биполярном транзисторе.

Для того чтобы выбрать конкретный полупроводниковый прибор воспользуемся **таблицей 1.1 в [5]** **(стр. 20 - 23)** где находится справочная информация, необходимая для грамотного выбора транзистора. Отметим, что информация, которую содержат обычные справочники по транзисторам, не годится для осуществления правильного выбора, поскольку по ней нельзя узнать важные (определяющие) параметры транзистора в конкретном режиме, так, например важный параметр **rнас** (в граничном режиме).

,

где  - остаточное напряжение на коллекторе транзистора в граничном режиме, *Sгр –* крутизна выходной характеристики транзистора в граничном режиме.

Для оконечного каскада нашего связного передатчика по мощности передатчика, по диапазону рабочих частот подходит целая линейка транзисторов: КТ966А-2, 2Т921А, 2Т951А, 2Т951А, 2Т981А с параметрами:

|  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- |
| Тип транзистора | **rнас**  **(rнас ВЧ), Ом** | **Диапазон рабочих частот, МГц** | **Р′н, Вт** | **Рекомендуемый режим работы** |
| КТ966А-2 | 5 | 4…60 | >10 | Класс А <-58 дБ |
| 2Т921А | 1,8 (3,4) | 1,5…60 | >12,5 | Линейный <-30…-39дБ |
| 2Т951В | (10) | 30…80  (1,5…>80) | >3  2 | Класс В  Линейный <-27…-33дБ |
| 2Т951А | **(1,4)** | 30…80  **(1.5…>80)** | >25  **>15** | Класс В  Линейный <-30…-35дБ |
| 2Т981А | 0,1 | 30…80 | >50 | Класс В |

Как видно из выше приведённых некоторых параметров линейки транзисторов наиболее подходящий транзистор для нашего связного передатчика **2Т951А,** потому что имеет достаточно большое **rнас** = 1,4 а также подходит по мощности (с запасом), по диапазону рабочих частот, и по рекомендуемому режиму работы.

Выбранный транзистор имеет следующие параметры:

**Таблица 3.1 Параметры выбранного транзистора 2Т951А**

|  |  |  |
| --- | --- | --- |
| Параметр | Пояснение | Значение |
| rб | Сопротивление материала базы | 0,5, Ом |
| rэ | Стабилизирующее сопротивление в цепи эмиттера | 0,2, Ом |
| Rуе | Сопротивление утечки эмиттерного перехода | >0,1, кОм |
| h21э0 | Коэффициент передачи по току в схеме с общим эмиттером ОЭ на постоянном токе | **15**…100 |
| fт | Граничная частота передачи по току в схеме с ОЭ | **150**…420, МГц |
| Ск | Барьерная ёмкость коллекторного перехода при соответствующем напряжении Ек | 60…**70**, пФ при Ек=28, В |
| Сэ | Барьерная ёмкость эмиттерного перехода при соответствующем напряжении Еэ | 600, пФ при Еэ=0, В |
| τк | Постоянная времени коллекторного перехода | <20 пс при Ек=10, В |
| Lэ | Индуктивность вывода эмиттера транзистора | 2,8…**3,8**, нГн |
| Lб | Индуктивность вывода базы транзистора | 2,1…**3,2**, нГн |
| Lк | Индуктивность вывода коллектора транзистора | 1,3…**3,2**, нГн |
| Eкэ доп | Предельное напряжение на коллекторе | **65**, В при Екб имп |
| Eкэ имп | Предельное значение импульсного напряжения на коллекторе | **60**, В |
| Eк доп | Допустимое значение питающего напряжения на коллекторе | **28**, В |
| Eбэ доп | Допустимое значение обратного напряжения на эмиттерном переходе | **4**, В |
| Iк0 доп | Допустимое значение постоянной составляющей коллекторного тока | **5**, А |
| Iб0 доп | Допустимое значение постоянной составляющей базового тока | **1,0**, А |
| tп доп | Допустимая температура переходов транзистора | 200, °C |
| Rпк | Тепловое сопротивление переход (кристалл) - корпус | 2,83, °С/Вт |
| f′ | Экспериментальное значение верхней частоты диапазона | **80**, Мгц |
| Кp | Коэффициент усиления по мощности | 8,3…25 |
| η | Коэффициент полезного действия | 60…80, % |
| Е′к | Напряжение коллекторного питания при эксперименте | 28, В |
| Схема включения с ОЭ | | |

Перечисленные в этой таблице параметры, используются при расчёте коллекторной и базовой цепей транзистора.

Расчёт коллекторной цепи можно проводить независимо от схемы включения транзистора, а входной - раздельно для схем с ОЭ или с ОБ. В нашем случае, для оконечного каскада выбрана однотактная схема ГВВ, а схема включения транзистора – схема с ОЭ.

## 3.2 Расчёт коллекторной цепи

Для современных мощных биполярных транзисторов, как правило, оговаривается номинальное напряжение коллекторного питания Ек.п. В нашем случае по техническому заданию питание передатчика осуществляется от сети 220 В 50 Гц, т.е. нет ограничений по питающему напряжению. Поскольку напряжение Ек.п не задано то в мощном каскаде определим его исходя из допустимого Ек доп которое равно 28 В (**см**. **таблицу 3.1)**. По техническому заданию наш связной передатчик должен выдавать в нагрузку мощность 6 Вт, а выбранный транзистор 2Т951А может обеспечить выходную мощность порядка 15 Вт. Поэтому учитывая то обстоятельство, что транзистор заведомо недоиспользуется по мощности то целесообразно занизить Ек max на 20…30 % по отношению к допустимому значению, что значительно повышает надёжность его работы, хотя и несколько снижает КПД и Кр, а также увеличивает рассеиваемую на нём мощность. Поскольку при выборе питающего напряжения желательно придерживаться стандартного ряда питающих напряжений: 3; 4; 5; 6; 9; 12; 15; 20; 24; 27; 30; 48; 60; 80 то выберем Ек п = 20 В, что соответствует 28,75% - ому занижению Ек max относительно Ек доп.

Далее расчёт будем вести исходя из номинальной мощности Р1ном при работе транзистора в граничном режиме, поскольку граничный режим можно считать оптимальным на низких и средних частотах (максимальный КПД достигается только в граничном режиме), а также учитывая, что транзистор будет работать в линейном режиме с углом отсечки θ = 90° (выбираем такой режим), а схема оконечного каскада передатчика будет строиться по однотактной схеме ГВВ. Для расчёта коллекторной цепи воспользуемся методикой предложенной в [5] стр. 109 - 111. Отметим также, что ***расчёт необходимо вести по наихудшему случаю***, т.е. подставлять в расчётные соотношения значения входящих в них величин **(см. таблицу 3.1)** при которых обеспечиваются наихудшие условия.

1. Величина амплитуды первой гармоники напряжения на коллекторе Uк1 определяется формулой:

(3.2.1)

где Ек – напряжение питания, rнас – сопротивление насыщения, α1(θ) – коэффициент разложения косинусоидального импульса, угол отсечки θ = 90° , Р1 – номинальная мощность каскада.

Для расчёта подставим Ек, уменьшенное относительно напряжения источника питания Еп на 5В, что может быть связано с потерями по постоянному току в блокировочном дросселе, а выходную колебательную мощность передатчика с запасом, т.е.

Р1 ном.= Р1 ⋅ 1,25 = 6 ⋅1,25 = 7,5 Вт

Подставляя численные значения в (3.2.1), получаем:



При этом коэффициент использования напряжения питания составляет:



1. Максимальное напряжение на коллекторе не должно превышать допустимого (Uкэ.доп. = 60 В):

 (3.2.2)

1. Амплитуда первой гармоники коллекторного тока определяется выражением:

 (3.2.3)

Подставляя в (3.2.2) численные значения величин, получаем:



1. Величина постоянной составляющей коллекторного тока определяется выражением (1.2.3) и не должна превышать допустимой (IК 0 ДОП = 5,0 А):

 (3.2.4)

коэффициент разложения косинусоидального импульса для постоянной составляющей α0(θ) равен 0,319:



1. Максимальное значение коллекторного тока составляет:

 (3.2.5)

1. Величина максимальной потребляемой мощности от источника питания равна:

 (3.2.6)

1. КПД коллекторной цепи при номинальной нагрузке составляет:

 (3.2.7)

1. Максимальная рассеиваемая на коллекторе мощность на коллекторе транзистора приближённо рассчитывается так:

 (3.2.8)

где . – коэффициент рассогласования входного сопротивления нагрузки, который в оконечном каскаде не должен быть ниже 0,5.

1. Номинальное сопротивление коллекторной нагрузки определяется выражением:

 (3.2.9)

Подставляя численные значения в (3.2.9), получаем:



Нагрузкой нашего связного передатчика является фидер с входным сопротивлением 75 Ом, поэтому после трансформации сопротивления с коэффициентом ј, т.е. из большего в меньшее (см. раздел 4 РАСЧЁТ ЦЕПИ СОГЛАСОВАНИЯ) получаем, что Rкэ = 75/4 = 18,75 Ом. Поскольку полученное значение этого сопротивления очень близко к рассчитанному значению этого же сопротивления по формуле (3.2.9), то нет смысла проводить коррекцию проведённых ранее расчётов коллекторной цепи.

## 3.3 Расчет базовой цепи

Для транзисторов УВЧ и СВЧ существенную роль играют LC – элементы, образующиеся между кристаллом и корпусом транзистора. При расчёте входной цепи транзистора с ОЭ предполагается, что между базовым и имиттерным выводами транзистора по радиочастоте включен резистор Rдоп и Rбк **(см. рис. 3.3.1),** сопротивление которого составляет:

Рис 3.3.1

Rдоп

Rбк

 (3.3.1)

(3.3.2)

Подставляя численные значения в (3.3.1) и (3.3.2) получаем:





Далее расчёт будем вести в соответствии с методикой [5] стр. 112 – 114.

1. Амплитуда тока базы определяется соотношением:

 (3.3.3)

где коэффициент χ равен:

 (3.3.4)

Подставляя численные значения в (3.3.3) и (3.3.4) получаем:





1. Напряжение смещения на эмиттерном переходе при θ = 90° находится как:

 (3.3.5)

Где Еотс = 0,7 В (для кремниевого транзистора).

Подставляя численные значения в (3.3.5) получаем:



1. Значение максимального обратного напряжения на эмиттерном переходе определяется формулой:

 (3.3.6)

Подставляя численные значения в (1.12) получаем:



По результатам видно. что полученное значение не превышает допустимое значение (Uбэ доп = 4 В).

1. Рассчитаем параметры эквивалентной схемы входного сопротивления транзистора при включении с общим эмиттером:

 (3.3.7)

При расчёте входной индуктивности необходимо добавить к Lэ ещё 3 нГн с учётом погонной индуктивности соединительного проводника с кристаллом, тогда получим:



 (3.3.8)

При расчёте rвх оэ необходимо учесть, что Ска = Ск/2, а к Lэ также добавляется погонная индуктивность 3 нГн, после подставления в (3.3.8) необходимых значений имеем:



 (3.3.9.)

после подстановки значений в (3.3.9), имеем:



 (3.3.10)

Подставляя в (3.3.10) численные значения величин, получаем:



1. Активная и реактивная составляющие комплексного выходного сопротивления транзистора вычисляются по формулам:

 (3.3.11)

 (3.3.12)

Подставляя в (3.3.11), (3.3.12) численные значения величин, получаем значение входного сопротивления транзистора на частоте 80 МГц:





ZВХ = 2,535 + j 3,249 (Ом). (3.3.13)

1. Расчёт входной мощности транзистора:

 (3.3.14)

После подстановки получаем:

Вт

1. Расчёт коэффициента усиления по мощности транзистора

(3.3.15)

После подстановки имеем:



1. Определение постоянных составляющих базового и эмиттерного токов:

 (3.3.16)

Подставляя численные значения величин в (3.3.16), получаем:



После выполнения расчёта входной (базовой) и коллекторной цепи транзистора (при наихудших условиях) видно, что в выбранном режиме транзистор может обеспечить требуемую мощность 6 Вт на выходе передатчика с Kp =5,119, имеет при этом достаточно высокий КПД ≈ 66,4%.

Теперь определим мощность рассеиваемую в транзисторе, значение которой является исходным параметром для расчёта температуры в структуре транзистора и системы его охлаждения.(в данной работе расчёт этих температур не проводится).

Ррас ≈ Рк max +Рвх = 4,572 + 1,465 = 6,037 Вт.

В это соотношение подставлены величины рассчитанные по (3.2.8) и (3.3.14). На этом расчёт базовой цепи заканчивается.

## 3.4 Расчёт цепи питания

Выходная цепь активного элемента (АЭ) содержит цепь согласования (ЦС) с нагрузкой и источник питания, Эти элементы можно включить последовательно или параллельно. Поэтому, в зависимости от способа включения этих элементов в цепях питания выходных цепей ГВВ цепи питания делят на последовательные и параллельные соответственно.

К схемам питания выходных цепей ГВВ предъявляются следующие требования:

* Вся первая гармоника выходного тока должна проходить через нагрузку;
* Количество «побочных» цепей должно быть минимальным, т.к. большое их количество ведёт к уменьшению выходной мощности, а для каскада прямой задачей которого как раз и является усиление по мощности такое свойство не к чему.

И последовательная и параллельная схемы питания выходных цепей ГВВ удовлетворяют перечисленным требованиям. Но хотя схемы последовательного питания близки к идеальным при рациональным выборе блокировочных элементов, применять их можно лишь с такими цепями согласования, в которых имеется путь для постоянной составляющей выходного тока АЭ. При схемах ЦС, в которых элементом связи с АЭ является ёмкость необходимо использовать схемы параллельного питания **(см. рис 3.4.1)**. Поэтому для нашего оконечного каскада в связи с тем, что цепью согласования является трансформатор сопротивления на длинных линиях (см. раздел 4 РАСЧЁТ ЦЕПИ СОГЛАСОВАНИЯ) воспользуемся именно такой **(рис. 3.4.1)** схемой питания выходной цепи ГВВ.

Cбл1 в параллельной схеме питания выходной цепи ГВВ необходима для того, чтобы постоянная составляющая коллекторного тока не попадала в нагрузку, т.е. был обрыв для Iк0. Lбл защищает источник питания от высокочастотной составляющей коллекторного тока, а Сбл2 уводит высокочастотные помехи из цепи питания на землю, чтобы они не попадали в коллекторную цепь.



**Рис. 3.4.1 Цепь питания выходной цепи ГВВ (параллельная схема)**

Для того чтобы блокировочные элементы выполняли свою функцию необходимо правильно выбрать их номиналы. Для этого воспользуемся методикой предложенной в [6] на стр. 90 – 93 в соответствии с которой выражения для определения ноиналов блокировочных элементов следующие:

 (3.4.1)

По другому (3.4.1) можно записать как:

 (3.4.2)

Подставив численные значения в (3.4.2) получаем ориентировочное величинуСбл1:



 (3.4.3)

 (3.4.4)

Подставив численные значения в (3.4.4) получаем ориентировочное величину Lбл:



 (3.4.5)

 (3.4.6)



На этом расчёт цепи питания внешней цепи нашего оконечного мощного каскада заканчивается.

## 3.5 Расчет цепи смещения

В мощных выходных каскадах, где транзисторы обычно работают с отсечкой тока (в нашем случае θ =90°), для получения линейной модуляционной характеристики надо обеспечить постоянство угла отсечки на всём интервале изменения входного тока или напряжения. Это достигается подбором определённого напряжения смещения на базе.

При включении транзистора по схеме с ОЭ величина напряжения смещения Еб в функции от амплитуды Iб и угла отсечки θ определяется согласно соотношению:

 (3.5.1)



**Рис. 3.5.1 Электрическая схема для подачи смещения на базу**

Для достижения θ = const при изменении тока базы Iб = var смещение должно быть комбинированным – внешнее от источника Епит и автосмещение от постоянной составляющей тока базы Iб0 на сопротивлении Rавт в цепи базы транзистора:

*Еб=Е*пит *– Iб0 ⋅ R*авт(3.5.2)

Из (3.5.1) и (3.5.2) с учётом (3.3.3), (3.3.16) и соотношения Iк1 / Iк0 = γ1(θ) / γ0(θ) следует, что для сохранения постоянного угла отсечки θ и, следовательно, коэффициентов γ0(θ), γ0(π-θ) при изменениях амплитуды Iб или постоянной составляющей Iб0 необходимо внешним смещением скомпенсировать напряжение отсечки транзистора

Епит = Еотс (3.5.3)

и поставить в схему сопротивление:

 (3.5.4)

Для подачи смещения на базу воспользуемся схемой (**см. рис. 3.5.1**) в которой при R1 >> R2 ⇒ Rавт > Rдоп, а именно Rавт = Rдоп + R2 и на основании (3.5.4) следуют расчётные соотношения для R2 и R1:

 (3.5.5)

 (3.5.6)

Подставив в (3.5.5) и (3.5.6) необходимые величины (см. таблицу 3.1 и разделы 3.2 и 3.3) получаем:





*Rдоп* = 9,478*Ом*

Через R1 и R2 протекает ток делителя равный Iдел = Епит / (R1 + R2), который может быть соизмерим и даже больше тока базы Iб0. В нашем случае ток делителя равен:

Iдел = 19,5 / (61,17+2,34) = 0,307 А > Iб0 = 0,0376 А,

т.е. Iдел на порядок больше Iб0.

Заметим, что если автосмещение должно быть безынерционным, чтобы успевать следить за изменением огибающей ЧМ (или АМ) сигнала, то внешнее смещение – наоборот, инерционным. Это накладывает ограничения на величины блокировочных конденсаторов в цепи питания:

 (3.5.7)

Подставляя в это соотношение значения, рассчитанные по (3.5.5) и (3.5.6) получаем соотношение для выбора блокировочной ёмкости:

 (3.5.8)

На этом, расчёт цепи смещения на базу транзистора заканчивается.

## 4. Расчёт цепи согласования

## 4.1 Электрический расчёт

К выходным, межкаскадным и выходным цепям согласования ЦС , установленным в ГВВ, предъявляется ряд требований:

1. Трансформация нагрузочных сопротивлений на основной частоте;
2. Обеспечение для входных цепей определённого входного сопротивления Zвх(nω), а для входных цепей – определённого выходного сопротивления Zвых(nω) на частотах высших гармоник;
3. Обеспечение заданных амплитудно - и фазочастотных характеристик;
4. Возможность перестройки в рабочей полосе частот и при изменениях нагрузки.

Для работы активного элемента (АЭ) оптимальном (граничном) режиме в выходную цепь необходимо включить сопротивление нагрузки Rгр (в нашем случае, рассчитанное по (3.2.9) Rэк ном = 19,34 Ом). Но сопротивление нагрузки реального потребителя энергии высокочастотных колебаний в общем случае отличается от выходного сопротивления транзистора в граничном режиме (в нашем случае по техническому заданию потребитель ВЧ энергии – фидер с входным активным сопротивлением Rвх фид = 75 Ом). Поэтому первой задачей ЦС (в нашем случае) является преобразование входного сопротивления фидера к выходному сопротивлению оконечного усилительного каскада. Другими словами необходимо трансформировать 75 Ом в ≈ 19,34 Ом, т.е. необходимо ЦС обеспечить коэффициент трансформации **ј** если смотреть от потребителя.

По предложенной структурной схеме связного передатчика с ЧМ (см. раздел 2) ЦС нет необходимости фильтровать высшие гармоники, т.к. эта задача лежит на «плечах » выходного фильтра. А также для обеспечения важного 4.) - го требования к ЦС целесообразно использовать в качестве ЦС трансформатор на феррите (см. [5] стр. 216) при использовании которого отпадёт необходимость в перестройке ЦС в рабочей полосе частот.

Такие широкодиапазонные трансформаторы с коэффициентом перекрытия по частоте 10…103 и выше выполняют обычно с магнитопроводом и разделяют их на два класса:

* с доминирующеймагнитной связью между обмотками, те обычные трансформаторы;
* с электромагнитной связью между обмотками, образованными отрезками длинных линий, так называемые трансформаторы на длинных линиях (ТДЛ).

Для современных мощных генераторных транзисторов характерны низкие входные и нагрузочные сопротивления, составляющие единицы и даже доли ома. При столь низких нагрузочных сопротивлениях частотные ограничения «сверху» определяются индуктивностями рассеяния, которые не должны превышать единиц и даже долей наногенри, что в обычных трансформаторах обеспечить затруднительно. Поэтому для трансформации столь низких сопротивлений в диапазоне частот 0,1…1000 МГц и выше используют ТДЛ, помещаемых на магнитопроводе из феррита (верхняя граничная частота полосы пропускания такого трансформатора ограничена потерями в линиях, а также индуктивностями выводов соединительных проводов (монтажа) и паразитными межвитковыми ёмкостями, а нижняя частота индуктивностями намагничивания обмоток).

В нашем случае мы в качестве ЦС будем использовать ТДЛ, который изображён на **рис. 4.1.1** с коэффициентом трансформации **ј** (см. выше). При построении трансформатора с коэффициентом трансформации отличным от 1:1, используют N линий (в нашем случае число линий N = 2), включаемых параллельно и последовательно по входу и выходу в различных комбинациях. В нашем случае, соответственно, для обеспечения коэффициента трансформации сопротивления **ј** достаточно включить две линии с одинаковыми волновыми сопротивлениями *ρл*, параллельно с одной стороны и последовательно с другой **(см. рис. 4.1.1)**.

**Рис. 4.1.1 ТДЛ с коэффициентом трансформации ј**

Uн = 2⋅Uг

Rн

Iн = Iл = Iг/2

Uпрод = 0

Uпрод = Uг

Iл

Iг

Uг

Rвх = *ρл*/2 = Rн/4

Rвх

Предполагается, что линии достаточно разнесены в пространстве и между их проводниками не образуется дополнительных магнитных и электрических связей. В этом случае, чтобы каждая линия была нагружена на согласованное сопротивление. Необходимо выполнить условие:

Rн = N ⋅ *ρл* (4.1.1)

Откуда:

 (4.1.2)

В нашем случае N = 2, Rн = 75 Ом (входное сопротивление фидера), Uг=Uк max=Uк1 гр =17,032 В **(см раздел 3.2)**.

Подставляя в и (4.1.2) входящие величины имеем:



По техническому заданию мощность на выходе передатчика (на нагрузке) должна быть 6 Вт (с запасом 7,5 Вт) то амплитудные значения напряжения и токав нагрузке можно определить по формулам:

 (4.1.3)

После подстановки численных значений в (4.1.3) имеем:



Амплитудные значения напряжения и тока в линии можно определить по формулам:

 (4.1.4)

Подставив в формулы (4.1.4) требуемые величины, с учётом того, что Iк max = 1,762 А **(см раздел 3.2)** получаем:



Отметим, что вторую линию у которой продольное напряжение равно 0 **(см рис. 4.1.1)** нет необходимости наматывать на феррит, хотя длина этой линии должна быть такой же как и у первой.

Теперь можно рассчитать требуемую продольную индуктивность линии по формуле (4.1.5), при условии α1 = 0,201 (δ=0,0098) берём из **[5] таблицы 3.7 стр. 239** при условии, что m=1 и Δа = 0,0436, где Δа – неравномерноть АЧХ в полосе пропускания в дБ.

 (4.1.5)

Подставляя в (4.1.5) необходимые величины получаем требуемую продольную индуктивность линии:



Используя данные конструктивного расчёта (см. раздел 4.2) Можно рассчитать амплитуду магнитной индукции в ферритовом сердечнике по формуле:

 (4.1.6)

В этой формуле S – площадь сечения сердечника, рассчитанная по формуле (4.2.4) и равная 0,225 см2, а ω - количество витков кабеля (линии), рассчитанное по формуле (4.2.2) и равное 3,5 витка. Поэтому после подстановки в (4.1.6) численных значений имеем:



Далее можно определить удельные тепловые потери в феррите по формуле (4.1.7), где ) уточняется по таблице (4.2.2):

 (4.1.7)

После подстановки численных величин в (4.1.7) получаем:



Далее рассчитывается мощность потерь в объёме ферритового сердечника ЦС по формуле:

 (4.1.8)

В этой формуле используются геометрические размеры ферритового сердечника, определённые в **разделе 4.2**. Поэтому после подстановки в (4.1.8) численных значений получаем:



Далее определяются потери в линиях ЦС на частоте f по формуле (4.1.9), где α0 и f0 берётся из **таблицы 4.2.1**; n – показатель степени (можно принять равным 0,5…1,0); *lл* – геометрическая длина линии, м, рассчитанная по (4.2.5).

 (4.1.9)

Подставив в формулу (4.1.9) численные значения входящих в неё величин получаем:



Теперь, наконец, можно рассчитать КПД ТДЛ, т.е. нашей ЦС по формуле:

 (4.1.10)

После подстановки численных значений в (4.1.10) получаем расчётное значение КПД ТДЛ:



На этом электрический расчёт ЦС заканчивается.

## 4.2 Конструктивный расчёт

При конструктивном расчёте ЦС необходимо выбрать марку кабеля длинной линии, марку феррита, а также геометрические размеры и самой длинной линии и сердечника на который наматывается длинная линия.

Входными данными для конструктивного расчёта ЦС являются волновое сопротивление линии *ρл*, рассчитанное по () максимальные амплитудные значения напряжения Uл и тока Iл линии, рассчитанные по (4.1.4), а также выходная мощность, отдаваемая в нагрузку.

Конструктивный расчёт будем вести в соответствии с методикой [5] стр. 226 – 233 для многовитковой конструкции.

Кабель, из которого будет нарезана длинная линия, выбираем в **[5] по таблице 3.3 на стр. 224-225**, а именно КВФ-37, который имеет следующие параметры:

**Таблица 4.2.1 Параметры кабеля КВФ-37**

|  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- |
| Волновое сопротивление, Ом | Погонная ёмкость, пФ/м | Допустимое напряжение, В | Допустимый ток, А | α0, дБ/м | f0, МГц | Конструктивные данные | | | | |
| а, мм | b, мм | с, мм | Минимальный радиус изгиба, мм | Чертёж сечения |
| 37,5 ± 3 | 120 | 145 | 8 | <0,35 | 60 | 2,56 | 1,8 | 0,78 | 5 | Рис. 4.2.1 |

**Рис. 4.2.1 Поперечное сечение коаксиального кабеля КВФ - 37**

Диэлектрик – фторопласт

ε = 2,1

а

b

c

При выборе ферритового сердечника в первую очередь учитывают уровень мощности. При мощности не более 10…30 Вт магнитная индукция Враб (в теслах) обычно не превышает 0,001. В этом случае марку феррита можно выбрать, например, по **[5] таблице 3.4 стр.228** из условия обеспечения добротности Q не ниже 10 на частоте fв. Желательно, чтобы fв была близка к fкр или fизм (см. [5] табл.3.4). При этом феррит будет иметь наибольшую начальную магнитную проницаемость μн и, следовательно, будет обеспечиваться большая продольная индуктивность линии Lпр. Размеры (сечение, объем) и число ферритовых колец (или трубок) выбирают из условия требуемой индуктивности Lпр, а так же из возможности размещения линии (или линий) на них.

В нашем случае, подходит феррит марки 50 BHC, который имеет следующие параметры:

**Таблица 4.2.2 Параметры феррита марки 50 BHC**

|  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- |
| Марка феррита | Номинальное значение μн | Предельное отклонение μн | fкр, МГц, при Q равной | | Q, не менее, при Вf, Тл | | | | fизм, МГц |
| 50 | 10 | 0,001 | 0,0075 | 0,01 | 0,02 |
| 50 BHC | 50 | +10 | 70 | 80 | 300 | 50 | 50 | 150 | 8,0 |
| 50 BHC | 50 | -5 | 70 | 80 | 160 | 50 | 50 | 150 | 30 |

Ферритовый сердечник выберем кольцо (**см. рис 4.2.2**), размеры которого подберём из стандартного ряда габаритных размеров ферритовых сердечников по **[5] таблица 3.5 стр. 230,** а именно:

Внешний диаметр D = 18 мм, внутренний диаметр d = 9 мм, высота h = 5 мм.

**Рис. 4.2.2 Вид ферритового сердечника (кольцо)**

d

h

D

Теперь присутствуют все данные, необходимые для определения количества витков при намотке линии на ферритовый сердечник, которое определяется по формуле (4.2.2):

 (4.2.1)

 (4.2.2)

В этой формуле Dср – средний диаметр ферритового сердечника, а S - площадь сечения кольца ферритового сердечника, которые подставляются в (4.2.2) в сантиметрах и рассчитываются по формулам:

 (4.2.3)

 (4.2.4)

Подставляя численные значения в формулу (4.2.2) получаем:



Теперь можно определить длину наматываемого кабеля (линии) по формуле, в которой *lхвоста* – длина концов кабеля для монтажа:

 (4.2.5)

После подстановки в (4.2.5), численных значений получаем приблизительное значение длины кабеля (линии), наматываемого на сердечник:



По полученной длине линии видно, что она меньше λ/4 (которая > 1,78 м) рабочего диапазона, поэтому трансформирующие свойства ТДЛ не будут ухудшаться.

На этом конструктивный расчёт ЦС заканчивается.

## 5. Расчёт выходного фильтра

## 5.1 Электрический расчёт

Высшие гармоники тока или напряжения, образованные в результате работы транзисторов в нелинейном режиме, должны быть ослаблены в нагрузке передатчика (в нашем случае в фидере) до уровня, определяемого международными нормами. Как правило, это обеспечивается выходной колебательной системой ВКС, или попросту говоря, выходным фильтром, установленным после оконечного каскада передатчика.

Заданную фильтрацию гармоник, в первую очередь наиболее интенсивных – второй и третьей, выходной фильтр должен обеспечить в рабочем диапазоне частот передатчика при заданном уровне колебательной мощности и высоком КПД. В этом и состоит основное отличие выходного фильтра от резонансных контуров, межкаскадных цепей связи и т.д.

В передатчиках с коэффициентом перекрытия рабочего диапазона частот Kfп = fвп/fнп от 1,1…1,2 до 1,6..1,8 для фильтрации высших гармоник выходную фильтрующую систему ВФС можно выполнить в виде широкодиапазонного неперестраиваемого фильтра. В нашем случае, Kfп = 48⋅106/42⋅106 = 1,142, поэтому нет смысла на выходе нашего связного передатчика ставить фильтрующую систему с несколькими переключаемыми фильтрами на отдельные поддиапазоны каждый из которых обеспечил бы Kfi = fвi/fнi =1,6…1,8.

Нагрузка выходного фильтра на основной частоте f должна быть близкой к номинальной (в нашем случае это 75 Ом), поэтому перед фидером и выходным фильтром стоит СЦ в виде ТДЛ, которая и трансформирует входное сопротивление фидера в выходное сопротивление оконечного мощного усилительного каскада **(см. раздел 3.4)**.

Для расчёта выходного фильтра воспользуемся методикой, предложенной в **[5] стр 293 – 302**. и условиями технического задания, которые будут направят выбор фильтра и расчёты входящих в него элементов «на путь истинный» А путь этот, обязательно пройдёт возле «леса» высших гармоник, подавить которые необходимо до уровня 40 дБ.

В качестве ВФС нашего связного передатчика будет использоваться широкодиапазонный неперестраиваемый Чебышевский фильтр нижних частот (без переключаемых «Братьев дровосеков») с параллельным конденсатором С1 **(см. рис. 5.1.1)**. Зададимся в соответствии с таблицей 3.19 из [5] на стр. 294 неравномерностью АЧХ Δа = 0,0436, уровнем подавления высших гармоник аф = 35 дБ (35дБ, а не 40 потому, что вторая (самая сильная из высших) гармоника уже ослаблена в два раза по абсолютной величине, что соответствует ослаблению ≈6 дБ), частотным диапазоном 42…48 МГц и обратимся к [1] для определения порядка выходного фильтра, предварительно рассчитав нормированную частоту в полосе задержания Ωзп, при которой необходимо обеспечить заданное затухание аф = 35дБ по формуле:

 (5.1.1)

По [1] определяем с помощью соответствующих графиков порядок нашего выходного Чебышевского фильтра нижних частот, который получается шестым, а также нормированные номиналы входящих в фильтр элементов:

С1 = 0,8989; L2 = 1,478; С3 = 1,721; L4 = 1,721; С5 = 1,478; L6 = 0,8989 (5.1.2)

В том же источнике определяются коэффициенты нормироания для ёмкостей и индуктивностей, входящих в выходной фильтр по формулам:

 (5.1.3)

 (5.1.4)

Домножая нормированные номиналы (5.1.2) на соответствующие коэффициенты нормирования (5.1.3) или (5.1.4) получаем расчётные значения номиналов для элементов входящих в наш выходной фильтр, а именно:

**С1 = 39,74 пФ; L2 = 0,44 мкГн; С3 = 76,35 пФ; L4 = 0,513 мкГн; С5 = 65,34 пФ; L6 = 0,2679 мкГн (5.1.5)**

**Рис. 5.1.1 Выходной фильтр Чебышева 6-го порядка**



С1

L2

C3

L4

C5

L6

На этом электрический расчёт выходного фильтра закончен.

## 5.2 Конструктивный расчёт

Главной задачей данного конструктивного расчёта является расчёт геометрии катушек индуктивности входящих в состав выходного фильтра. Это необходимо для выполнения помимо требований к заданной индуктивности, высокой добротности, определённой стабильности, также и требований к электрической прочности, допустимого нагрева, механической прочности и т.д.

В транзисторных ступенях благодаря низким значениям постоянного и переменного напряжений электрическую прочность обеспечить не трудно: расстояния в несколько десятых долей миллиметра между витками достаточно, чтобы напряжённость поля не превышала допустимую: 500…700 В/мм по воздуху и 250…300 В/мм по поверхности керамического или другого подобного каркаса. Вместе с тем ток радиочастоты, протекающий по катушке, может достигать большой величины и вызвать её значительный нагрев.

Конструктивный расчёт спирали цилиндрической проволочной катушки проведём в соответствии с методикой, описанной в **[3] стр. 292 – 296**.

Уточним расчётное значение индуктивности (см. 5.1.5) катушек с учётом влияния экрана катушки: экран уменьшает индуктивность катушки в соответствии с законом Лоренца. Если диаметр экрана, по крайней мере, вдвое больше диаметра катушки (допустим что в нашем случае это так ), то его влияние не велико и следует принять расчётное значение индуктивности катушек Lрасч ≈ (1,1…**1,2**) L, т.е. получим:

**L2 = 0,528 мкГн; L4 = 0,6156 мкГн; L6 = 0,32148 мкГн (5.2.1)**

Зададимся соотношением длины намотки катушки *l* к её диаметру D, а именно *l*/D=0,6, поскольку наши катушки, очевидно, будут диаметром меньше 50 мм.

Диаметр провода катушек выберем исходя из соображений её допустимого нагрева.

В связи с трудностями учёта как степени нагревания катушки (активное сопротивление провода катушки сложным образом зависит от частоты тока f, материала и диаметра провода, диаметра катушки и т.д.), так и разнообразных условий её охлаждения воспользуемся эмпирической формулой для определения диаметра цилиндрических однослойных, с естественным (конвекционным) охлаждением катушек.

 (5.2.2)

В этой формуле d – диаметр провода, мм I – радиочастотный ток, А (действующее значение, т.е. амплитудное значение тока делённое на ); f – частота радиочастотного тока, МГц; ΔT – разность температур провода и окружающей среды (возьмём ΔT =30 °С (°К)), К. Подставив в (5.2.2) численные значения, с учётом рассчитанного по (4.1.3) амплитудного значения радиочастотного тока нагрузки имеем:

 (5.2.3)

Из стандартного ряда диаметров провода выбираем самое близкое значение к расчётному, а именно, d = 0,49 мм. Поскольку диаметр провода < 1мм, то для жёсткости и механической прочности катушки необходимо наматывать на керамический сердечник.

Число витков спирали катушек рассчитывается по формуле (5.2.4), где F(*l*/D) коэффициент формы катушки, представленный **на графике 10.3 в [3]** (при выбранном для катушек отношении *l*/D =0,6 - → по графику F(*l*/D) = 0,01), Lрасч – расчётное значение индуктивности в мкГн.

 (5.2.4)

Подставив в (5.2.4) численные значения имеем:



 (5.2.5)



Зададимся диаметром 2-ой и 4-ой катушек (**см. рис. 5.1.1 и рис 5.2.1**) D = 20 мм, а диаметром 6-ой катушки D = 15 мм тогда зная число витков в катушках и заранее заданное *l*/D =0,6 можем расс читать длину катушек *lк* и, соответственно, шаги намоток *g* по формулам:

 (5.2.6)

Подставляя численные значения в (5.2.6) имеем:



 (5.2.7)



**Рис. 5.2.1 Вид катушки индуктивности с сердечником**

d

g

l

D

Теперь можно определить длину провода в катушках по формуле (5.2.8), в которой длину хвоста возьмём 2 см:

 (5.2.8)

Подставив численные значения в (5.2.8) имеем:



 (5.2.9)



На этом конструктивный расчёт выходного фильтра заканчивается.

## 6. Выбор стандартных номиналов

В характерных радиочастотных каскадах передатчиков (генераторах с внешним возбуждением), применяются разнообразные радиодетали - катушки индуктивности, отрезки полосковых и коаксиальных линий, конденсаторы, резисторы. Но поскольку расчётные значения номиналов получаются очень разные, то требуется подбор наиболее подходящего номинала из стандартных значений, причём не всегда можно обеспечить расчётное значение, поскольку иногда имеются ограничения на количество элементов, на вес и на стоимость радиопередатчика. Но, прежде всего при подборе элемента стандартного номинала нужно учитывать мгновенные амплитудные значения токов и напряжений, протекающих через элементы, мощность, проходящую через элементы, рассеиваемую мощность на элементах, электромагнитную совместимость и диапазот рабочих частот. Отметим также, что поскольку выходной фильтр должен иметь значения номиналов входящих в него элементов в соответствии расчётными, то точность подбора каждой ёмкости обеспечивается посредством параллельного включения двух конденсаторов, один и из которых выбирается чуть меньше рассчитанного номинала (например *С*1) а другой подстроечный для точной настройки (например, ).

В нашем оконечном мощном каскаде связного передатчика с ЧМ, в результате расчётов были получены следующие значения номиналов:

**Резисторы:**

R1 = 61,17 Ом; R2 =2,34 Ом; Rдоп = 9,478 Ом

**Конденсаторы:**

Сбл = 73,56 пФ; Сбл1 = 39,187 нФ; Сбл2 = 195,95 пФ; С1 = 39,74 пФ; С3 = 76,35 пФ; С5 = 65,34 пФ;

**Катушки индуктивности:**

Lбл = 14,657 мкГн; L2 = 0,44 мкГн; L4 = 0,513 мкГн; L6 = 0,2679 мкГн;

После выбора элементов с номиналами из стандартного ряда:

**Резисторы:**

R1 = Ом; R2 = Ом; Rдоп = Ом

**Конденсаторы:**

Сбл = пФ; Сбл1 нФ; Сбл2 = пФ;

С1 = 39,74 пФ; С3 = 76,35 пФ; С5 = 65,34 пФ;

= пФ; = пФ; = пФ;

**Катушки индуктивности:**

Lбл = мкГн; L2 = мкГн; L4 = мкГн; L6 =мкГн;

## Заключение

На сегодняшний день все вопросы касающиеся радиосвязи и средств её непосредственного обеспечения очень актуальны, тем боле, что радиосвязь с каждым днём всё глубже проникает во все сферы деятельность человека, и позволяет оперативно передавать информацию от абонента к абоненту, практически мгновенно, минуя огромные расстояния.

Обслуживание уже существующих средств обеспечения радиосвязи и разработка новых лежат на плечах радиоинженеров всего мира, тем более что с каждым днём всё острее идёт борьба за освоение новых диапазонов рабочих частот и методов кодирования (сжатия) и декодирования информации в реальном масштабе времени при передаче её посредством радиосвязи.

Освоение большого количества материала при подготовке радиоинженеров занимающихся вопросами радиосвязи обязательно должно сопровождаться и достаточным количеством практической деятельности, для более полного понимания проблематики изучаемого вопроса. Одним из видов практической деятельности является курсовое проектирование, основной задачей которого является упорядочение полученных знаний в процессе самостоятельной разработки, например какого-либо блока РПУ.

Таким образом, в ходе выполнения данной курсовой работы был спроектирован оконечный мощный каскад связного передатчика с ЧМ, который полностью удовлетворяет техническим требованиям, описанным в задании на проектирование. Поскольку для проектирования даже такой малости, как всего лишь выходного каскада, требуется детальная проработка учебной и методической литературы, то выполнение данной работы позволило подробней изучить материал курса радиопередающих устройств, а значит, внесло свою лепту в процесс обучения и в будущем, полученный ценный практический опыт обязательно пригодится в будущей инженерной деятельности, которая и является основной целью обучения на рдиотехническом факультете.

**Другими словами, больше знаний, больше дела, дабы жизнь зря не летела!!!**

## Библиографический список

**Литература: [1], [2], [3], [4], [5], [6].**

1. Ханзел Г. Е. Справочник по расчёту фильтров. США, 1969: Пер. с англ. под ред. Знаменского М.: Сов. Радио, 1974.
2. Аксёнов А.И., Нефёдов А.В. «Элементы схем бытовой радиоаппаратуры. Конденсаторы. Резисторы»: Справочник. – М.: Радио и связь. 1995. – 272 с.: ил. – (Массовая радиобиблиотека; Вып. 1203). ISBN 5-256-01181-2.
3. Шумилин М. С., Козырев В. Б., Власов В. А. Проектирование транзисторных каскадов передатчиков: Учебное пособие для техникумов. М.: Радио и связь, 1987.
4. Радиопередающие устройства: Методические указания по курсовому проектированию. Л. И. Булатов, Б. В. Гусев, Ф. В. Харитонов. Екатеринбург; УПИ, 1992.
5. Проектирование радиопередатчиков: Учебное пособие для вузов/ В. В. Шахгильдян, М..С. Шумилин, В.Б. Козырев и др.Ж Под ред. В. В. Шахгильдяна. – 4-е изд., перераб. И доп. – М.: Радио и связь, 2000 – 656 с. ил. ISBN 5-256-01378-5.
6. Радиопередающие устройства: Учебник для вузов / Л. А. Белов, М. В. Благовещенский, В.М. Богачёв и др.; Под ред. М. В. Благовещенского, Г. М. Уткина. - М.: Радио и связь, 1982. – 408с., ил.