**Министерство общего и профессионального образования**

# **Российской Федерации**

УРАЛЬСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ

Кафедра РЭИС

# **ПОЯСНИТЕЛЬНАЯ ЗАПИСКА**

**к курсовому проекту**

### **ПРИЕМНИК АНАЛОГОВЫХ СИГНАЛОВ С АМПЛИТУДНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ**

(ПРИЕМНИК ЛЮБИТЕЛЬСКОЙ РАДИОСВЯЗИ)

Екатеринбург 2005

**Содержание**

Выбор и обоснование структурной схемы радиоприемника

Предварительный расчет полосы пропускания

Выбор средств обеспечения избирательности приемника

Расчет входной цепи приемника

Выбор распределения усиления по линейному тракту приемника

Выбор схемного решения РПрУ и расчет УВЧ

Выбор фильтра сосредоточенной селекции

Выбор и расчет схемы демодулятора

Выбор и расчет схемы АРУ

Выбор схемы УНЧ

###### Список используемой литературы

Приложение

**Выбор и обоснование структурной схемы приемника**

Указанный в ТЗ частотный диапазон 1,9-1,95 МГц соответствует длине волны 160 м. В этом диапазоне применяют приемники прямого преобразования либо супергетеродинные.

Приемники прямого преобразования имеют малую чувствительность и селективность, которые ухудшаются с ростом частоты сигнала. Селективность можно поднять, используя большее число перестраиваемых в диапазоне контуров. Но эта возможность ограничена, так как в этом случае резко возрастает трудность настройки из-за взаимного влияния контуров. Повышение чувствительности ограничено шумами.

В нашем случае оптимальным является приемник, построенный по супергетеродинной блок-схеме. Для супергетеродинных приемников нет сильной связи между чувствительностью и частотой принимаемого сигнала, так как основное усиление производится на промежуточной частоте. Обычно промежуточная частота значительно ниже несущей, на ней легче реализовывать усилительные каскады. Все это позволяет создать большой запас по усилению и, применяя АРУ, увеличить динамический диапазон принимаемых сигналов.

Структурная схема супергетеродинного приемника приведена на рис.1. в таком приемнике может еще присутствовать схема автоматической подстройки частоты, но она, как правило, не применяется в диапазоне средних волн.

ОАп

УНЧ

Д

УПЧ

СМ

УРЧ

вц

Вару

Г

Фару

Рис. 1 Блок-схема супергетеродинного приемника АМ-сигналов

###### ВЦ – входная цепь

УРЧ – усилитель радиочастоты

СМ - смеситель

Г – гетеродин

УПЧ – усилитель промежуточной частоты

Д – детектор

УНЧ – усилитель низкой частоты

ОАп – оконечный аппарат

Вару – выпрямитель АРУ

Фару – фильтр АРУ

Данная блок-схема является типовой и применяется в большинстве используемых на практике приемников. Сейчас разработаны интегральные микросхемы, которые выполняют роль целых узлов приемника и даже всего устройства в целом. Применение таких интегральных схем позволяет упростить проектирование приемников, повысить их надежность, снизить стоимость, массу, габариты.

**Предварительный расчет полосы пропускания**

Полосу пропускания высокочастотного тракта супергетеродинного приемника без системы автоматической подстройки частоты можно определить по формуле:

где:



Δfсп – ширина спектра принимаемого сигнала, составляющие которого, с учетом допустимых искажений, не должны выходить за пределы полосы пропускания приемника;

Δfд – изменение несущей частоты сигнала за счет доплеровского эффекта;

Δfнест – величина на которую необходимо расширить полосу пропускания приемника для учета нестабильности частот передатчика и гетеродина приемника, а также погрешностей в настройке отдельных контуров и всего приемника в целом.

где:



**вс –** относительная нестабильность частоты сигнала fc

**вг –** относительная нестабильность частоты гетеродина приемника fг;

**вн –** относительная погрешность установки частоты приемника при безпоисковой настройке, отнесенной к частоте сигнала fс

**впр –** относительная погрешность и нестабильность настройки контуров тракта промежуточной частоты, отнесенная к промежуточной частоте fпр.

Для двух полосного одноканального АМ сигнала:

, где



**Fв** - верхняя частота модуляции сигнала.

Выберем однокаскадный гетеродин без кварцевой стабилизации, для него можно принять . Согласно ТЗ . Выбор Вг произведен согласно табл. 1.1 [1]. Значение коэффициента Впр, как правило, колеблется от 0,0003 до 0,003 и зависит, главным образом, от температурного коэффициента катушек контуров, настраиваемых на промежуточную частоту. Пусть . Величина Вн обычно равна 0,003-0,01 и определяется в основном точностью настройки контура гетеродина механизмом перестройки или погрешностью установки частоты настройки приемника по его шкале. Если применяется перестройка приемника оператором по принимаемым сигналам (как в нашем случае), то естественно величину Вн следует брать равной нулю. Значение промежуточной частоты выберем стандартное для данного диапазона волн. Пусть .



Будем считать, что приемник и передатчик неподвижны относительно друг друга, тогда доплеровское смещение частоты .



Согласно формуле (2):



Согласно формуле (1):



Выбранная промежуточная частота удовлетворяет условиям (для возможности применения контуров с реализуемой добротностью) и (для фильтрации сигналов промежуточной частоты при детектировании АМ сигналов).



Выбор средств обеспечения избирательности приемника

В супергетеродинных приемниках, наиболее опасными из побочных каналов приема являются зеркальный и соседний. Поэтому частотная избирательность РПрУ зависит в основном от необходимых ослаблений соответственно Sзк Sск. В приемниках с одинарным преобразованием частоты ослабление зеркального канала обеспечивает преселектор, ослабление соседнего – в основном УПЧ и частично преселектор.

Исходные данные: ; выберем - эквивалентные затухания контуров преселектора с учетом потерь, вносимых источником сигналов и нагрузкой.



Определим обобщенную рассторйку зеркального канала при верхней настройке гетеродина и нижней настройке гетеродина .



Выберем верхнюю настройку гетеродина.

Пользуясь нормированными частотными характеристиками преселекторов при больших расстройках рис. 1.7а [1], находим, что необходимое ослабление по зеркальному каналу Sзк=32dB может обеспечить простая одноконтурная входная цепь, поэтому применять более сложные схемы нецелесообразно.

Для выбранного преселектора вычисляем ослабление по соседнему каналу, которое он создает.

Обобщенная рассторойка для краев полосы пропускания приемника :



Из рис. 1.7б [1] находим, что такой расстройке соответствует ослабление преселектора . Рассчитаем ослабление Sпп, которое можно допустить в ФСС, из выражения:



.



Для выбранного преселектора определим обобщенные расстройки для соседнего канала из выражения:

,



где - расстройка для соседнего канала.



По рис. 1.7б [1] находим, что данной расстройке соответствует ослабление соседнего канала, создаваемого преселектором.



Определяем ослабление соседнего канала , требуемое от ФСС:



Где – полное ослабление соседнего канала, требуемое в приемнике.



.



Расчет входной цепи приемника

Поскольку частота принимаемого сигнала меняется в довольно узком диапазоне, имеет смысл применить настроенную антенну. В этом случае можно считать, что внутреннее сопротивление антенны в этом диапазоне постоянно и является чисто активным (ZА=RА). При необходимости сопротивление антенны можно согласовать с фидером при помощи трансформатора, тогда мощность, отдаваемая приемнику, будет максимальной.

При работе с настроенной антенной часто используется трансформаторная или автотрансформаторная связь контура с антенной и УРЧ. Выберем автотрансформаторную связь, т.к. при этом требуется меньшее число намоточных элементов. Схема входной цепи изображена на рис. 3.



Рис. 3. Схема входной цепи

Исходя из табл. 4.4 [1] находим Ссх=190 пФ.

Находим индуктивность контура

.



Теперь вычисляем коэффициенты включения фидера mА и входа УРЧ mвх для согласования при заданном dэр контура входной цепи:



Для нашего случая , где:



Wф – волновое сопротивление фидера

Rвх – входное сопротивление УРЧ (1го каскада).

В качестве фидера выбран коаксиальный кабель РК-103 длиной 4м со следующими параметрами: - затухание; волновое сопротивление Wф = 74 Ом.



Из таблицы 4.5 [1] выбираем собственное затухание контура d = 0,0095. Ранее выбрано dэр = 0,02.



Рассчитываем коэффициент передачи напряжения входной цепи:

, где:



Lф – коэффициент передачи фидера, определяемый из рис.4.16 по произведению (lф – длина фидера, м). В нашем случае



Кос – коэффициент передачи собственно входной цепи при согласовании, равный:



Коэффициент передачи входной цепи можно считать практически неизменным в заданном диапазоне, т.к. этот диапазон относительно узкий (коэффициент перекрытия диапазона , т.е. близок к 1).



Рассчитываем емкость контура

,



где - паразитная емкость катушки контура



- емкость монтажа схемы



По ГОСТу выбираем элементы схемы конденсатор С1 емкостью 200 пФ и конденсатор С2 переменной емкости 4/25пФ

По методике, аналогичной для входной цепи, рассчитываем контур гетеродина.

Выбор распределения усиления по линейному тракту приемника

Необходимое усиление сигналов в линейном тракте следует обеспечить при достаточной устойчивости каскадов (возможно в меньшем их числе), используя экономичные электронные приборы. Если чувствительность приемника задана в виде Э.Д.С. сигнала в антенне Еа, то коэффициент усиления линейного тракта приемника Кол должен быть равен:

, где:



uп – амплитуда сигнала на выходе УПЧ приемника.

Учитывая это используем микросхему К174ХА2, примем uп = 60 мВ

.



Выбор средств обеспечения усиления линейного тракта можно начать с определения коэффициента усиления преселектора (ВЦ и УРЧ). В транзисторных приемниках коэффициент усиления преселектора Копс можно найти из выражения:

, где:



Ковц – коэффициент передачи входной цепи

Курч – коэффициент усиления УРЧ.



В супергетеродинном приемнике основное усиление сигнала производится на промежуточной частоте, поэтому выберем К0урч = 20dB, т.е. Курч = 10.

Требуемый коэффициент усиления по напряжению УПЧ и преобразователя частоты с транзисторным смесителем, равен:

, где:



Кз = 2…3 – коэффициент запаса усиления, учитывающий старение электронных приборов, расстройку контуров и уменьшения напряжений питания в процессе эксплуатации. Выберем Кз = 2.



Тогда усиления УПЧ будет равно:



**Выбор схемного решения РПрУ и расчет усилителя высокой частоты**

В заданном частотном диапазоне появляется возможность применить интегральную микросхему. Используем ИС К174ХА2. Базовым элементом в этой микросхеме является дифференциальный усилитель, что объясняется рядом его свойств:

* способность подавлять синфазную составляющую входного сигнала, выделять и усиливать разностную. Это позволяет снизить влияние на параметры усилителя нестабильности температуры окружающей среды и напряжения питания. Не применяя обычных мер по термостабилизации, можно отказаться от использования конденсаторов большой емкости, которые неудобно использовать в интегральной технологии;
* универсальность. Дифференциальный усилитель может выполнять функции усиления, ограничения, преобразования частоты, регулирования. Такая схема может иметь симметричный или несимметричный вход и выход;
* малая паразитная обратная связь между входом и выходом. Такой факт позволяет использовать дифференциальную схему на высоких частотах, не применяя схему нейтрализации этой паразитной связи.

Данная микросхема предназначена для использования в приемниках амплитудно-модулированных сигналов. Она может работать в диапазоне частот до 30 МГц, имея при этом усиление, позволяющие принимать сигналы с отношением сигнал–шум на выходе 20 dВ, при э.д.с. в антенне менее 20 мкВ, а при сигнале 3 мВ отношение сигнал-шум равно 54 dВ.

При напряжении на входе, равном 20 мкВ выходное напряжение НЧ составляет 60 мВ, коэффициент гармоник при этом обеспечивается менее 4%. Напряжение питания может выбираться в пределах 4,8÷15В. Ток потребления 5÷16 mА. Входное сопротивление усилителя РЧ по входам 1, 2 составляет более 3 кОм, а входное сопротивление УПЧ по выводу 12 также составляет более 3 кОм. Выходное сопротивление усилителя промежуточной частоты по выводу 7 равно 60 кОм.

Структурный состав микросхемы приведен в приложении 1. Она состоит из стабилизатора питающего напряжения (1), усилителя радиочастоты (2), смесителя (3), гетеродина (4), четырехкаскадного усилителя промежуточной частоты (6-9), усилителя сигнала АРУ (10).

Сигнал после прохождения входной цепи и предварительной частотной селекции в ней подается на усилитель радиочастоты, реализованный в виде однокаскадного апериодического дифференциального усилителя на транзисторах VТ3 и VТ4. В нашем случае от усилителя высокой частоты не требуется большого усиления. Он должен иметь малый коэффициент шума, т.к. стоит в начале линейного тракта приемника и от него в наибольшей степени зависит коэффициент шума всего тракта. Регулировка усиления осуществляется комбинированным методом, за счет управляемой обратной связи через диоды VD4 и VD5 в цепях эмиттеров транзисторов и в коллекторных цепях – путем управляемого шунтирования нагрузки через диоды VD1-VD3. Ток диодов изменяется усилителем постоянного тока, собранного на транзисторах VT1-VT3. Стабилизация входного каскада по постоянному току осуществляется через эмиттерный повторитель VT6. Смеситель в данной микросхеме выполнен по двойной балансной схеме на транзисторах VT11-VT12 и VT7-VT10. Один из его выходов (15 или 16) может использоваться для включения контура детектора АРУ усилителя радиочастоты, а с другой – для подачи сигнала ПЧ на фильтр сосредоточенной селекции. Режим этого каскада по постоянному току устанавливается с помощью напряжения на диоды VD6-VD8.

Гетеродин в микросхеме строится на транзисторе VT13. Контур гетеродина подключается как внешний, по отношению к микросхеме, элемент. Усилитель промежуточной частоты состоит из четырех дифференциальных каскадов: первый каскад – транзисторы VT18 и VТ19, второй – VT22-VT23, третий – VT26, VT27; четвертый – VT29 и VT30. Первые три каскада имеют регулируемое усиление. Регулировка осуществляется через диоды VD15-VD20. Управляющий усилением сигнал снимается с транзистора VT31. Этот транзистор совместно с транзисторами VT32-VT34 образует усилитель постоянного тока. Такая схема дает возможность получить глубину регулировки усиления УПЧ более 60 dВ.

Воспользуемся регулировочной характеристикой усилителя высокой частоты, представленной на рис.4. Из нее видно, что для обеспечения выбранного коэффициента усиления усилителя радиочастоты КУРЧ = 20 dВ, необходимо подать на вывод 3 используемой микросхемы управляющее напряжение U3 = 0,31 В.

Выбор фильтра сосредоточенной селекции

##### Вместо многозвенных LС-фильтров в схемах усилителей промежуточной частоты с сосредоточенной избирательностью с успехом можно применять пьезоэлектрические, электромеханические и пьезомеханические фильтры. Указанные фильтры, имея малые габариты и массу, обладают близкой к идеальной кривой избирательности.

##### Наш фильтр, исходя из требований ТЗ и расчетов входной цепи должен обеспечить затухание по соседнему каналу Sскп = 18,5 dВ и вносить затухание в полосе пропускания не более 2,3 dВ.

##### Выбираем по таблице 6.6 [1] пьезомеханический фильтр ПФ1П-4-1, т.к. он имеет малое затухание Lф в полосе пропускания и достаточное ослабление при расстройке ±10 кГЦ от номинальной промежуточной частоты fп = 465 кГц. Малая критичность пьезомеханических фильтров к изменению нагрузочных сопротивлений позволяет подключать их к следующему каскаду непосредственно (без согласующего трансформатора). Вообще, номинальные значения характеристических сопротивлений пьезомеханических фильтров, как правило, значительно отличаются от входных и выходных сопротивлений транзисторных каскадов. Поэтому эти фильтры включают в усилитель через согласующие звенья. Наибольшее распространение получила схема межкаскадной связи, в которой фильтр подключен к коллекторной цепи через широкополосный контур. Такая схема представлена на рис. 5. Расчет сводится к определению элементов связи.

Параметры фильтра:

* затухание на частоте



* номинальное значение характеристических сопротивлений: выходного Wб = 1 кОм

входного Wк = 2 кОм.

Определяем показатель связи фильтра с усилителем:

, где:



d – конструктивное затухание контура (обычно d≈0,01)



Рис. 5 Упрощенная схема согласования фильтра с коллекторной и базовой цепями

Индуктивность контурной катушки:



Коэффициент включения:



Индуктивность катушки связи фильтра с контуром:

, где:



К1 – коэффициент связи, обычно равен 0,7…0,9. Выберем К1 = 0,8.



Емкость контура:



**Выбор и расчет схемы демодулятора**

Возможно применить для детектирования непрерывных амплитудно-модулированных сигналов диодные или транзисторные детекторы. Главный недостаток транзисторных коллекторных детекторов – большой уровень нелинейных искажений. Правда, для них Кд>1, но усиление сигнала до нужного уровня можно произвести потом в УПЧ, при этом суммарные искажения сигнала будут меньше.

Диодные детекторы могут быть параллельного и последовательного типа. Предпочтительнее последовательные детекторы, имеющие относительно большое входное сопротивление. Параллельные детекторы применяют лишь тогда, когда контур последнего каскада УПЧ находится под напряжением питания и сигнал на детектор подается через разделительный конденсатор.

Итак, выбираем последовательный диодный детектор, изображенный на рис.6. Входное напряжение на детектор подается с контура последнего каскада УПЧ (Lк Ск).



Рис. 6 Схема последовательного детектора

Конденсатор С1 способствует повышению коэффициента передачи детектора, звено С2 R1 является фильтром промежуточной частоты. Вообще, схема последовательного детектора обеспечивает лучшую фильтрацию напряжения промежуточной частоты, чем параллельная.

Как правило, постоянная составляющая выпрямленного напряжения детектора в последующих каскадах приемника не используется и является нежелательной. Для ее устранения в схему вводится разделительный конденсатор Ср, реактивное сопротивление которого на низкой частоте мало. Введение разделительного конденсатора уменьшает нагрузку детектора на частоте модуляции и может привести к большим нелинейным искажениям принимаемого сигнала. Для уменьшения нелинейных искажений в детекторе по указанной причине прибегают к разделению нагрузки детектора.

Выбираем диод D95, т.к. он обладает малым внутренним сопротивлением Ri = 10 Ом, большим обратным сопротивлением Rобр = 0,4·106 Ом и сравнительно небольшой емкостью СD = 1·10-12 Ф. Примем коэффициент частотных искажений МВ = МН = 1,06.

Требуемое входное сопротивление детектора:

, где:



dэ – затухание последнего контура УПЧ с учетом Rвх д;

d – затухание того же контура без учета действия детектора:

.



В узкополосных УПЧ можно принять



.



Сопротивление нагрузки последовательного детектора:

,



т.к. Rн>200 кОм, применяем полное подключение диода к контуру.

Рассчитаем эквивалентную емкость нагрузки детектора из условий отсутствия нелинейных искажений.



Исходя из соотношения по рис.9.2 [1] находим, что - динамическое внутреннее сопротивление детектора.



Рассчитаем эквивалентную емкость нагрузки детектора, исходя из допустимых частотных искажений МВ.



Из значений СН, найденных по формулам (1’) и (2’)выбираем наименьшую, т.е. СН = 137 пФ.

, где:



RБ max – максимально допустимое сопротивление в цепи базы следующего транзистора.



Емкости конденсаторов:

, где:



См2 = 15…20 пФ – емкость монтажа входной цепи УНЧ



Коэффициент фильтрации напряжения промежуточной частоты для последовательного детектора:



При рассчитанном КФ обеспечится заданное в ТЗ ослабление на промежуточной частоте Sпч = 40 dВ.

Из соотношения по рис. 9.2 [1] находим Кд = 0,798 ≈ 0,8.



Выбор и расчет схемы АРУ

АРУ обеспечивает требуемое относительное постоянство выходного напряжения приемника в условиях изменения мощности принимаемых сигналов.

Инерционные системы АРУ с обратной связью представляют собой замкнутую нелинейную систему автоматического регулирования, содержащую усилительный тракт приемника с регулируемым коэффициентом усиления и цепь регулирования. Последняя состоит из детектора АРУ, фильтра и усилителя. В общем случае, может быть еще схема задержки.

Характеристики такой системы и ее динамические свойства определяются видом регулировочной характеристики регулируемого усилительного тракта и свойствами цепи регулирования, обеспечивающей формирование регулирующего напряжения Uр. Регулировочная характеристика УПЧ, реализованного в микросхеме К174ХА2.

Um вых

Имеющаяся в нашем распоряжении регулировочная характеристика является нелинейной. Наиболее часто при анализе и расчете систем АРУ пользуется ее кусочно-линейной аппроксимацией. В подавляющем большинстве случаев для инженерного расчета оказывается вполне допустима аппроксимация тремя отрезками прямой (рис.8). Основным параметром регулировочной характеристики является ее крутизна Sр. Требования к эффективности системы АРУ определяются заданием коэффициентов:

; .



В процессе работы системы АРУ усиление каскадов приемника, охваченных цепью регулирования, изменяется от максимального значения Ко до некоторого минимального значения Кmin, определяемого наибольшим уровнем входного сигнала. Относительное изменение усиления представляет собой глубину регулирования



Она определяется только регулируемыми каскадами. Коэффициенты D и В определяют необходимые требования к глубине регулирования, а тем самым и к виду регулировочной характеристики.



В нашем случае:



, т.к. , то работа системы АРУ будет проходить на «хвосте» регулировочной характеристики с меньшим значением ее крутизны и большим регулирующим напряжением. При таком режиме работы необходимую эффективность системы АРУ можно реализовать с помощью дополнительного усиления в цепи регулирования. Требования к усилению в цепи регулирования, т.е. к произведению коэффициента передачи детектора АРУ Кд и коэффициента усиления усилителя АРУ Ку можно найти:



, где:



В = 1,995 – из ТЗ

Um вых min – напряжение на выходе последнего каскада, охваченного цепью регулирования, при входном сигнале приемника, соответствующем его чувствительности. Из [5] находим, что Um вых min ≈ 63 мВ.



Такое усиление (Ку) должен обеспечить усилитель АРУ, реализованный в микросхеме К174ХА2. Очевидно, что такое усиление достижимо, т.е. обеспечена заданная глубина регулировки.

В используемой микросхеме охвачены регулировкой n=3 каскада УПЧ.

Динамические свойства системы АРУ с ОС определяются, с одной стороны, постоянными времени фильтров и других инерционных элементов цепи регулирования, а с другой некоторым обобщенным параметром системы М = КдКуSрumвх. Максимальное быстродействие системы АРУ будет иметь место при наибольшем значении указанного параметра, которое приближенно для n ≤ 6 можно считать равным:



Т.к. нам не заданы требования к длительности переходного процесса tАРУ, а имеются требования к уровню нелинейных искажений в виде коэффициента гармоник Кг=0,12, то при выборе постоянной времени фильтра АРУ будем исходить из обеспечения Кг. В приемниках АМ сигналов АРУ является причиной связи (ОС) по огибающей входного сигнала, особенно на ее НЧ составляющих и их гармониках. Такая ОС вызывает изменение коэффициента модуляции принимаемого сигнала, вносит дополнительные фазовые и нелинейные искажения. Степень этих искажений зависит от постоянной времени фильтра и Мmax. Поэтому для АРУ 1го порядка постоянную времени выбирают по формуле:

;



Пусть СФ = 5∙10-6 Ф, тогда .



Выбор схемы УНЧ

Для обеспечения малых массогабаритных показателей приемника, повышения его надежности, обеспечения требуемых в ТЗ параметров и получения дополнительных возможностей в регулировках используем в качестве УНЧ микросхему К174УН7. Это распространенная ИС, ее применение обосновано как технически, так и экономически.

Данный усилитель состоит из трех каскадов. Входным каскадом усилителя является составной эмиттерный повторитель (VT1 и VT2). Входное сопротивление этого каскада более 50 кОм. В коллектор транзистора VT2 включена динамическая нагрузка, построенная на транзисторе VT3. Этот транзистор является генератором постоянного тока. Стабилизация тока обеспечивается транзисторами VT4 и VT5. Входной каскад дает большое усиление. Сигнал с коллектора транзистора VT2 проходит через составной эмиттерный повторитель VT6, VT7, VT8, VT10. Далее сигнал поступает на оконечный двухтактный каскад, транзисторы VT14, VT16 которого образуют одно плечо, а транзисторы VT15 и VT17 – другое. Этот каскад обеспечивает выходной ток усилителя. Для стабилизации рабочей точки служит составной каскад на VT11 и VT12.

Основные параметры усилителя: напряжение питания 15В; ток потребления без входного сигнала 20 мА; коэффициент гармоник для выходной мощности 4,5 Вт; выходная мощность 4,5 Вт; полоса частот 40 – 20000 Гц; входное сопротивление 50 кОм; коэффициент усиления 40 dВ.

Практически схема усилителя приведена на рис. 9.

Выходная мощность усилителя на нагрузке 8 Ом составляет 1,5 Вт; коэффициент гармоник не более 1%; диапазон частот от 50 до 12000 Гц; чувствительность усилителя 20 мВ. Тембр регулируется потенциометром R4: при уменьшении R4 снижается уровень высокочастотных составляющих; при увеличении R4 снижаются низкочастотные составляющие.



Рис. 9 Схема включения микросхемы К174УН7

Список используемых источников

1. Проектирование радиоприемных устройств: Учебное пособие для ВУЗов / Под ред. А.П. Сиверса. М: Сов. радио, 1976. 488 с.
2. Лузин В.И., Никитин Н.П. Проектирование радиоприемных устройств: Методические указания. Свердловск: УПИ, 1990. 20 с.
3. Бобров Н.В., Максимов Г.В., Мичурин В.Н. Расчет радиоприемников. М: воениздат, 1971, 180с.
4. Гершелев В.Д., Красноцветова З.Г., Федорцев Б.Ф. Основы проектирования радиоприемников. М: Энергия, 1977. 384 с.
5. Горшков Б.И. Элементы радиоэлектронных устройств. Справочник. М: ”Радио и связь”, 1988 - 316 с.

**Приложение**

Структурная схема интегральной микросхемы К174ХА2

