*Московский технический колледж*

***ПРЕДВАРИТЕЛЬНЫЙ РАСЧЕТ РАДИОПРИЕМНИКА***

*Курсовой проект*

*Пояснительная записка*

*МТКЖ.464000.025 ПЗ*

*Руководитель*

*Н.Г.Сосна*

*Студент*

*Е.В.Сиденко*

*1997*

Содержание

Введение 3

1. Исходные данные 7

2. Расчетная часть 8

2.1 Выбор числа поддиапазонов 8

2.2 Выбор и обоснование выбора величины промежуточной частоты 10

2.3 Выбор избирательной системы тракта ВЧ 12

2.4 Распределение частотных искажений по трактам РПУ 17

2.5 Выбор избирательной системы тракта ПЧ 20

2.6 Определение числа каскадов тракта ПЧ и распределение усиления по каскадам 21

2.7 Выбор и обоснование выбора структурной схемы УЗЧ 22

Литература 23

Приложение 1. Схема электрическая принципиальная

Введение

Звукотехника является одной из областей массовой технологической деятельности, при которой средствами электроники осуществляется обработка, накопление и распространение в электрической форме сигналов звукового диапазона частот. Современная звукотехника направлена на удовлетворение потребностей человека в знаниях, культуре, образовании. Благодаря повсеместному распространению звукотехнических устройств в сочетании со средствами массовой аудиовизуальной информации и коммуникации формируется та содержательная часть окружающей человека искусственной акустической среды, которая оказывает, как правило, позитивное рациональное и эмоциональное воздействие на людей.

Широкое распространение стереофонии началось с 50-х годов. Однако первая попытка пространственной звукопередачи была предпринята почти 100 лет назад, сразу же после изобретения телефона. В 1881 году на Всемирной выставке в Париже изобретатель Клемент Адер осуществил двухканальную передачу звука из оперного театра. Передача велась по телефонным проводам, соединенным с двумя группами микрофонов, одна из которых размещалась справа, а другая слева от сцены. Посетители выставки, ведя прослушивание на несколько пар головных телефонов, могли определить расположение певцов на сцене, а также размещение инструментов в оркестре. В 1912 году подобные опыты были проведены в Берлине. Передача из оперного театра велась по двум телефонным линиям и воспроизводилась несколькими громкоговорителями. В 20-х годах были предприняты попытки стереофонической передачи по двум радиоканалам.

Как только кинематограф стал звуковым, представилось целесообразным заставить звук следовать за перемещениями актеров вдоль экрана. В 1930 году французский кинорежиссер Абель Ганс осуществил пространственное воспроизведение звука в зале кинотеатра, для чего установил громкоговорители не только за экраном, но и в самом зале. Советские инженеры Б. Н. Коноплев и М. З. Высоцкий в 1936-1937 годах провели работы по съемке и демонстрации в столичном кинотеатре «Москва» фрагментов обычного 35-мм кинофильма с двухканальным стереофоническим звуковым сопровождением. В эти же годы во Всесоюзном научно-исследовательском кинофотоинституте (НИКФИ) под руководством П. Г. Тагера были

проведены опыты по двухканальной записи и воспроизведению звука в кино с целью изучения стереофонического эффекта.

Опыты проводились и в области стереофонической грамзаписи. В 1931 году английский изобретатель А. Блюмейн предложил способ записи двух сигналов в одной канавке грампластинки путем независимой модуляции стенок канавки. Спустя два года фирма «Коламбия грэмофон компани» изготовила стереофонические грампластинки по этому способу.

По мере накопления опыта и теоретического осмысливания результатов, выяснились некоторые недостатки и ограничения, свойственные двухканальной стереофонии: эффект провала звука в центре между громкоговорителями, узкая зона прослушивания, в которой ощущается стереоэффект, искажения локализации источников звука. Поэтому были предприняты эксперименты по трехканальной стереофонической передаче симфонических концертов.

В 1933-1935 годах такие эксперименты в США провел Г. Флетчер совместно с дирижером Л. Стоковским, а в СССР - И. Е. Горон.

В Москве передача осуществлялась из Колонного зала Дома Союзов, где перед оркестром на сцене были установлены микрофоны, в Октябрьский зал. Качество воспроизводимого звучания было настолько высоким, что создалось полное впечатление присутствия на сцене Октябрьского зала самого оркестра, а не системы громкоговорителей.

Эксперименты со стереофоническими записями на кинопленке, а потом на магнитной ленте продолжались и в послевоенные годы. Однако только в 50-е годы эти разработки стали осваиваться промышленностью.

Первые успехи были достигнуты в кинематогорафе, когда было налажено производство широкоэкранных кинофильмов по системе «Синемаскоп» с четырехканальной магнитной фонограммой. Это была первая практическая реализованная система квадрофонии. Три канала стереофонической передачи работали на заэкранные громкоговорители, а четвертый - так называемый канал звуковых эффектов - на громкоговорители, расположенные на стенках по периметру зала. В СССР широкоэкранные кинофильмы со стереозвуком демонстрируются с 1954 года.

Были выпущены также панорамные кинофильмы с семью в американской системе и девятью в советской системе каналами звукового сопровождения. В отечественной системе пять каналов обслуживали заэкранные громкоговорители, а остальные каналы четыре группы громкоговорителей, расположенные соответственно на правой, задней и левой стенках, а также на потолке зрительного зала кинотеатра. В широкоформатных фильмах на 70-мм кинопленке в настоящее время используется секстафония, т. е. шестиканальная стереофония: пять каналов работают на заэкранные громкоговорители и один канал - на громкоговорители зрительного зала.

В 1958 году был разработан принятый затем во многих странах способ записи стереофонических грампластинок путем модуляции двух стенок канавки, в основе которых лежат идеи А. Блюмейна. В 60-х годах стереофонические грампластинки уже нашли широкое распространение в быту. Стали выпускаться стереофонические бытовые проигрыватели и магнитофоны - катушечные, а затем и кассетные.

С конца 50-х годов в ряде стран стали проводиться интенсивные работы по созданию стереофонического радиовещания. Первая стереофоническая радиопередача в нашей стране состоялась в 1960 году. Использовалась система с полярной модуляцией, разработанная во Всесоюзном научно-иcследовательском институте радиовещательного приема и акустики (ВНИИРПА) имени А. С. Попова. В 1961 году в США была разработана и внедрена система стереофонического радиовещания пилот-сигналом, предложенная фирмами «Дженерал электрик» и «Зенит». Вскоре этот способ с небольшими изменениями был принят рядом радиостанций Канады, Японии, а также некоторыми организациями Европы. Как система с пилот-сигналом, так и система с полярной модуляцией рекомендована Международной консультативной комиссией по радиовещанию (МККР) для применения в международном радиовещании.

Двухканальная стереофония получила в 60-х годах довольно широкое распространение. В то же время наиболее квалифицированные любители музыки начали отмечать ее недостатки: недостаточно полную передачу акустической «атмосферы» зала и глубины звуковой картины, ограниченность зоны стереоэффекта при прослушивании. Все чаще начали производиться опыты по трех- и четырехканальному воспроизведению.

В 1969-1971 годах на мировом рынке первые образцы четырехканальной (квадрофонической) аппаратуры: магнитафоны, электрофоны, грампластинки. Начались опытные квадрофонические радиопередачи.

Вначале квадрофония была принята как новинка, которой вряд ли суждено получить широкое распространение: слишком уж дорогой ценой - двухкратным увеличением числа каскадов - улучшается стереофонический эффект. Дальнейший ход событий не подтвердил этого, квадрофония продолжает привлекать к себе все больше любителей высококачественного звуковоспроизведения.

Современная звукотехника развивается в двух основных направлениях. Во-первых, это все более расширяющееся применение интегральных схем и, во-вторых, использование цифровой техники не только для управления и регулирования, но и для передачи сигналов. Современные способы передачи и записи звука, реализованные, например, в системе компакт-диск, потребовали аналоговых усилителей с весьма высокими показателями качества: динамическим диапазоном до 100 Дб и коэффициентом нелинейных искажений около 0,002. Управляющие звенья, где все чаще используются средства цифровой техники, это такие электронные устройства, как, например, переключатели, регуляторы громкости, тембра и т.д. Быстро прогрессирующие возможности интегральной схемотехники прежде всего используются в указанных областях.

При обработке сигналов в электронных звуковых устройствах стремятся по возможности более полно сохранить содержащуюся в сигналах информацию. При этом объективная оценка качества звукотехнических устройств осуществляется по следующим основным показателям:

- линейные искажения (неравномерность амплитудно- и фазочастотной характеристик),

- нелинейные искажения и паразитная модуляция (появление новых составляющих в частотном спектре сигнала, вариации уровня и частоты подаваемых сигналов - детонация),

- относительный уровень помех (отношение сигнал/помеха).

Совершенствующиеся методы анализа звукотехнических схем позволяют вскрывать все новые причины, приводящие к искажениям при воспроизведении. Решающую роль при анализе электронных схем звукового оборудования играют расчеты и моделирование на ЭВМ, а при конструировании - машинное проектирование. Значителен прогресс и в технике звукотехнических измерений. Только благодаря новым методам и средствам измерений стало возможным объективное подтверждение самых различных эффектов, предсказуемых на основе расчетов.

1 Исходные данные

Чувствительность РПУ Е (mВ/м) = 0,15.

Выходная мощность Pвых (Вт) = 1.

Коэффициент частотных искажений М (дБ) = 1.

Диапазан принимаемых частот fmin - fmax (кГц) = 150-400.

Избирательность по зеркальному каналу Sез (дБ) = 25.

Избирательность по соседнему каналу Sес (дБ) = 24.

Избирательность по промежуточной частоте Sепр (дБ) = 23.

Диапазон воспроизводимых частот fн - fв (кГц) = 0,1-5.

2 Расчетная часть

1. Выбор числа поддиапазонов

Для того, чтобы приемник мог принимать сигналы от различных станций, имеющих различные частоты, он должен иметь перестраиваемую резонансную систему для настройки на эти частоты.

Перестраиваемые резонансные системы находятся во входной цепи, гетеродине и в усилителях высокой частоты (ВЧ), если они резонансные.

Конструктивно настройка этих каскадов - это изменение реактивных элементов резонансной системы: индуктивности или емкости. Чаще всего реактивный элемент - емкость.

Конструктивно невозможно перестраивать емкость так, чтобы резонансная частота изменялась от fmin ДВ-диапазона до fmax УКВ-диапазона. Поэтому диапазон частот, который должен принимать приемник, разбивают на поддиапазоны.

Переход с поддиапазона на поддианазон осуществляется при помощи переключающихся индуктивностей.

Критерием, для того чтобы узнать, необходимо ли разбивать диапазон приемника на поддиапазоны, служит коэффициент диапазона Кg, рассчитываемый по формуле (2.1)

fmax

Кg = fmin , (2.1)

где fmax - максимальная частота диапазона, КГц;

fmin - минимальная частота диапазона, КГц.

Исходя из моих данных

400

Кg = 150 = 2,66.

Разбивка на поддиапазоны производится, если Кg > 3. Так как в данном случае Кg = 2,66, то разбивка на поддиапазоны не нужна, то есть можно перекрыть диапазон одним переменным элементом. Следовательно в моем случае будет однодиапозонный приемник. Исходя из этого входная цепь будет выглядеть согласно рисунку 2.1

WA 1

Рисунок 2.1

Ск

Lк

L св

2.2 Выбор промежуточной частоты

Так как для реализации своих исходных данных я выбрал схему супергетеродинного приемника, то большое значение для обеспечения постоянства его качественных показателей на заданном уровне, приобретает правильный выбор промежуточной частоты fпр.

При выборе промежуточной частоты необходимо руководствоваться следующими соображениями. Промежуточная частота должна находиться вне диапазона принимаемых частот и не должна совпадать с частотами мощных радиостанций, в противном случае сигнал будет подавлен сигналами этих радиостанций.

Промежуточная частота должна иметь стандартное значение, установленное ГОСТом, поскольку на таких частотах мощные радиостанции не работают.

Выбранная промежуточная частота должна иметь такое значение, при котором наиболее эффективно можно будет обеспечить хорошую избирательность как по соседнему, так и по зеркальному каналу.

Для обеспечения более высокой избирательности по зеркальному каналу Seз, промежуточная частота должна быть по возможности выше (зеркальный канал отстает от полезного на 2fпр), а для обеспечения избирательности по соседнему каналу Sез - как можно ниже (соседний канал отстает от полезного на величину 10 кГц). Однако с увеличением fпр ухудшается добротность избирательной системы фильтра сосредоточенной селекции (ФСC), а следовательно не произойдет обеспечение высокой избирательности по соседнему каналу, в следствии чего на нагрузке радиоприемного устройства (РПУ) будет выделяться сигнал с частотой fпр 10 кГц. Поэтому, чтобы этого не случилось необходимо, чтобы ФСC обладал достаточно высокой избирательностью, а это возможно только при достаточно низкой fпр, так как при уменьшении fпр увеличивается добротность.

При большой fпр добротность ФСC меньше, его АЧХ имеет более пологие скаты и более широкую полосу пропускания, в

которую входит сигнал с соседнего канала. В случае, если fпр меньше - добротность ФСC больше, полоса пропускания меньше и сигнал с соседнего канала в эту полосу не входит.

Возникло противоречие: с одной стороны нужно увеличить fпр для обеспечения высокой Sез, с другой стороны нужно уменьшить Sпр для обеспечения высокой Sез. Поэтому чтобы удовлетворить эти два условия нужно выбрать необходимую fпр.

Следуя ГОСТу видно, что промежуточная частота для ДВ, СВ и КВ диапазонов равна 465 кГц, для УКВ диапазонов 10,7 МГц, а для радиолокационных РПУ fпр = 100 МГц.

Исходя из выше написанного, сделаем вывод, что для данного приемника промежуточная частота равна 465 кГц, так как данный приемник длинноволновый.

Так же необходимо обеспечить избирательность по промежуточной частоте. Если на частоте равной промежуточной будет работать передатчик, то смеситель преобразователя для этой частоты будет являться резонансным усилителем и из-за некоторых резонансных свойств тракта ВЧ в нагрузке РПУ мы будем слышать на ряду с полезным сигналом сигнал-помеху на fпр. Ослабить этот побочный канал можно включением в цепь антенны фильтра "пробка".

Из вышесказанного следует, что избирательность по побочным каналам, а так же другие показатели РПУ зависят от правильного выбора промежуточной частоты.

2.3Выбор параметров избирательной системы тракта ВЧ

Избирательные системы тракта высокой частоты (ТВЧ) представляют собой резонансные системы. Они ставятся во входных цепях и каскадах усилителей ВЧ и обеспечивают избирательность по зеркальному каналу.

Количество резонансных систем берется исходя из требований к избирательности по зеркальному каналу.

Так как моя избирательность Sзер = 25 дБ, а при fпр =

465 кГц (для моего диапазона принимаемых частот

150-400 кГц) избирательность одного резонансного контура Sзер = 25-40 дБ, то в тракте ВЧ ориентировочно достаточно одного контура.

Исходными данными для определения параметров избирательной системы тракта ВЧ является заданная избирательность Sезер и полоса пропускания тракта ВЧ (2ΔFтвч).

Добротность контуров тракта ВЧ (Qэ) необходимо рассчитать так, чтобы одновременно удовлетворить двум условиям: обеспечить избирательность по зеркальному каналу и пропустить полосу частот не уже 2ΔFтвч.

Таким образом, исходя из условия обеспечения избирательности, рассчитываем добротность Qэи по формуле (2.2)

Sзер\_\*\_fmax

\_√\_ fmax+2fпр\_\_\_\_\_\_\_\_

Qэи = ⎧fmax+2fпр \_ fmax\_\_⎫

⎩ fmax fmax+2fпр ⎭ , (2.2)

где n - количество ориентировочно выбранных контуров;

Sзер - заданное значение избирательности по зеркальному каналу, дБ;

Smax - максимальная частота диапазона, кГц;

Sпр - промежуточная частота моего диапазона, кГц.

Из моих исходных данных Sезер = 25 дБ = 17,8, fmax = 400 кГц, fпр = 465 кГц, n = 1.

17,8\*0,4\_\_

\_ 0,4+(2\*0,465)\_\_\_\_\_\_\_\_ 5,35\_\_\_\_

Qэи = ⎧0,4+(2\*0,465) \_ \_\_\_\_0,4\_\_\_\_\_\_⎫ = 3,325-0,3 = 1,77.

⎩ 0,4 0,4+(2\*0,465)⎭

Затем рассчитываем добротность Qэп, исходя из условий обеспечения заданной полосы пропускания по формуле (2.3)

fmin √1-√(Мк)

Qэп = 2ΔFтсч \* √(Мк) , (2.3)

где fmin - минимальная частота принимаемого диапазона, кГц;

2ΔFтcч - полоса пропускания ТСЧ;

Мк - коэффициент частотных искажений.

В данном случае fmin = 150 кГц, n = 1, Мк выбирается в пределе 0,7 - 0,9, в данном случае Мк выбрано равным 0,8.

2ΔFтcч рассчитывается по формуле (2.4)

2ΔFтcч = 2\*(ΔF+Δfсопр+Δfг), (2.4)

где ΔF - полоса воспроизводимых частот;

Δfсопр - допустимая неточность сопряжения настроек контуров, кГц;

Δfг - возможное отклонение частоты гетеродина, кГц.

Для моего диапазона Δfсопр = 1-5 кГц, выбираем 1 кГц.

ΔF = Fв - Fн = 4,9 кГц.

-3

Δfг = 1 \* 10 \* fmin = 0,15 кГц.

Подставляем данные числовые значения и получаем:

2ΔFтcч = 2\*(4,9+1+0,15) = 12,1 кГц.

Qэп = (150/12,1)\*((1-0.8)0,8) = 12,4\*0,75 = 9,3.

Искомая добротность должна удовлетворять условию (2.5)

Qэп > Qэ > Qэи. (2.5)

Лишь в этом случае можно получить резонансную кривую контура, обеспечивающую данную избирательность и полосу пропускания.

9,3 > Qэ > 1,77.

В данном случае Qэ = 2. Эту добротность приравнивают к Qэmax - добротность контуров тракта ВЧ на максимальной частоте.

Qэ должно быть практически осуществимо. Конструктивная добротность контура (Q), из-за шунтирования входным сопротивлением транзистора, уменьшается. Поэтому значение Qэ не должно превышать 0,8\*Q, а значение Q для моего приемника не должно превышать 100. Зададимся Q = 2,5.

Рассчитываем Qэmin - добротность на минимальной частоте по формуле (2.6)

Qэmin = 1/dэmin, (2.6)

dэmin = d+(dэmax-d)\*(fmin/fmax), (2.7)

dэmax = 1/Qэmax, (2.8)

где Q - конструктивная добротность контуров,

Qэmax - добротность контура на максимальной частоте диапазона.

Исходя из формул и моих данных вычислим Qэmin :

dэmax = 1/2 = 0,5.

dэmin = 1/2,5 + (0,5 - (1/2,5))\*(0,15/0,4)=0,44.

Qэmin = 2,3.

Полученные добротности должны выполняться в условиях неравенств: Qэп > Qэmin; Qэmax > Qэи. Условие неравенств выполняются, следовательно расчет добротностей произведен верно.

Теперь необходимо проверить, возможно ли обеспечить заданную избирательность при полученных значениях Qэmin и Qэmax.

Избирательность по зеркальному каналу на минимальной частоте рассчитывается по формуле (2.9)

⎧fmin+2fпр \_ fmin\_\_ ⎫

Sзер(min) = Qэmin \* ⎩ fmin fmin+2fпр ⎭ \*

⎧ fmin+2fпр ⎫

\* ⎩ fmin ⎭ , (2.9)

где Qэmin - добротность контуров тракта ВЧ на минимальной частоте.

Из моих исходных данных fmin = 150 кГц, fпр = 465 кГц и из главы 2.3 Qэmin = 2,3, n = 1 можно вывести следующее:

⎧0,15 + (2 \* 0,465) \_ \_ 0,15\_ \_\_\_\_\_⎫

Sзер(min) = 2,3 \* ⎩ 0,15 0,15 + (2 \* 0,465)⎭\*

⎧0,15 + (2 \* 0,465)⎫

\* ⎩ 0,15 ⎭ = 2,3 \* (7,2 - 0,14) \* 7,2 =

= 116,9 = 40 дБ.

Избирательность по зеркальному каналу на максимальной частоте рассчитывается по формуле (2.10)

⎧fmax+2fпр \_ fmax\_\_ ⎫

Sзер(max) = Qэmax \* ⎩ fmax fmax+2fпр ⎭ \*

⎧ fmin+2fпр ⎫

\* ⎩ fmin ⎭ , (2.10)

Из моих исходных данных fmax = 400 кГц, fпр = 465 кГц и из главы 2.3 Qэmax = 2, n = 1 можно вывести следующее:

⎧0,4 + (2 \* 0,465) \_ 0,4 \_\_\_\_\_\_⎫

Sзер(max) = 2 \* ⎩ 0,4 0,4 + (2 \* 0,465)⎭ \*

⎧0,4 + (2 \* 0,465)⎫

\* ⎩ 0,4 ⎭ = 2 \* (3,325 - 0,3) \* 3,325 = 26 дБ

Далее рассчитываем избирательность тракта ВЧ по соседнему каналу по формуле (2.11)

⎯⎯⎯⎯⎯⎯⎯⎯⎯⎯⎯⎯⎯⎯⎯

Sтсч = [√1 + ((2Δf/fmax) \* Qэmax)] , (2.11)

где Δf - стандартная расстройка, кГц.

Из моих исходных данных fmax = 400 кГц, из главы 2.3

Qэmax = 2, n = 1, Δf = 9 кГц можно найти Sтсч:

⎯⎯⎯⎯⎯⎯⎯⎯⎯⎯⎯⎯ ⎯⎯⎯⎯⎯⎯

Sтсч = √1 + ((2\*9/400) \* 2) = √1 + 0,0081 = 1 = 0 дБ.

Далее находим вносимые частотные искажения Мтсч на заданной полосе пропускания приемника 2Δf:

⎯⎯⎯⎯⎯⎯⎯⎯⎯⎯⎯⎯⎯⎯⎯

Мтсч = 1 / (√1 + ((Qэmin \* (2Δf/fmin))) , (2.12)

Из моих исходных данных fmin = 150 кГц, fпр = 465 кГц и из главы 2.3 Qэmin = 2,3, n = 1, Δf = 9 кГц можно вывести следующее:

⎯⎯⎯⎯⎯⎯⎯⎯⎯⎯⎯⎯⎯

Мтсч = [1/ (√1 + (2,3 \* (2\*9/150))) = 1/1,037 = 1 = 0 дБ.

Рассчитаем избирательность приемника по промежуточной частоте по формуле (2.13)

Sпр = (Qэmin(fпр/fо - fо/fпр)) \* fпр/fо, (2.13)

где fо - крайняя частота поддиапазона, наиболее близка к промежуточной fпр;

Qэ - добротность контуров по частоте fо;

n - число однотипных контуров ТСЧ.

Полученное значение Sпр оказалось больше заданного, фильтр-пробка не нужен.

2.4 Распределение частотных искажений по трактам РПУ

Частотные искажения вносят все тракты приемника. Необходимо рассчитать конкретные значения частотных искажений каждого тракта, так как значение допустимых частотных искажений, заданное в исходных данных коэффициентом М, должно быть распределено по всему тракту приемника.

Коэффициент частотных искажений тракта РЧ - Мтрч рассчитывается по формуле (2.14)

Мвч = М - Мнч, (2.14)

где М - заданный коэффициент частотных искажений приемника, дБ;

Мнч - коэффициент частотных искажений тракта ЗЧ, дБ.

Из моих исходных данных М = 5 дБ, Мнч задается в пределах 3-6 дБ. Я выбираю Мнч = 3 Дб.

Мвч = 5 - 3 = 2 дБ.

Полученное значение Мвч состоит из частотных искажений трактов сигнальной и промежуточной частот.

Используя коэффициент частотных искажений ТСЧ Мтсч получаем частотные искажения ТПЧ

Мтпч = Мвч - Мтсч, (2.15)

где Мвч - коэффициент частотных искажений высокочастотной части (ВЧ), дБ;

Мтсч - коэффициент частотных искажений тракта сигнальной частоты (ТСЧ), дБ.

Исходя из моих данных

Мтпч = 2 - 0 = 2 дБ.

2.5 Выбор избирательной системы тракта ПЧ

Избирательная система тракта промежуточной частоты (ТПЧ) обеспечивает избирательность приемника по соседнему каналу и вместе с трактом сигнальной частоты формирует резонансную характеристику приемника.

Значение избирательности Sр, по которому рассчитывают избирательную систему, определяют исходя из запаса на 15-20% (в относительных величинах), что позволяет обеспечить заданные требования при ухудшении избирательности, вызванном неточностью сопряжения настроек контуров.

Следует учесть также значение избирательности по соседнему каналу в ТСЧ, который существенно влияет на избирательность на длинных волнах. Таким образом, расчетная избирательность

(1,5-1,2)S

Sр = Sтсч , (2.16)

где S - заданная избирательность по соседнему каналу, дБ;

Sтсч - избирательность по соседнему каналу тракта ВЧ, дБ.

Из исходных данных S = 24 дБ = 15,9; из формулы (2.11)

Sтсч = 1,004 можно вывести следующее:

1,2\*15,9

Sр = 1,004 = 19 = 25,5 дБ.

Избирательной системой ТПЧ служит система фильтров сосредоточенной избирательности. Количество звеньев ФСC в радиовещательных радиоприемных устройствах редко превышает 5, а в некоторых профессиональных приемниках оно достигает 9-13.

Число звеньев ФСС выбирается в соответствии с Sтпч из расчета 10-12 дБ на одно звено. В данном случае число звеньев ФСC равно трем. Но так как первое звено ФСС тракта промежуточной частоты (ПЧ) шунтируется выходным сопротивлением транзистора-усилителя ПЧ, то следовательно добротность первого и последнего звена падает, поэтому я буду делать ФСС из четырех звеньев, чтобы обеспечить заданную избирательность.

2.6 Определение числа каскадов тракта РЧ и распределение усиления по каскадам

Для того, чтобы определить число каскадов тракта радиочастоты необходимо задать величину напряжения на выходе детекторного каскада (Ud) из расчета обеспечения режима линейного детектирования. Для детекторного каскада, выполненного на полупроводниковом диоде, это напряжение должно быть 0,5 - 1 В.

Необходимый коэффициент усиления тракта радиочастоты с 1,5 - 2 кратным запасом, учитывающим разброс параметров усилительных элементов, равен:

(1,5-2)Ud

К’вч = √2 Ea , (2.17)

где Ud - напряжение на выходе детекторного каскада, В;

Ea - чувствительность по техническим данным, мкВ.

Из моих исходных данных Еа=0,15 mВ/м. Величину Ud, выбираемую в пределах (0,5 - 1)В, в моем случае равна 1 В.

\_\_ -3

К’вч = 2\*1/(√2 \*0,15\*10 ) = 9524.

При использовании схемы тракта промежуточной частоты, настроенной по принципу сосредоточенной избирательности, при внешней антенне коэффициент усиления тракта радиочастоты рассчитывается по формуле (2.18)

n-1

Квч = Квх ц \* Кувч \* Кпр \* Капч \* Кшпч1 \* Кшпч2, (2.18)

где n - количество контуров в тракте ВЧ;

Квх ц - коэффициент усиления входной цепи с внешней антенной;

Кувч - коэффициент усиления каскада высокой частоты;

Кпр - коэффициент усиления преобразователя частоты;

Капч - коэффициент усиления апериодического каскада промежуточной частоты;

Кшпч1 - коэффициент усиления одноконтурного широкополосного усилителя промежуточной частоты;

Кшпч2 - коэффициент усиления одноконтурного широкополосного усилителя на входе детектора.

Коэффициент усиления входной цепи (Квх ц) выбирают в пределах 0,1-0,4, в данном случае 0,1. Коэффициент усиления апериодического каскада промежуточной частоты (Капч) выбирают в пределах 10-40, в данном случае 10. Коэффициент усиления одноконтурного широкополосного усилителя промежуточной частоты (Кшпч1) выбирают в пределах 20-30, в данном случае 20. Коэффициент усиления одноконтурного широкополосного усилителя на входе детектора (Кшпч2) выбирают в пределах 30-150, в данном случае 50.

Квч = 0,1\*12\*20\*50\*10 = 12000.

После расчетов должно выполняться условие Квч > К’вч. По полученным результатам расчета составляем структурную схему тракта радиочастоты, изображенную на рисунке (2.4)

Z1 A1 U1 Z2 Z3 Z4 Z5

ƒ2

ƒc

ƒпр

Z0

G

A2 A3 A4 Z6 U2

Рисунок 2.4

1. Выбор и обоснование выбора структурной схемы УЗЧ

В качестве схемы выходного каскада тракта звуковой частоты выбирают двухтактную схему в режиме В или АВ на мощных транзисторах, так как Pвых > 0,2 Вт.

Транзисторы выходного каскада выбирают исходя из условия допустимой мощности рассеивания на коллекторе (Pк max > Pк).

Pк рассчитывают по формуле (2.19)

0,6\*Р’вых

Рк = hтр \* ξ ’ (2.19)

где hтр - коэффициент полезного действия выходного трансформатора;

ξ - коэффициент использования коллекторного напряжения;

P’вых = Рвых/2 - выходная мощность, приходящаяся на один транзистор при двухтактной схеме.

Исходя из моих исходных данных рассчитываем P’вых.

P’вых = 1/2 = 0,5 Вт

Выбираем hтр исходя из предела 0,7-0,8, в данном случае hтр = 0,7. Выбираем ξ из предела 0,8-0,95, в данном случае ξ = 0,8.

0,6\*0,5

Рк = 0,7\*(0,8) = 0,67 Вт

Исходя из полученных данных в формуле (2.19), выбираем транзистор П 201.

Следующим этапом является определение коэффициента усиления по мощности тракта звуковой частоты, который рассчитывается по формуле (2.20)

P’вых

Кр нч = Рвх ’ (2.20)

где Рвх - мощность сигнала звуковой частоты на входе первого каскада тракта звуковой частоты, Вт.

Из рассчитанных в данной главе данных, можем определить Кр нч.

-6

Кр нч = 0,5/10 = 500000

Учитывая, что коэффициент усиления по мощности выходного каскада (Кр вых) находится в пределах 30-100, рассчитывают коэффициент усиления по мощности предварительных каскадов (Кр пред) рассчитывают по формуле (2.21)

Кр нч

Кр пред = Кр вых (2.21)

5

Из формулы (2.20) Кр нч = 5\*10 , а Кр вых выбирают из предела 30-100, я выбираю Кр вых = 50.

5

5\*10

Кр пред = 50 = 10000

Полученное значение Кр пред позволяет ориентировочно определить число каскадов предварительного усиления, пологая, что один каскад, выполненный по схеме с общим эмиттером, обеспечивает коэффициент усиления мощности не менее 30-100.

Исходя из формулы (2.21), выбираем три каскада усиления с коэффициентом усиления каждого каскада 50, следовательно общий коэффициент усиления будет равен 125000. Так как общий коэффициент усиления по мощности больше чем рассчитанный, то при ведении отрицательной обратной связи, коэффициент усиления уменьшается, но не станет меньше рассчитанного и поэтому добавочные каскады не требуются.

Исходя из полученных в главах 2.3, 2.4, 2.5, 2.6, 2.7, данных составляем структурную схему радиоприемника, которая изображена на рисунке 2.5.

Z1 A1 U1 Z2 Z3 Z4 Z5

ƒ2

ƒc

ƒпр

Z0

G

A2 A3 A4 Z6 U2 А5 А6 А7

A8

Рисунок 2.4

Литература

В.Ф. Барклан, В.К. Жданов

«Радиоприемные устройства», М, «Сов. Радио», 1978 г.