

МИНИСТЕРСТВО ВЫСШЕГО И СРЕДНЕГО СПЕЦИАЛЬНОГО
ОБРАЗОВАНИЯ РЕСПУБЛИКИ УЗБЕКИСТАН

АВИАЦИОННЫЙ ФАКУЛЬТЕТ ТАШКЕНТСКОГО
ГОСУДАРСТВЕННОГО ТЕХНИЧЕСКОГО УНИВЕРСИТЕТА ИМЕНИ А.Р.
БЕРУНИ

КАФЕДРА «ЭКСПЛУАТАЦИЯ РАДИОЭЛЕКТРООБОРУДОВАНИЯ
ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ И АЭРОПОРТОВ»

КУРСОВОЙ ПРОЕКТ

по предмету: «Радиолокационные оборудование ВС»

на тему:

**РАСЧЁТ МОДЕРНИЗИРОВАННОГО УПЧ АВАРИЙНОГО
ПЕРЕДАТЧИКА С ДЕТАЛЬНОЙ РАЗРАБОТКОЙ ЭЛЕМЕНТОВ**

Выполнил:

Проверил:

Ганиев С.

доц. Халилова П.Ю.

Ташкент 2016

Содержание

Введение.....	
ГЛАВА I. РАДИОПЕРЕДАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА(обзор).....	
1. Принцип работы приемного тракта радиостанции Р-832 М.....	
2. Принцип работы передающего тракта радиостанции Р-832 М.....	
3. Принцип работы системы компенсации нестабильности частоты приемника и передатчика радиостанции Р-832 М.....	
4. Рассчитать модернизированный УПЧ аварийного передатчика с детальной разработкой элементов.....	
5. Расчёт параметров усилителя низкой частоты на биполярном транзисторе	
6. Аналитический расчёт параметров усилительного каскада на полевом транзисторе.....	
7. Расчетная часть (генератор).....	
Заключение.....	
Список использованной литературы.....	

Введение

Характерной особенностью современных электронных усилителей является исключительное многообразие схем, по которым они могут быть построены.

Усилители различаются по характеру усиливаемых сигналов: усилители гармонических сигналов, импульсные усилители и т. д. Также они различаются по назначению, числу каскадов, роду электропитания и другим показателям.

Однако одним из наиболее существенных классификационных признаков является диапазон частот электрических сигналов, в пределах которого данный усилитель может удовлетворительно работать. По этому признаку различают следующие основные типы усилителей:

Усилители низкой частоты, предназначенные для усиления непрерывных периодических сигналов, частотный диапазон которых лежит в пределах от десятков герц до десятков килогерц. Характерной особенностью УНЧ является то, что отношение верхней усиливаемой частоты к нижней велико и обычно составляет не менее нескольких десятков.

Усилители постоянного тока – усиливающие электрические сигналы в диапазоне частот от нуля до высшей рабочей частоты. Они позволяют усиливать как переменные составляющие сигнала, так и его постоянную составляющую.

Избирательные усилители – усиливающие сигналы в очень узкой полосе частот. Для них характерна небольшая величина отношения верхней частоты к нижней. Эти усилители могут использоваться как на низких, так и на высоких частотах и выступают в качестве своеобразных частотных фильтров, позволяющих выделить заданный диапазон частот электрических колебаний. Узкая полоса частотного диапазона во многих случаях обеспечивается применением в качестве нагрузки таких усилителей колебательного контура. В связи с этим избирательные усилители часто называют резонансными.

Широкополосные усилители, усиливающие очень широкую полосу частот. Эти усилители предназначены для усиления сигналов в устройствах импульсной связи, радиолокации и телевидения. Часто широкополосные усилители называют видеоусилителями. Помимо своего основного назначения, эти усилители используются в устройствах автоматики и вычислительной техники.

- фильтр нижних частот;
- пульты управления;
- распределительная коробка к пультам;
- первый, второй, третий, четвертый каскады усиления высокой частоты;
- первый смеситель;
- первый гетеродин;
- усилитель первой промежуточной частоты;
- второй смеситель;
- второй гетеродин;
- усилитель второй промежуточной частоты;
- третий смеситель;
- усилитель третьей промежуточной частоты;
- детектор сигнала;
- буферный каскад;
- подавитель шумов;
- детектор подавителя шумов;
- усилитель низкой частоты;
- усилитель и детектор АРУ;
- датчик опорных частот;
- каскад электронной подстройки частоты;
- каскады компенсации нестабильности частоты;
- гетеродин в режиме передачи;
- блок частотной телеграфии.

Первый, второй, третий и четвертый каскады усиления высокой частоты, а также первый смеситель конструктивно объединены в один блок - высокочастотную головку (блок 42).

Плавный генератор, усилитель и утроитель плавного генератора, каскад электронной подстройки частоты составляют блок первого гетеродина (блок 83). Эти блоки расположены в гермообъеме радиостанции (блок 98).

Усилитель низкой частоты (блок 9), датчик опорных частот (блок 7), блок частотной телеграфии (блок 52) являются самостоятельными сменными блоками. Остальные функциональные узлы входят в блок промежуточной частоты (блок 46), который также является сменным. Фильтр нижних частот (блок 108) выделен в отдельный блок и находится вне станции.

При работе в ДЦВ диапазоне напряжение сигнала через блок 108 поступает на четырехкаскадный усилитель высокой частоты. Четыре перестраиваемые в диапазоне 220-390 МГц, укороченные емкостями, разомкнутые полуволновые коаксиальные линии обеспечивают необходимые полосы пропускания 2-3 МГц, ослабление по зеркальному каналу первой промежуточной частоты более 60 дБ и достаточную температурную стабильность в интервале -60°C $+50^{\circ}\text{C}$.

Усиленное напряжение высокой частоты поступает на первый смеситель. На смеситель поступает также утроенное по частоте напряжение плавного генератора с утроителя блока первого гетеродина. В анодной цепи этого каскада включен контур первой промежуточной частоты.

Напряжение первой промежуточной частоты ($f_{1\text{ПЧ}} = 24.975$ МГц) с первого смесителя поступает на усилитель первой промежуточной частоты и затем на второй смеситель, на который также поступает напряжение второго гетеродина. Вторым гетеродин стабилизирован кварцем, который работает на основной частоте, равной $f_{2\text{гет}} = 22,075$ МГц.

Напряжение второй промежуточной частоты ($f_{2\text{ПЧ}} = 2,9$ МГц) поступает на третий смеситель. В качестве напряжения третьего гетеродина используется преобразованное путем многократного гетеродинирования в датчике опорных частот напряжение высокочастотных колебаний первого гетеродина. Гетеродинирование выполнено таким образом, что отклонение от номинала частоты первого гетеродина вызванное паразитной частотной модуляцией за счет фона переменного тока питающих напряжений, вибрации, а также нестабильностью нуля дискриминатора, равно по величине отклонению от номинала частоты третьего гетеродина ($f_{3\text{гет}} = 2,416$ МГц), но противоположно

по знаку. Таким образом, в третьем смесителе происходит компенсация нестабильности гетеродина.

В коллекторную цепь третьего смесителя включен электромеханический фильтр ЭМФ, настроенный на третью промежуточную частоту ($f_{3ПЧ} = 0,484$ МГц) и обеспечивающий основную избирательность по соседнему каналу. Полоса пропускания ЭМФ равна 43 кГц на уровне 6 дБ, коэффициент прямоугольности $K_{п60дБ} = 1,8$.

С буферного каскада напряжение третьей промежуточной частоты через усилитель ШПЧ поступает на детектор АРУ для ламп УВЧ.

Напряжение третьей промежуточной частоты подвергается усилению в трех каскадах. С последнего каскада УПЧШ напряжение третьей промежуточной частоты поступает на детектор сигнала, детектор подавителя шумов, детектор АРУ для УПЧШ и эмиттерный повторитель.

Напряжение звуковой частоты, выделенное на нагрузке детектора сигнала, подается через буферный каскад и эмиттерный повторитель на трехкаскадный усилитель низкой частоты. С выходного каскада УНЧ напряжение поступает на пульт управления и абонентский аппарат, к которому подключаются телефоны оператора.

Для обеспечения совместной работы радиостанции с радиопеленгаторами "Стебель" и "АРК-Д" с детектора сигнала снимается напряжение низкой частоты ($F = 30$ Гц) и через специальный буферный каскад подается на выходной разъем.

Автоматической регулировкой усиления охвачены каскады усилителя высокой частоты и каскады усилителя третьей промежуточной частоты. Действие АРУ начинается с двойной чувствительности приемника и обеспечивает незначительное возрастание выходного напряжения при увеличении напряжения на входе приемника до 0,1 мВ.

Подавитель шумов снимает напряжение питания с буферного каскада, исключая тем самым прослушивание оператором собственных шумов приемника. При наличии на входе приемника сигнала, превышающего порог срабатывания

ПШ, буферный каскад получает напряжение питания и обеспечивает прохождение сигнала в тракт низкой частоты. По желанию оператора подавитель шумов может быть включен или выключен тумблером "ПШ" на пульте управления.

Напряжением 1 гетеродина в ДЦВ диапазоне служит утроенное по частоте напряжение плавного генератора. Плавный генератор имеет диапазон $65,008(3)+121,658(3)$ МГц и настраивается в соответствии с набранным на пульте управления каналом с помощью электромеханического и электронного кольца автоподстройки по управляющему напряжению с дискриминатора датчика опорных частот.

Напряжение с плавного генератора поступает на утроитель частоты, контур которого перекрывает диапазон 195,025-364,975 МГц. Утроенное напряжение плавного генератора подается на первый смеситель приемника в режиме приема или переключается на смеситель передатчика в режиме передачи.

В УКВ диапазоне (118+140 МГц) напряжение сигнала поступает на тот же четырехкаскадный усилитель высокой частоты. При этом в разрыв центральной жилы коаксиальной линии каждого каскада с помощью контактной системы включается катушка индуктивности, которая вместе с переменными конденсаторами в начале и конце коаксиальной линии образуют УКВ контур. Полоса пропускания высокочастотного тракта в УКВ диапазоне порядка 1 МГц.

Далее усиление происходит также, как и в ДЦВ диапазоне, с той лишь разницей, что преобразование в 1 смесителе происходит не с третьей гармоникой частоты плавного генератора, а с первой ($93,0083(3) + 115,0083(3)$ МГц). При этом образуется первая промежуточная частота не 24,975 МГц, а 24,991 МГц; вторая промежуточная частота не 2,9 МГц, а 2,9166 МГц, а для получения третьей промежуточной частоты (0,484 МГц) вместо частоты 2,4166 МГц, подаваемой с ДОЧ, используется частота кварцевого гетеродина 2,432 МГц.

В режиме передачи в диапазоне УКВ и ДЦВ участвуют следующие функциональные узлы и блоки приемного тракта:

- первый гетеродин (плавный генератор с утроителем частоты);

- датчик опорных частот;
- каскад электронной подстройки частоты;
- второй смеситель передатчика (он же первый УВЧ приемника);
- первый УВЧ передатчика (он же второй УВЧ приемника);
- второй УВЧ передатчика (он же третий УВЧ приемника);
- третий УВЧ передатчика (он же четвертый УВЧ приемника).

2. Принцип работы передающего тракта радиостанции Р-832 М

Назначение передающего тракта состоит в формировании и усилении сигналов высокой частоты в диапазонах 220-389,95 МГц и 118-140 МГц и передаче в антенну мощности высокой частоты порядка 15-20 Вт.

Передающий тракт выполнен по схеме с преобразованием частоты и включает в себя следующие функциональные узлы (см. рис.):

- плавный генератор с усилителем и утроителем частоты;
- каскад электронной подстройки частоты;
- кварцевый генератор;
- первый смеситель;
- усилитель напряжения частоты 24,975 МГц;
- второй смеситель;
- усилитель высокой частоты;
- выходной усилитель мощности;
- фильтр нижних частот;
- модулятор;
- датчик опорных частот

Кварцевый генератор, первый смеситель и первый каскад усиления напряжения частоты 24,975 МГц конструктивно входят в блок промежуточной частоты (блок 46). Второй каскад усиления напряжения частоты 24,975 МГц представляет собой самостоятельный блок 109. Второй смеситель, три каскада усиления высокой частоты конструктивно входят в блок в.ч. (блок 42). Два каскада промежуточных усилителей и выходной усилитель мощности составляют самостоятельный блок 41, который является сменным. Модулятор (блок 48) и датчик опорных частот (7 блок) также являются самостоятельными сменными блоками.

В качестве задающего генератора передатчика используется первый гетеродин приемника (в диапазоне УКВ - основная частота плавного генератора $93,0083(3) + 115,0083(3)$ МГц, в диапазоне ДЦВ - утроенная частота плавного генератора $195,025 + 364,975$ МГц).

Напряжение первого гетеродина поступает на второй смеситель передатчика, на который одновременно поступает напряжение, равное первой промежуточной частоте приемника: $24,975$ МГц - в диапазоне ДЦВ и $24,991$ МГц - в диапазоне УКВ. В результате сложения этих колебаний формируется рабочий диапазон частот передатчика $220-389,95$ МГц и $118-140$ МГц.

В диапазоне ДЦВ частота $24,975$ МГц в режиме передачи образуется в первом смесителе передатчика в результате сложения колебаний кварцевого генератора ($22,559$ МГц) и колебаний с частотой $2,416$ МГц, поступающих из датчика опорных частот.

В диапазоне УКВ частота $24,991$ МГц образуется так же, как и в диапазоне ДЦВ, только вместо частоты $2,416$ МГц на первый смеситель передатчика поступает от специального кварцевого генератора частота $2,432$ МГц.

Поскольку основная нестабильность колебаний частоты $24,975$ МГц равна и противоположна по знаку нестабильности утроенной частоты первого гетеродина, то в диапазоне ДЦВ при сложении частот во втором смесителе передатчика происходит компенсация нестабильности.

В результате стабильность частоты передатчика определяется в основном стабильностью кварцевых гетеродинов, участвующих в формировании рабочих сигналов.

Напряжение, полученное после второго смесителя, усиливается в блоке 42 тремя каскадами высокой частоты и поступает на вход блока передатчика (блок 41), где происходит дальнейшее усиление. Два каскада усиления высокой частоты в блоке 42 в режиме "передача" охвачены автоматической регулировкой усиления.

Блок передатчика состоит из двух каскадов промежуточных усилителей и каскада усилителя мощности. В качестве анодных нагрузок применены

полуволновые коаксиальные контуры, настроенные на одну и ту же частоту и сопряженные по диапазону. Перестройка контуров производится с помощью переменных конденсаторов, связанных общей осью.

Модуляторная часть передающего тракта служит для усиления напряжения звуковой частоты, поступающего с ларингофонов. Модуляторная часть обеспечивает заданные частотные и амплитудные характеристики низкочастотного тракта передатчика при допустимых нелинейных искажениях.

В передатчике применена анодная модуляция. Модулирующее напряжение подается на аноды усилителя мощности и предоконечного каскада. Применение двойной модуляции позволяет получить глубокую и неискаженную модуляцию. Высокочастотные колебания передатчика через контакты антенного реле и фильтр нижних частот поступают в антенну.

3. Принцип работы системы компенсации нестабильности частоты приемника и передатчика радиостанции Р-832 М

Для повышения стабильности частоты приемника и передатчика в диапазоне ДЦВ применена система компенсации частоты. В диапазоне УКВ заданная стабильность частоты обеспечивается без системы компенсации. Основным источником нестабильности частоты является плавный генератор, который, как известно, используется как первый гетеродин приемника в режиме "прием" и как задающий генератор в режиме "передача". Поэтому задачей системы является компенсация нестабильности частоты плавного генератора

Компенсация нестабильности частоты приемника достигается применением в качестве напряжения третьего гетеродина приемника напряжения преобразованной частоты первого гетеродина. При этом преобразование частоты выполнено таким образом, что уход частоты третьего гетеродина равен и противоположен по знаку уходу частоты первого гетеродина. Второй гетеродин приемника стабилизирован кварцем и практически на стабильность частоты приемника не влияет.

Напряжение частоты третьего гетеродина образуется путем пятикратного преобразования частоты первого гетеродина приемника в датчике опорных частот (блок 7) (рис .2).

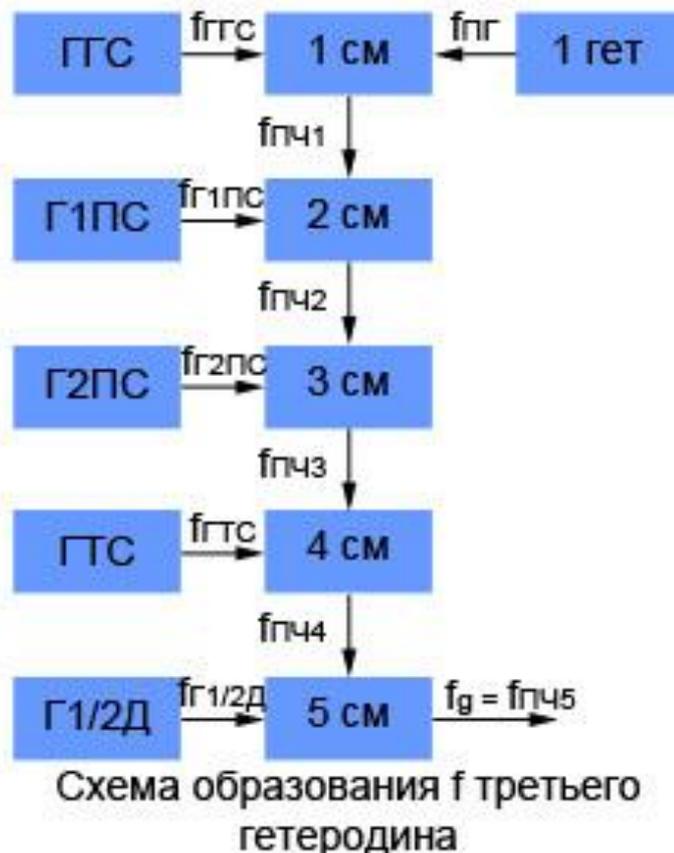


Рис.2. Схема образования f третьего гетеродина.

В первой половине диапазона преобразование имеет вид:

$$f_{ПЧ1} = f_{ГТС} - f_{ПГ}$$

$$f_{ПЧ2} = f_{ПЧ1} - f_{Г1ПС}$$

$$f_{ПЧ3} = f_{ПЧ2} - f_{Г2ПС}$$

$$f_{ПЧ4} = f_{ПЧ3} + f_{ГТС}$$

$$f_g = f_{ПЧ5} = f_{ПЧ4} - f_{Г1/2Д}$$

Во второй половине диапазона преобразование имеет вид

$$f_{ПЧ1} = f_{ПГ} - f_{ГТС}$$

$$f_{ПЧ2} = f_{ПЧ1} - f_{Г1ПС}$$

$$f_{ПЧ3} = f_{ПЧ2} - f_{Г2ПС}$$

$$f_{ПЧ4} = f_{ПЧ3} + f_{ГТС}$$

$$f_g = f_{ПЧ5} = f_{Г1/2Д} - f_{ПЧ4},$$

где f_g – частота дискриминатора;

$f_{Г1/2Д}$ - частота генератора половины диапазона.

Выражая значения промежуточных частот через частоты кварцевых генераторов блока ДОЧ, получим:

для первой половины диапазона

$$f_g = f_{ГТС} - f_{ПГ} - f_{Г1ПС} - f_{Г2ПС} + f_{ГТС} - f_{Г1/2Д}$$

для второй половины диапазона

$$f_g = f_{ГТС} - f_{ПГ} + f_{Г1ПС} + f_{Г2ПС} - f_{ГТС} + f_{Г1/2Д}$$

Обозначим результирующую частоту кварцевых генераторов через f_{const} . Тогда для каждой фиксированной частоты радиостанции формула принимает вид:

$$f_g = f_{const} - f_{ПГ}$$

Из формулы видно, что увеличение $f_{ПГ}$ на величину Δf вызывает уменьшение f_g на ту же величину и наоборот, уменьшение $f_{ПГ}$ на величину Δf вызывает увеличение f_g на ту же величину (рис.3).

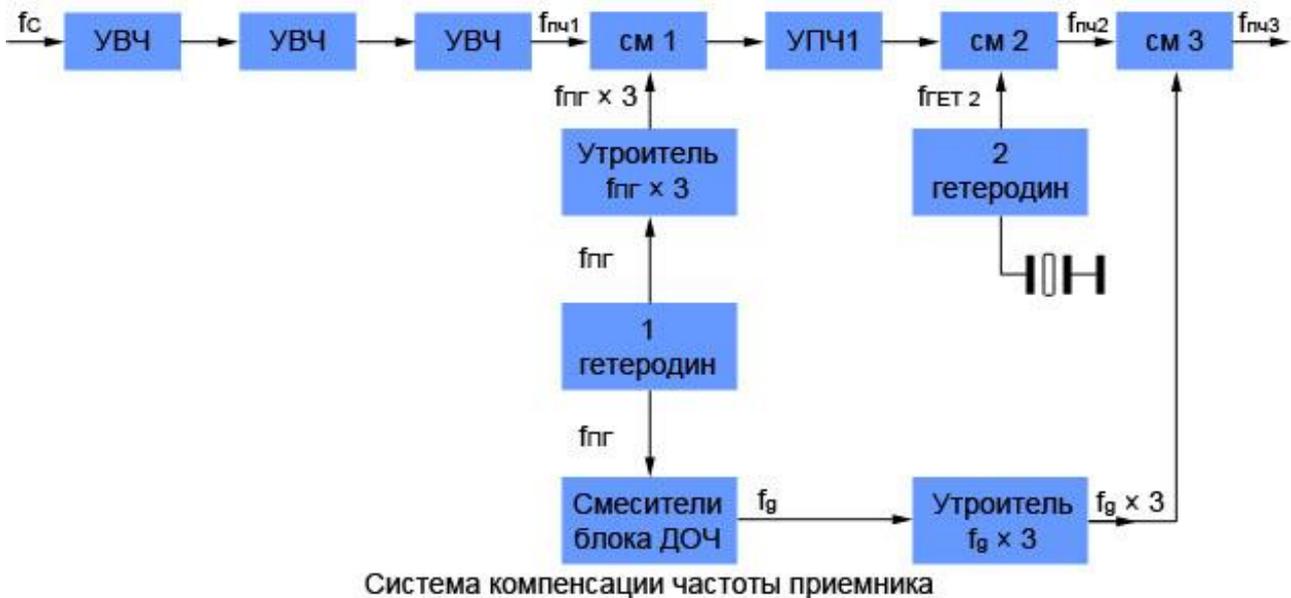


Рис.3. Система компенсации частоты приемника.

Поскольку $\Delta f_{ПГ} \times 3$ и $\Delta f_g \times 3$ равны и противоположны по знаку, третья промежуточная частота приемника остается постоянной при наличии нестабильности $f_{ПГ}$.

$$f_{ПЧ3} = f_C - [(f_{ПГ} \pm \Delta f) \times 3] - [(f_g \pm \Delta f) \times 3] - f_{ГЕТ2}$$

Компенсация нестабильности частоты передатчика осуществляется в процессе формирования частоты сигнала передатчика (рис.4).

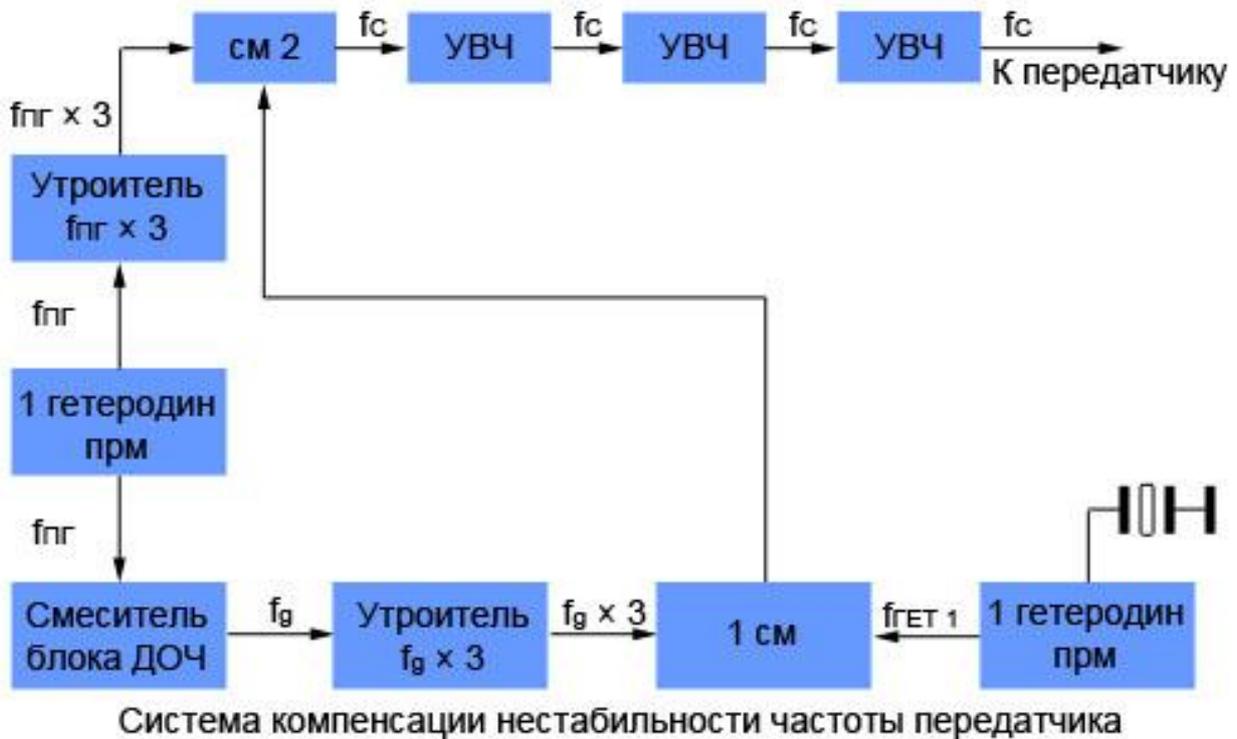


Рис.4. Система компенсации нестабильности частоты передатчика.

Задающим генератором передатчика является плавный генератор, напряжение сигнала которого подается на второй смеситель передатчика.

Для получения частоты сигнала f_C необходимо подать на этот же смеситель напряжение с частотой, равной первой промежуточной частоте приемника $f_{ПЧ1}$. Напряжение этой частоты $f_{ПЧ1}$ снимается с первого смесителя передатчика, на который подается напряжение генератора, стабилизированного кварцем с частотой $f_{ГЕТ1}$ и утроенная частота f_g . Поэтому, частота сигнала образуется при сложении частот $f_{ПГ} \times 3$, $f_g \times 3$ и $f_{ГЕТ1}$

$$f_C = (f_{ПГ} \times 3) + (f_g \times 3) + f_{ГЕТ1}$$

Как указано выше, уходы частот $f_{ПГ}$ и f_g равны и противоположны по знаку, поэтому частота сигнала f_C остается постоянной при наличии нестабильности частоты $f_{ПГ}$

$$f_C = [(f_{ПГ} \pm \Delta f) \times 3] + [(f_g \pm \Delta f) \times 3] + f_{ГЕТ1}$$

4. Рассчитать модернизированный УПЧ аварийного передатчика с детальной разработкой элементов

Усилители низкой частоты (УПЧ) предназначены для усиления непрерывных периодических сигналов, частотный спектр которых лежит в пределах от десятков герц до десятков килогерц. Назначение УПЧ в конечном итоге состоит в получении на заданном сопротивлении оконечного нагрузочного устройства требуемой мощности усиленного сигнала. Современные УПЧ выполняются преимущественно на биполярных и полевых транзисторах в дискретном и интегральном исполнении.

Анализируя данные технического задания можно рассчитать мощность сигнала на входе УНЧ по формуле (1.1.1) [3]:

$$P_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вх}}^2}{4R_2}, \quad (1.1.1)$$

где R_2 - сопротивление источника сигнала,

$U_{\text{вх}}$ - действующее значение напряжения источника сигнала

$$P_{\text{вх}} = \frac{(20 \cdot 10^{-3})^2}{4 \cdot 20} = 5 \cdot 10^{-6} \text{ (Вт)}$$

Требуемый коэффициент усиления по мощности всего усилителя рассчитывается по формуле (1.1.2):

$$K_{\text{Робц}} = \frac{P_{\text{вых}}}{P_{\text{вх}}}, \quad (1.1.2)$$

где $P_{\text{вых}}$ - выходная мощность усилителя, указанная в техническом задании.

$$K_{\text{Робц}} = \frac{3}{5 \cdot 10^{-6}} = 0.6 \cdot 10^6$$

Значение коэффициента усиления по мощности всего усилителя в децибелах рассчитывается по формуле (1.1.3):

$$K_{\text{Робц[дБ]}} = 10 \lg K_{\text{Робц}} \quad (1.1.3)$$

$$K_{\text{Робц[дБ]}} = 10 \lg(0.6 \cdot 10^6) \approx 58$$

Разработка и расчет принципиальной схемы

Принципиальная электрическая схема УПЧ приведена в приложении Б. При расчете предполагается, что параметры транзисторов различных плеч одинаковы. [3]

Величина напряжения источника питания определяется по формуле [3] (1.3.1):

$$E_K = \sqrt{8P_{\text{вых}}R_n} + 1, \quad (1.3.1)$$

$$E_K = \sqrt{8 \cdot 3 \cdot 4} + 1 = 10.8(\text{В})$$

Максимальное значение коллекторного тока оконечных транзисторов VT3 и VT4 определяется по формуле (1.3.2):

$$I_{K \text{ max расч}} = \frac{E_K}{2R_n}. \quad (1.3.2)$$

$$I_{K \text{ max расч}} = \frac{10.8}{2 \cdot 4} = 1.35(\text{А})$$

Значение тока покоя определяется, исходя из условия (1.3.3):

$$I_{Kp} \approx (0.01 \dots 0.02) I_{K \text{ max расч}} \quad (1.3.3)$$

$$I_{Kp} \approx 0,027(\text{А})$$

Максимальная мощность, рассеиваемая коллекторным переходом каждого из оконечных транзисторов определяется по формуле (1.3.4):

$$P_{K \text{ max расч}} = \frac{E_K^2}{4\pi^2 R_n} \quad (1.3.4)$$

$$P_{K \max \text{ расч}} = \frac{10.8^2}{4\pi^2 \cdot 4} = 2.32(Bm)$$

По полученным значениям E_K , $I_{K \max \text{ расч}}$, $P_{K \max \text{ расч}}$ и заданному в техническом задании f_g выбирается тип оконечных транзисторов VT3 и VT4 так, чтобы максимально допустимые значения параметров транзисторов превышали расчетные, то есть:

$$U_{KЭ \max} > E_K \quad (1.3.5)$$

$$P_{K \max} > P_{K \max \text{ расч}} \quad (1.3.6)$$

$$I_{K \max} > I_{K \max \text{ расч}} \quad (1.3.7)$$

$$f_{h21Э} \geq 2f_g \quad (1.3.8)$$

Данным условиям удовлетворяют транзисторы КТ825 и КТ827 [5]:

$$100B > 10.8B$$

$$125Bm > 2.32Bm$$

$$20A > 1.35A$$

$$4MГц \geq 15кГц$$

Максимальное значение тока предоконечных транзисторов определяется по формуле (1.3.9):

$$I_{K \max \text{ расч.пред}} = \frac{I_{K \max \text{ расч}}}{h_{21Э \min}}, \quad (1.3.9)$$

где $I_{K \max \text{ расч}}$ - максимальное значение коллекторного тока оконечных транзисторов;

$h_{21Э \min}$ - минимальное значение коэффициента передачи тока оконечных транзисторов.

$$I_{K \max \text{ расч.пред}} = \frac{1.35}{750} = 1.8 \cdot 10^{-3} (A)$$

Максимальная мощность, рассеиваемая коллекторным переходом каждого из предоконечных транзисторов определяется по формуле (1.3.10):

$$P_{K \max \text{ расч.пред}} = \frac{P_{K \max \text{ расч}}}{h_{21Э \min} \left(1 - \frac{0.9}{R_2 I_{K \max \text{ расч.пред}}}\right)} \quad (1.3.10)$$

$$P_{K \max \text{ расч.пред}} = \frac{2.32}{750 \cdot \left(1 - \frac{0.9}{1000 \cdot 0.0018}\right)} = 6 \cdot 10^{-3} (Вт)$$

По полученным значениям E_K , $I_{K \max \text{ расч}}$, $P_{K \max \text{ расч}}$ и заданному в техническом задании f_g выбирается тип оконечных транзисторов VT3 и VT4 так, чтобы максимально допустимые значения параметров транзисторов превышали расчетные, то есть:

$$U_{KЭ \max .пред} > E_K \quad (1.3.11)$$

$$P_{K \max .пред} > P_{K \max \text{ расч.пред}} \quad (1.3.12)$$

$$I_{K \max .пред} > I_{K \max \text{ расч.пред}} \quad (1.3.13)$$

$$f_{h21Э.пред} \geq 5f_g \quad (1.3.14)$$

Данным условиям удовлетворяют транзисторы КТ825 и КТ827 [5]:

$$125 > 10.8$$

$$125 Вт > 6 \cdot 10^{-3} Вт$$

$$20 А > 1.8 \cdot 10^{-3} А$$

$$4 МГц \geq 75 кГц$$

Емкость разделительного конденсатора С5 находится по формуле (1.3.15):

$$C5 \geq \frac{1}{\pi f_n R_n}, \quad (1.3.15)$$

где f_n – нижняя граничная частота;

$$C5 \geq \frac{1}{\pi \cdot 20 \cdot 4} \approx 3900(\text{мкФ})$$

Номинальное значение емкости разделительного конденсатора $C5$ выбрано равным 4000 мкФ, в соответствии с ГОСТ 10318-80.

Значения сопротивлений резисторов $R7$ и $R8$ выбраны равными 100 Ом и будут уточняться при моделировании схемы на ЭВМ.

Частотные искажения каскада в области низких и высоких частот рассчитываются по формулам (1.3.16) и (1.3.17) соответственно:

$$M_{н.расч.1} = \sqrt{1 + \left(\frac{1}{2\pi f_n R_n C5} \right)^2} \quad (1.3.16)$$

$$M_{в.расч.1} = \sqrt{1 + \left(\frac{f_в}{f_{h21Э}} \right)^2}, \quad (1.3.17)$$

где $f_в$ – верхняя граничная частота.

$$M_{н.расч.1} = \sqrt{1 + \left(\frac{1}{2\pi \cdot 20 \cdot 4 \cdot 3900 \cdot 10^{-6}} \right)^2} = 1,06(\text{дБ})$$

$$M_{в.расч.1} = \sqrt{1 + \left(\frac{15000}{4 \cdot 10^6} \right)^2} = 1(\text{дБ})$$

Входной ток двухтактного безтрансформаторного каскада рассчитывается по формуле (1.3.18):

$$I_{вх} = \frac{I_{K \max \text{ расч.пред}}}{h_{21Э \min}}, \quad (1.3.18)$$

где $I_{K \max \text{ расч.пред}}$ - максимальное значение тока предоконечных транзисторов.

$$I_{ex} = \frac{1.8 \cdot 10^{-3}}{750} = 2.4(\mu A) \approx 0,01 mA$$

Ток делителя R4-R5-R6 определяется из соотношения (1.3.19):

$$I_{\partial} = (5...10)I_{ex} \quad (1.3.19)$$

$$I_{\partial} = 0,1 mA$$

Значение сопротивления резистора R5 определяется по формуле (1.3.20):

$$R5 = \frac{U_{R5}}{I_{\partial}} = \frac{U_{БЭ1} + U_{БЭ2} + U_{БЭ3}}{I_{\partial}}, \quad (1.3.20)$$

где I_{∂} – ток делителя R4-R5-R6;

$U_{БЭ1}$, $U_{БЭ2}$, $U_{БЭ3}$, - напряжения смещения на эмиттерных переходах соответствующих транзисторов, определяемые по входным характеристикам.

$$R5 = \frac{1B + 1B + 0,8B}{10^{-4} A} = 28 k\Omega$$

Для обеспечения минимальных нелинейных искажений напряжения смещения на коллекторных переходах VT1 и VT2 должны быть равны, так как параметры $h_{21Э}$ и $I_{КБ0}$ этих транзисторов одинаковы. То есть

$$U_{R4} + U_{R5} + U_{R6} = E_K \quad (1.3.21)$$

$$U_{КЭ} + U_{R5} + (U_{КЭ} + U_{R8}) = E_K \quad (1.3.22)$$

$$2U_{КЭ} + U_{R5} + I_{K \max \text{ расч.пред}} \cdot R8 = E_K \quad (1.3.23)$$

Таким образом, напряжение смещения на коллекторном переходе любого из транзисторов VT1 или VT2 определяется по формуле (1.3.24):

$$U_{КЭ} = \frac{E_K - I_{K \max \text{ расч.пред}} \cdot R8 - U_{R5}}{2}, \quad (1.3.24)$$

где U_{R5} - падение напряжения на резисторе R5.

$$U_{KЭ} = U_{R4} = \frac{11 - 1.8 \cdot 10^{-3} \cdot 100 - 2,8}{2} = 4.01(B)$$

Сопротивления R4 и R6 рассчитываются по формулам (1.3.25) и (1.3.26) соответственно:

$$R4 = \frac{U_{KЭ}}{I_{\delta}} \quad (1.3.25)$$

$$R4 = \frac{4.01}{10^{-4}} = 40.1(кОм)$$

$$R6 = \frac{U_{KЭ} + U_{R8}}{I_{\delta}} = \frac{U_{KЭ} + I_{K \max \text{ расч.пред}} \cdot R8}{I_{\delta}} \quad (1.3.26)$$

$$R6 = \frac{4.01 + 1.8 \cdot 10^{-3} \cdot 100}{10^{-4}} = 41,9(кОм)$$

Расчетные значения сопротивлений R4 и R6 приблизительно равны. Ближайшее номинальное значение по ГОСТ 10318-80 равно 50 кОм.

Емкость конденсатора C4 находится по формуле (1.3.27):

$$C4 = \frac{1}{2\pi \cdot f_n \cdot 0,1 \cdot R5}, \quad (1.3.27)$$

где f_n - нижняя граничная частота УНЧ.

$$C4 = \frac{1}{2\pi \cdot 20 \cdot 0,1 \cdot 28 \cdot 10^3} = 2.8(мкФ)$$

Ближайшее номинальное значение емкости C4 по ГОСТ 10318-80 равно 3 мкФ.

Входное сопротивление двухтактного выходного каскада определяется по формуле (1.3.28):

$$R_{ex} = \frac{U_{ex}}{I_{ex}} = \frac{U_{R5} + U_{R6}}{I_{ex}} = \frac{I_{\delta}(R5 + R6)}{I_{ex}} \quad (1.3.28)$$

$$R_{\text{ex}} = \frac{10^{-4} \cdot (28 + 41.9) \cdot 10^3}{10^{-5}} = 699 \cdot 10^3 (\text{Ом})$$

Значение сопротивления резистора R3 рассчитывается [1] по формуле (1.3.29):

$$R3 = \frac{R_{\text{ex}} \cdot R_{\text{н. min}}}{R_{\text{ex}} - R_{\text{н. min}}} \quad (1.3.29)$$

где R_{ex} - входное сопротивление двухтактного оконечного каскада;

$R_{\text{н. min}}$ - оптимальное значение сопротивления нагрузки ОУ

$$R3 = \frac{699 \cdot 10^3 \cdot 2 \cdot 10^3}{699 \cdot 10^3 - 2 \cdot 10^3} = 2 \cdot 10^3 (\text{Ом})$$

Такое значение сопротивления R3 обусловлено необходимостью обеспечения требуемого входного сопротивления выходного двухтактного каскада, чтобы $R3 \parallel R_{\text{вх}} = R_{\text{н. min}}$.

Значение емкости конденсатора C3 определяется [1] по формуле (1.3.30):

$$C3 = \frac{1}{(R_{\text{эк}} + R_{\text{н. min}}) 2\pi \cdot f_{\text{н}} \cdot \sqrt{M_{\text{н}}^2 - 1}} = \frac{1}{2R_{\text{н. min}} \cdot 2\pi \cdot f_{\text{н}} \cdot \sqrt{M_{\text{н}}^2 - 1}}, \quad (1.3.30)$$

где $R_{\text{эк}} = R3 \parallel R_{\text{ex}}$;

$f_{\text{н}}$ - нижняя граничная частота;

$M_{\text{н}}$ - коэффициент частотных искажений (задаем $M_{\text{н}} = 1,01$ дБ);

$R_{\text{н. min}}$ - оптимальное значение сопротивления нагрузки ОУ.

$$C3 = \frac{1}{2 \cdot 2 \cdot 10^3 \cdot 2\pi \cdot 20 \cdot \sqrt{1,01^2 - 1}} = 0.875 (\text{мкФ})$$

Ближайшее номинальное значение емкости C4 по ГОСТ 10318-80 равно 3,6 мкФ.

Коэффициент передачи RC-цепи связи вычисляется [1] по формуле (1.3.31):

$$K_U(j\omega) = \frac{R_{\text{эк}}}{R_{\text{эк}} + R_{\text{н.мин}} + \frac{1}{j\omega \cdot C3}} = \frac{R_{\text{н.мин}}}{2R_{\text{н.мин}} + \frac{1}{j\omega \cdot C3}} \quad (1.3.31)$$

Коэффициент передачи RC-цепи связи на нижней граничной частоте вычисляется по формуле (1.3.32):

$$K_U(f_n) = \frac{R_{\text{н.мин}}}{\sqrt{4R_{\text{н.мин}}^2 + \left(\frac{1}{2\pi \cdot f_n \cdot C3}\right)^2}} \quad (1.3.32)$$

$$K_U(f_n) = \frac{2 \cdot 10^3}{\sqrt{4(2 \cdot 10^3)^2 + \left(\frac{1}{2\pi \cdot 20 \cdot 3,6 \cdot 10^{-6}}\right)^2}} = 0,124$$

Таким образом, напряжение на входе RC-цепи связи будет определяться выражением (1.3.33):

$$U_{\text{вхRC}} = \frac{U_{\text{вх}}}{K_U(f_n)} = \frac{I_o(R5 + R6)}{K_U(f_n)} \quad (1.3.33)$$

$$U_{\text{вхRC}} = \frac{10^{-4} \cdot (28 + 41,9) \cdot 10^3}{0,124} \approx 56(B)$$

Для обеспечения согласования инвертирующего усилителя на ОУ и источника сигнала необходимо, чтобы сопротивление входа усилителя и источника сигнала были равны. Так как $R_{\text{вхOC}} = R1$, [2] то справедливо $R1 = R_2 = 20$ Ом.

Так как $R1 = R_2$, то напряжение на входе усилителя определяется по формуле (1.3.34):

$$U_{\text{вх}} = \frac{E_2}{2} \quad (1.3.34)$$

$$U_{\text{ex}} = \frac{20}{2} = 10(\text{мВ})$$

Требуемый коэффициент усиления инвертирующего усилителя на ОУ рассчитывается [2] по формуле (1.3.35):

$$K_{oc} = -\frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = -\frac{U_{\text{ex}RC}}{U_{\text{ex}}} \quad (1.3.35)$$

$$K_{oc} = -\frac{56}{10 \cdot 10^{-3}} = -5600$$

Значение сопротивления резистора R2 рассчитывается [2] по формуле (1.3.36):

$$R2 = -R1 \cdot K_{oc} \quad (1.3.36)$$

$$R2 = 20 \cdot 5600 = 112 \cdot 10^3 (\text{Ом})$$

Ближайшее номинальное значение сопротивления по ГОСТ 10318-80 равно 110 кОм.

Значение емкости конденсатора C1 принято равным 1 мкФ и будет уточняться при моделировании схемы на ЭВМ.

Номинальное напряжение всех конденсаторов схемы определяется из условия, что $U_{\text{ном}} = 2E_k$. То есть все конденсаторы берутся с номинальным напряжением не менее 22 В.

5. Расчёт параметров УПЧ на биполярном транзисторе

Схема транзисторного УПЧ

Упрощенная схема каскада, выполненного на биполярном транзисторе типа р-п-р, включенного по схеме ОЭ, приведена на рисунке 1. На схеме обозначены: R₁, R₂ - резисторы входного делителя, обеспечивающего нужное смещение на базе

транзистора, R_k , R_3 - соответственно коллекторный и эмиттерный ограничивающие резисторы, R_H - сопротивление нагрузки. В простейшем случае резисторы R_2 и R_3 могут отсутствовать ($R_2 = \infty$, $R_3 = 0$), R_r - внутреннее сопротивление источника сигнала (генератора). $C_{вх}$, C_p - разделительные конденсаторы. Резистор R_3 и конденсатор C_3 образуют цепь отрицательной обратной связи по току эмиттера. Полагаем, что на вход (на базу транзистора) относительно общей точки подаётся синусоидальный входной сигнал с такой амплитудой, чтобы каскад работал в квазилинейном режиме и на нагрузке выделялся усиленный синусоидальный сигнал. Это обеспечивается соответствующим выбором положения рабочей точки на характеристиках транзистора.

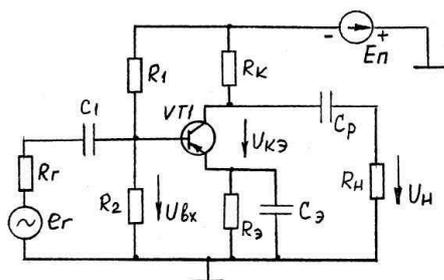


Рисунок 1 - Схема каскада усилителя низкой частоты на биполярном транзисторе

Выбор биполярного транзистора

В исходных данных указаны ток и мощность нагрузки, по которым следует определить конкретный тип и марку транзистора из следующих соображений:

- а) Допустимое напряжение между коллектором и эмиттером выбирается на (10-30)% больше напряжения источника питания

$$U_{кэ.доп} \geq (1,1 \div 1,3)E_n,$$

$$1,3E_n = 7,8В,$$

где $U_{кэ.доп}$ - допустимое напряжение по условиям пробоя р-п-перехода.

б) Максимальный (допустимый) ток коллектора должен быть в (1,5÷2) раза больше тока нагрузки

$$I_{к.доп.} \geq 2I_{нм}$$

где $I_{нм} = \frac{U_{вых.м}}{R_n} = \frac{3}{400} = 7,5$ мА - амплитуда тока нагрузки;

$I_{к.доп.}$ - допустимое (по условиям нагрева) значение тока коллектора.

В общем случае нужно учитывать значение температуры окружающей среды, в зависимости от которой значение допустимого тока изменяется. В данном расчете предполагается «нормальная» температура окружающей среды + (25÷27)°С.

Вышеперечисленным требованиям удовлетворяет транзистор МП25А. Он имеет следующие параметры:

$$U_{кэм} = 40В, I_{км}=80мА, P_{км}=0,2Вт, \beta = 20 - 50 \text{ (В расчётах } \beta = 25),$$

$$h_{22} = 3,5мкСм, h_{11} = 150Ом, F_n = 140Гц.$$

Его входные и выходные характеристики изображены на рисунке 3.

Выбор положения рабочей точки

Расчет параметров графоаналитическим способом основан на использовании нелинейных статических характеристик. В первую очередь на семействе выходных характеристик изобразим кривую ограничения режима работы транзистора по мощности $P_{кт}$. Она строится согласно уравнению $P_{км} = U_{кэ} I_{к}$. Задаваясь значениями $U_{кэ}$, находим $I_{к}$ по заданному (паспортному) значению $P_{к}$.

Таблица 1

Uкэ, В	4	8	10	16	20
Iк, мА	50	25	20	12,5	10

Далее на семействе выходных характеристик (рисунок 3) проводим нагрузочную линию, используя уравнение для коллекторной цепи

$$I_k = \frac{(E_n - U_{кэ})}{(R_n + R_э)}$$

Полагая $U_{кэ} = 0$ В, получим

$$I_k = \frac{E_n}{R_{общ}}$$

где $R_{общ} = R_k + R_э$ - суммарное сопротивление в выходной цепи транзистора.

Полагая $I_k = 0$, имеем $U_{кэ} = E_n = 6$ В.

Так как $R_{общ}$ пока неизвестно, используем две точки (рисунок 3) : точку А с координатой $(E_n, 0)$ и выбранную по некоторым соображениям точку Р.

Положение точки Р нужно выбрать из следующих соображений:

а) точке Р соответствует значение тока $I_{кр} \geq 1,2I_{им} \geq 13,4$ мА и значение напряжения $U_{кэр} \geq (U_{вых.} + U_{ост}) = 3 + 1 = 4$ В,

где $I_{кр}$ - постоянная составляющая тока коллектора;

$I_{им}$ - амплитуда переменной составляющей тока коллектора (тока нагрузки);

$U_{кэр}$ - постоянная составляющая напряжения коллектор-эмиттер.

$U_{ост}$ маломощных транзисторов принимается ориентировочно равным 1В.

б) точка Р должна располагаться в области значений токов и напряжений, не попадающих в верхнюю область, ограниченную кривой $P_{км}$ (рисунок 3).

Определив координаты точки Р проводим на семействах выходных характеристик нагрузочную прямую АРD (рисунок 3) и определяем значение тока

базы $I_{бр}$, соответствующее выбранному значению тока коллектора $I_{кр}$: $I_{бр} = 0,6$ мА. По значению тока базы $I_{бр}$ определяем положение точки P_1 на входной характеристике (рисунок 4).

Определяем значения токов $I_{км}$ и $I_{к.мин}$:

$$I_{км} = I_{кр} + I_{им} = 15 + 7,5 = 22,5 \text{ мА},$$

$$I_{к.мин} = I_{кр} - I_{им} = 15 - 7,5 = 7,5 \text{ мА},$$

где $I_{им}$ - амплитуда переменной (синусоидальной) составляющей тока нагрузки.

Откладывая по оси токов значения $I_{км}$, $I_{к.мин}$ находим на нагрузочной линии точки В и С, которым соответствуют значения токов базы $I_{бм} = 0,9$ мА, $I_{б.мин} = 0,3$ мА и значения напряжений $U_{кэм} = 5,2$ В, $U_{кэ.мин} = 3,4$ В. Амплитуду синусоидальной составляющей напряжения коллектор-эмиттер находим из соотношения:

$$U_{им} = \frac{U_{кэм} - U_{кэ.мин}}{2} = \frac{5,2 - 3,4}{2} = 0,9 \text{ В}.$$

1.4 Расчет параметров элементов схемы

1. Определяем значения сопротивлений R_k и $R_э$.

$$R_{общ} = R_k + R_э = \frac{E_n}{I_{кэ}} = 0,12 \text{ кОм},$$

где $I_{кэ}$ - ток, определяемый по точке пересечения прямой АР с осью токов (точка D на рисунке 3).

Принимая $R_э = (0,1 \div 0,15)R_k$, находим

$$R_k = \frac{E_n}{I_{кэ} \cdot (1,1 \div 1,15)} = \frac{6}{0,05 \cdot 1,15} = 104,3 \text{ Ом},$$

$$R_э = R_{общ} - R_k = 15,7 \text{ Ом}.$$

2. Находим сопротивления резисторов R_1 , R_2 . С целью уменьшения влияния делителя напряжения $R_1 R_2$ на входной сигнал обычно выбирают

$$\frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \geq 10R_{\text{вх}}$$

где $R_{\text{вх}}$ - входное сопротивление по переменному току

$$R_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вхм}}}{I_{\text{вхм}}} = \frac{0,011}{0,0009} = 12,2 \text{ Ом.}$$

Значения $U_{\text{вхм}}$ и $I_{\text{вхм}}$ определяются по входной характеристике (рисунок 4):

Значение сопротивления резистора R_1 можно определить из соотношения

$$R_1 = \frac{E_n \cdot 10 \cdot R_{\text{вх}}}{R_3 \cdot I_{\text{кр}}} = \frac{6 \cdot 10 \cdot 12,2}{15,7 \cdot 0,015} = 3,1 \text{ кОм,}$$

полученного из уравнения напряжений для контура цепи: общая точка – R_3 - эмиттерный переход – R_2 - общая точка в предположении, что $U_{\text{эб}} \ll E_n$, а

$\frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = 10R_{\text{вх}}$. Из последнего соотношения можно находим значение сопротивления резистора $R_2=127 \text{ Ом}$.

3. Определяем емкость конденсаторов C_p и C_3 :

$$C_p \geq \frac{1}{2\pi f_n (R_k + R_n) \cdot \sqrt{M^2 - 1}} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 140 \cdot (104,3 + 400) \cdot \sqrt{1,2^2 - 1}} = 3,4 \text{ мкФ,}$$

$$C_3 = \frac{10}{2\pi f_n \cdot R_3} = \frac{10}{2 \cdot 3,14 \cdot 140 \cdot 15,7} = 725 \text{ мкФ,}$$

где: f_n - нижняя частота полосы пропускания, Гц;

M_n - коэффициент частотных искажений а области низких частот (принимаем $M_n=1,2$ для упрощения).

Расчет параметров усилительного каскада на биполярном транзисторе

Используя графики входной и выходных характеристик, можно найти параметры усилительного каскада:

а) Коэффициент усиления по напряжению

$$K_U = \frac{U_{нм}}{U_{вхм}} = \frac{3}{0,011} = 272,7 \text{ раз; } K_{U,дб} = 20 \lg K_U = 48,7 \text{ дБ.}$$

б) Коэффициент усиления по току

$$K_i = \frac{I_{нм}}{I_{вхм}} = \frac{0,0075}{0,0009} = 8,33 \text{ раз; } K_{i,дб} = 20 \lg K_i = 18,41 \text{ дБ.}$$

в) Коэффициент полезного действия (КПД):

$$\eta \approx \frac{P_n}{(R_n + R_p)} = \frac{0,1725}{0,1725 + 0,063} = 0,732 = 73,2\%,$$

где: P_n - мощность нагрузки максимальная (выходная);

P_p - мощность источника, затраченная на обеспечение режима работы

Мощность переменного тока нагрузки

$$P_n = 0,5 U_{нм} \cdot I_{нм} = 0,5 \cdot 3 \cdot 0,0015 = 172,5 \text{ мВт.}$$

Мощность, затрачиваемая источником питания на обеспечение режима работы определяется по координатам точки Р (см. рисунок 3)

$$P_p = U_{кэр} \cdot I_{кр} = 4,2 \cdot 0,015 = 63 \text{ мВт.}$$

г) Мощность генератора входного синусоидального сигнала

$$P_{вх} = 0,5 I_{бм} \cdot U_{бэм} = 0,5 \cdot 0,0009 \cdot 0,18 = 81 \text{ мкВт.}$$

д) Коэффициент усиления по мощности

$$K_p = \frac{P_n}{P_{вх}} = \frac{0,1725}{0,000081} = 2129 \text{ раз; } K_{p,дб} = 10 \lg K_p = 33,282 \text{ дБ.}$$

6. Аналитический расчёт параметров усилительного каскада на полевом транзисторе

Схема усилительного каскада на полевом транзисторе с управляющими р-n-переходом и каналом р-типа показана на рисунке 5. Транзистор включён по схеме с общим истоком.

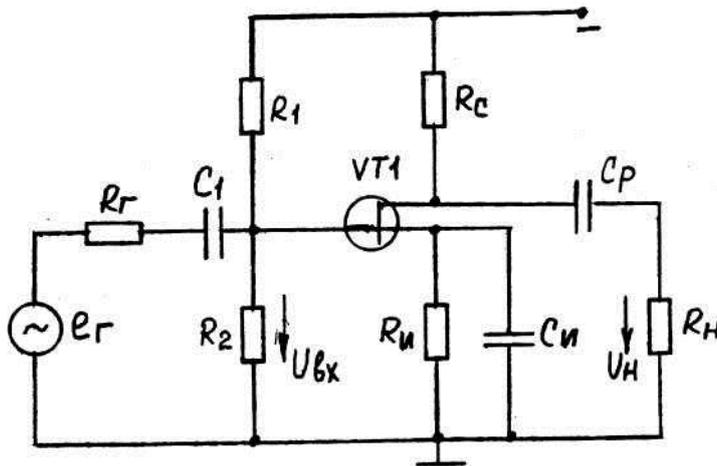


Рис. 5. Схема усилительного каскада на полевом транзисторе.

В расчёте используем упрощённую схему замещения транзистора, показанную на рисунке 5, где обозначены:

g_{11} - входная проводимость, См;

$g_{12}U_2$ - входной ток, обусловленный влиянием выходной цепи на входную;

g_{12} - проводимость передачи напряжения;

$g_{21} \cdot U_1$ - выходной ток, обусловленный проводимостью передачи тока g_{21} ;

g_{22} - выходная проводимость транзистора, См.

Схема замещения усилительного каскада показана на рисунке 6. В целях упрощения в схеме отсутствует проводимость g_{11} и источник $g_{12}U_2$ ввиду их незначительной величины. Сопротивления резисторов $R_{з1}$ и $R_{и1}$ определяется из соотношений:

$$R_{з1} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = \frac{500 \cdot 57}{500 + 57} = 51,167 \text{ кОм,}$$

$$R_{H1} = \frac{R_c \cdot R_H}{R_c + R_H} = \frac{3,7 \cdot 10}{3,7 + 10} = 2,7 \text{ кОм.}$$

где: $R_{з1}$ - эквивалентное сопротивление цепи затвора;

R_{H1} - эквивалентное сопротивление выходной цепи.

Коэффициент усиления по напряжению определяется по выражению

$$K_U = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{U_2}{U_1} = \frac{g_{21} \cdot R_{H1}}{1 + g_{22} R_{H1}} = \frac{4,7 \cdot 10^{-3} \cdot 2700}{1 + 35 \cdot 10^{-6} \cdot 2700} = 11,594 \text{ раз}$$

Коэффициент усиления по току

$$K_i = \frac{i_{\text{вых}}}{i_{\text{вх}}} = \frac{\frac{U_{\text{вых}}}{R_H}}{\frac{U_{\text{вх}}}{R_{з1}}} = K_U \cdot \frac{R_{з1}}{R_H} = 11,594 \cdot \frac{51167}{10000} = 59,323 \text{ раз}$$

Коэффициент усиления по мощности

$$K_p = K_U \cdot K_i = 11,594 \cdot 59,323 = 687,791 \text{ раз.}$$

Входное сопротивление каскада

$$R_{\text{вх}} = R_{з1} = 51,167 \text{ кОм.}$$

Выходное сопротивление каскада

$$R_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{хх}}}{I_{\text{кз}}} = \frac{R_c}{1 + g_{22} R_c} = \frac{3700}{1 + 35 \cdot 10^{-6} \cdot 3700} = 3276 \text{ Ом,}$$

где: $U_{\text{хх}}$ - напряжение на выходе при разрыве цепи нагрузки (холостой ход);

$I_{\text{кз}}$ - ток на выходе при коротком замыкании выводов нагрузки.

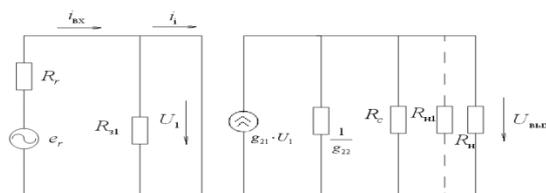


Рис. 6. Упрощённая схема замещения усилительного каскада на полевом транзисторе

7. Расчетная часть (генератор)

Транзисторный блокинг-генератор может быть использован как генератор импульсов почти прямоугольной формы сравнительно большой мощности, как делитель частоты следования импульсов и как формирователь импульсов, имеющих небольшую (2 - 5) скважность.

Выбираем схему блокинг-генератора на транзисторе с общим эмиттером, имеющим сравнительно низкую стабильность частоты колебаний, обеспечивающим получение импульсов с меньшей длительностью фронта и с плоской вершиной.

Базовое сопротивление R_B с целью повышения стабильности периода колебаний T целесообразно включать между базой транзистора и отрицательным полюсом коллекторной батареи.

Выбираем коэффициент трансформации, от которого зависит емкость хранирующего конденсатора, разрядное сопротивление, максимальное напряжение на конденсаторе и длительность фронта импульса.

При получении импульсов с большой крутизной фронта коэффициент трансформации желательно выбирать оптимальным: для блокинг-генератора с общим эмиттером $q=3\div 5$. Выбираем коэффициент трансформации равным 3. После выбора коэффициента трансформации выбираем трансформатор. При этом следует иметь в виду, что чем меньше индуктивность намагничивания L_m , тем большей будет емкость и тем большей будет стабильность частоты следования импульсов. Выбираем импульсный трансформатор типа ГХО.472.007 ТУ, количество витков коллекторной, эмиттерной и нагрузочной обмоток которого относится как 3:1:3

Разработка и расчет принципиальной схемы

Для выбранного трансформатора выполняется условие

$$\tau_L = \frac{L_m (R'_H + R_K)}{R'_H R_K} \gg \tau_\beta \quad (1.1)$$

Выбираем тип транзистора и напряжение источника питания E_K . Транзистор должен обеспечить требуемую длительность импульса и иметь допустимое напряжение на коллекторе

$$E_{K, \text{доп}} = (1.1 \div 1.2) U_m = E_K = 10 \cdot 1.2 = 12 \quad (1.2)$$

Выбираем величину ограничительного коллекторного и эмиттерного сопротивлений. Эти сопротивления облегчают тепловой режим работы транзистора и стабилизируют длительность импульса. При малых ограничительных сопротивлениях на длительность и период следования импульсов значительно влияют параметры транзистора. Базовое и эмиттерное ограничивающие сопротивления обычно имеют величину 10 – 30 Ом, а коллекторное – до 100 Ом. Выбираем $R_6 = 30$ Ом, $R_K = 80$ Ом.

Тогда в соответствии с формулами [1], имеем

$$r = q^2 (r_6 + r_2 + R_2) = q^2 \cdot R_2 = 9 \cdot 30 = 270 \text{ Ом}; \quad (1.3)$$

$$R'_H = R_H \cdot q^2 = 150 \cdot 9 = 1350; \quad (1.4)$$

Общее сопротивление коллекторной цепи при насыщенном транзисторе и ограничительном коллекторном резисторе $R_1 = 0$ полагаем равным

$$R_K = r_1 + r_k + R_1 \approx R_1 = 85 \text{ Ом}; \quad (1.5)$$

После выбора транзистора по заданным длительности импульса и

длительности его фронта величина $\frac{t_H}{\tau_\beta}$ становится известной, где τ_β - время

жизни не основных носителей ($\tau_\beta = 5 \cdot 10^{-6}$). После определения ограничительных сопротивлений r и R_K коэффициента q , а также индуктивности L_m первичной обмотки трансформатора (выбираем $L_m = 2$ мГн для импульсного трансформатора из 7-го ряда), левая и правая части выражения

$$\frac{1 - e^{-\frac{t_H}{\tau} \cdot (\frac{\tau_\beta}{\tau} - 1)}}{(\frac{\tau_\beta}{\tau} - 1)(e^{\frac{t_H}{\tau_\beta}} - 1)} = \frac{R'_n \cdot r + R'_n \cdot R_k + R_k \cdot r}{q\beta_{cp} R'_n (R'_n + R_k)} \cdot (1 - e^{-\frac{t_H}{\tau_\beta}}) + \frac{\tau}{\tau_L} \quad (1.6)$$

оказываются функциями только величины τ .

Для облегчения решения трансцендентного относительно величины t_H уравнения (1.6) перепишем последнее следующим образом:

$$\xi\left(\frac{\tau_\beta}{\tau}\right) = A_1 + \frac{A_2}{\frac{\tau_\beta}{\tau}}, \quad (1.7)$$

где

$$\xi\left(\frac{\tau_\beta}{\tau}\right) = \frac{1 - e^{-\frac{t_H}{\tau} \cdot (\frac{\tau_\beta}{\tau} - 1)}}{(\frac{\tau_\beta}{\tau} - 1)(e^{\frac{t_H}{\tau_\beta}} - 1)}, \quad (1.8)$$

$$A_1 = \frac{R'_n \cdot r + R'_n \cdot R_k + R_k \cdot r}{q\beta_{cp} R'_n (R'_n + R_k)} \cdot \frac{1}{1 - e^{-\frac{t_H}{\tau_\beta}}} = 0.0043 \quad (1.9)$$

где $\beta_{cp} = 20$, что составляет 70-80% от β (β - коэффициент усиления тока базы)

$$A_2 = \frac{\tau_\beta}{\tau_L}, \quad (1.10)$$

Находим τ_L :

$$\tau_L = \frac{2 \cdot 10^{-3} (1350 + 85)}{1350 \cdot 85} = 25 \cdot 10^{-6},$$

По графику зависимости $\xi\left(\frac{\tau_\beta}{\tau}\right)$ по известной величине $\frac{\tau_H}{\tau_\beta}$ находим $\frac{\tau_\beta}{\tau} = 0.9$, тогда $\tau = 5.6 \cdot 10^{-6}$

По формуле

$$\tau = C \left(r + \frac{R'_n R_k}{R'_n + R_k} \right) = \frac{C_B}{q^2} \left(r + \frac{R'_n R_k}{R'_n + R_k} \right),$$

при $R=80$ Ом определяем

$$C_B = \frac{5.6 \cdot 10^{-6} \cdot 9}{350} = 0.144 \cdot \text{мкФ}$$

Сопротивление R_6 необходимо рассчитать так, чтобы к моменту прихода очередного запускающего импульса конденсатор успевал разрядиться. Для этого необходимо выполнить условие

$$(4 \div 5) C_B R_B \leq T - t_{II} \approx T$$

$$R_B = \frac{T - t_{II}}{5 C_B} = \frac{20 \cdot 10^{-3}}{5 \cdot 0.144 \cdot 10^{-6}} = 28 \cdot \text{кОм}$$

Напряжение базовой батареи при этом определяется по формуле

$$E_B \geq R_B \cdot I_{K0 \max},$$

$$E_B = 28 \cdot 10^3 \cdot 0.5 \cdot 10^{-3} = 14 \text{ В}$$

Заключение

Как показали расчеты и анализ работы смоделированной схемы, спроектированный усилитель низкой частоты удовлетворяет требованиям технического задания. Такие параметры усилителя, как коэффициент нелинейных искажений, коэффициент полезного действия, напряжение шумов, а также некоторые другие параметры и характеристики в данном курсовом проекте не рассчитывались ввиду отсутствия соответствующих требований в техническом задании.

Как показали расчеты и анализ работы смоделированной схемы, спроектированный блокинг-генератор удовлетворяет требованиям технического задания. Такие параметры блокинг-генератора, как коэффициент нелинейных искажений, коэффициент полезного действия, напряжение шумов, а также некоторые другие параметры и характеристики в данном курсовом проекте не рассчитывались ввиду отсутствия соответствующих требований в техническом задании.

Список использованной литературы

1. Гусев В.Г., Гусев Ю.М. Электроника. – М.: «Высшая школа», 1991. – 617с.
2. Кофлин Р., Дрискол Ф. Операционные усилители. – М.: «Мир», 1979. – 356с.
3. Электронные схемы на операционных усилителях: Справочник / Щербаков В.И., Грездов Г.И. – Киев.: «Техніка», 1983. – 206с.
4. Нестеренко Б.К. Интегральные операционные усилители: Справочное пособие по применению. – М.: Энергоиздат, 1982. – 124с.
5. Гершунский Б.С. Справочник по расчету электронных схем – Киев.: «Вища школа», 1983 – 237с.
6. Справочник радиолюбителя-конструктора . – 3-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1984. – 560 с.
7. Методические указания к курсовому проектированию по дисциплине «Устройства формирования сигналов» / Л.И. Булатов, Б.В. Гусев. Екатеринбург: Изд-во УГТУ, 1998, 35 с.
8. Методические указания к курсовому проектированию по дисциплине «Устройства формирования радиосигналов» / Л.И. Булатов, Б.В. Гусев. Екатеринбург: Изд-во УГТУ, 1998, 30 с.
9. Радиопередающие устройства: Учебник вузов / В.В. Шахгильдян, В.Б. Козырев, А.А. Луховкин и др.; Под ред. В.В. Шахгильдяна. М: Радио и связь, 1990. – 432 с.
10. Проектирования радиопередающих устройств: Учеб. Пособие для вузов / В.В. Шахгильдян, В.А. Власов, А.А. Козырев и др.; Под ред. В.В. Шахгильдяна. М: Радио и связь, 1993, 512 с.
11. Шумилин М.С., Власов В.А., Козырев А.А. Проектирование транзисторных каскадов передатчиков. М: Радио и связь, 1987, 320 с.
12. Ханзел Г.Е. Справочник по расчёту фильтров. США, 1969: Пер. с англ. под ред. Знаменского М.: Сов. Радио, 1974.
13. Справочник по импульсной технике. Под ред.В.Н.Яковлева – Киев:

«Техника», 1970, 656 с.

14. Глебов Б.А. Блокинг-генераторы на транзисторах – Москва:

«Энергия», 1972, 104 с.

15. Бочаров Л.Н. Расчет электронных устройств на транзисторах – Москва:

«Энергия», 1978, 208 с.

16. Полупроводниковые приборы: транзисторы. Справочник / Под общей редакцией Горюнова Н.Н. - М.: Энергоатомиздат, 1985. - 904 с.

17. Жеребцов И.П. Основы электроники. - Л.: Энергоатомиздат, 1989.- 352 с.

18. Опадчий Ю.Ф., Грудкин, О.П., Гуров А.И. Аналоговая и цифровая электроника. - М.: Горячая линия - Телеком, 2002, - 768 с.

19. Малахов В. П. Схемотехника аналоговых устройств О., Астро-Принт 2000г.

20. Расчет электронных схем. Примеры и задачи. /Г.И. Изьюрова М.: Высш. шк., 1987. – 325 с.