

Министерство образования и науки Российской Федерации
Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего профессионального образования
«Тамбовский государственный технический университет»

В.Л. Удовикин

УСТРОЙСТВА ФОРМИРОВАНИЯ, ПРИЁМА И ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

*Утверждено Учёным советом университета
в качестве учебного пособия по курсовому проектированию
для магистрантов, обучающихся по направлениям
210200 «Проектирование и технология электронных средств»,
211000 «Конструирование и технология электронных средств»,
210700 «Инфокоммуникационные технологии и системы связи»*



Тамбов
Издательство ФГБОУ ВПО «ТГТУ»
2013

УДК 621.396.6(075.8)
ББК з884.1я73-5
У313

Р е ц е н з е н т ы:

Кандидат технических наук,
главный конструктор проекта ОАО «ТНИИР «ЭФИР»,
А.В. Воспитанюк

Доктор технических наук, профессор ФГБОУ ВПО «ТГТУ»
С.Н. Данилов

Удовикин, В.Л.

У313 Устройства формирования, приёма и обработки сигналов :
учебное пособие по курсовому проектированию / В.Л. Удовикин. –
Тамбов : Изд-во ФГБОУ ВПО «ТГТУ», 2013. – 80 с. – 100 экз.
ISBN 978-5-8265-1169-5

Рассмотрены основные положения и принципы расчёта устройств формирования, приёма и обработки сигналов систем радиосвязи, даны рекомендации по методике выполнения и оформления курсового проекта.

Предназначено для магистрантов, обучающихся по направлениям 210200 «Проектирование и технология электронных средств», 211000 «Конструирование и технология электронных средств», 210700 «Инфокоммуникационные технологии и системы связи», а также для студентов высших учебных заведений инфокоммуникационных специальностей.

УДК 621.396.6(075.8)
ББК з884.1я73-5

ISBN 978-5-8265-1169-5

© Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего профессионального образования «Тамбовский государственный технический университет» (ФГБОУ ВПО «ТГТУ»), 2013

СПИСОК ОСНОВНЫХ СОКРАЩЕНИЙ И ОБОЗНАЧЕНИЙ

- АД – амплитудный детектор.
АЧХ приёмника – амплитудно-частотная характеристика.
ВАХ – вольтамперная характеристика.
ВЧТ – высокочастотный тракт УПОС (РПУ).
ДПФ – двухконтурный полосовой фильтр.
ЗК – зеркальный канал приёма помех.
КПЕ – конденсатор переменной ёмкости.
ПЧ – преобразователь частоты.
РПУ – радиоприёмное устройство.
СК – соседние каналы приёма помех.
См – смеситель ПЧ.
ТРЧ – тракт радиочастоты (преселектор) УПОС (РПУ).
ТПЧ – тракт промежуточной частоты УПОС (РПУ).
ТЗЧ – тракт звуковой частоты УПОС (РПУ).
УПЧ – усилитель промежуточной частоты.
УПОС – устройство приёма и обработки сигналов.
УРЧ – усилитель радиочастоты.
УФПОС – устройство формирования, приёма и обработки сигналов.
УГФС – устройство генерирования и формирования сигналов (радиопередатчик).
ФСИ – фильтр сосредоточенной избирательности.
ок – одноконтурные каскады усиления сигнала.
 d_3 – эквивалентное затухание контура.
 $d_{кп} = 1/Q_{кп}$ – конструктивное затухание контуров в ТПЧ (индекс «п» – промежуточная частота).
 $d_{эп}$ – эквивалентное затухание контуров в ТПЧ.
 $f_{пр}$ – промежуточная частота.
 f_c – несущая частота сигнала.
 $[f_{min}; f_{max}]$ – диапазон несущих частот f_c сигнала.
 f_d – доплеровское смещение несущей частоты f_c сигнала.
 $[F_{min}, F_{max}]$ – диапазон модулирующих (звуковых) частот.
 K_0, K_{01} – резонансные коэффициенты усиления многокаскадного ТПЧ и одиночного каскада.
 $K_{0уст}$ – коэффициент устойчивого усиления.
 K_n, K_k – коэффициент усиления УРЧ для начала и конца поддиапазона.
 K_d – коэффициент (перекрытия) диапазона.
 M – коэффициент частотных искажений звукового сигнала, дБ.
 M_n – коэффициент частотных искажений звукового сигнала на нижних частотах, дБ.
 M_v – коэффициент частотных искажений звукового сигнала на верхних частотах, дБ.
 N – число одноконтурных (ок) каскадов усиления сигнала.

$N_{\text{пр}}$ – число каскадов преселектора.
 $S_{\text{н}}$ – коэффициент температурной нестабильности транзистора.
 $Q_{\text{эр}}$ – эквивалентная добротность радиочастотных (индекс «р») контуров преселектора.
 $Q_{\text{кп}}$ – конструктивная добротность контуров резонансных (одноконтурных) усилителей промежуточной частоты.
 $Q_{\text{эд}}$ – эквивалентная добротность контуров ДПФ (индекс «д»).
 $V_{\text{р[км/с]}} = V_{\text{рад [км/ч]}}/3600$ – радиальная скорость взаимного перемещения абонентов, км/с.
 θ – угол отсечки.
 $k_{\text{у}} < 1$ – коэффициент устойчивости.
 $k_{\text{ф}}$ – коэффициент фильтрации напряжения промежуточной частоты на выходе детектора.
 n_1, n_2 – коэффициенты включения контура по входу и по выходу.
 $x = 2\Delta f / (d_s f_c)$ – обобщённая расстройка.
 $x_{\text{зк}}$ – обобщённая расстройка зеркального канала.
 y – уровень нормированной АЧХ каскада ($y \leq 1$).
 β – параметр связи между контурами ДПФ.
 $\sigma, \sigma_{\text{п}}$ – избирательность (ослабление помех) в УПОС (РПУ), тракте или каскаде, дБ.
 $\sigma_{\text{гр}} = M_{\text{ТПЧ}}$ – ослабление сигнала на границе полосы пропускания П_г ТПЧ, дБ.
 $\sigma_{\text{п.ок}}$ – избирательность по соседним каналам приёма в ТПЧ, обеспечиваемая одноконтурными (ок) каскадами усиления сигнала, дБ.
 $\sigma_{\text{п.см}}$ – избирательность по соседним каналам приёма в ТПЧ, построенном по смешанной (индекс «см») схеме, состоящей из одноконтурных резонансных усилителей и из каскадов с двухконтурными полосовыми фильтрами (ДПФ).
 $\sigma_{\text{ск}}$ – избирательность УПОС (РПУ) по соседнему каналу, дБ.
 $\sigma_{\text{зк}}$ – избирательность УПОС (РПУ) по зеркальному каналу, дБ.
 $\sigma_{\text{дк}}$ – избирательность, обеспечиваемая каскадами УПЧ с ДПФ.
 $\sigma_{\text{ок}}$ – избирательность, обеспечиваемая одноконтурными (ок) каскадами усиления сигнала, дБ.
 δf – относительная нестабильность частоты.
 $\delta f_{\text{г}}$ – относительная нестабильность частоты гетеродина.
 $\delta f_{\text{н}}$ – относительная нестабильность несущей частоты сигнала.
 $\Delta f = f - f_c$ – абсолютная расстройка.
 $\Pi_{\text{н}}, \Pi_{\text{к}}$ – полоса пропускания УРЧ для начала и конца поддиапазона.
 $\Pi_{\text{т}}$ – требуемая полоса пропускания УПОС (РПУ).
 $\Pi_{\text{с}}$ – ширина спектра радиочастот модулированного сигнала.
 $\Pi_{\text{нс}}$ – запас полосы пропускания, учитывающий нестабильности частоты задающих генераторов (гетеродинов) и неточности настройки приёмника и передатчика.
 Π – коэффициент шума УРЧ.

ВВЕДЕНИЕ

Учебное пособие по курсовому проектированию по дисциплине «Устройства формирования, приёма и обработки сигналов» предназначено для магистрантов, обучающихся по направлению 210200 «Проектирование и технология электронных средств», 211000 «Конструирование и технология электронных средств», 210700 «Инфокоммуникационные технологии и системы связи». Целью курсового проекта является закрепление и углубление знаний по дисциплине, приобретение навыков анализа и расчёта функциональных и принципиальных электрических схем устройств формирования, приёма и обработки сигналов (УФПОС) систем радиосвязи, а также расчёта элементов ручных и автоматических регуляторов и настроек радиоприёмников. В пособии даны рекомендации по методике выполнения и оформления курсового проекта. Предполагается, что выполнение расчётов будет производиться с использованием современных информационных технологий. Применительно к предлагаемым методам расчётов разработан пакет программ в системе MathCAD.

Выполненный курсовой проект состоит из графической части и пояснительной записки к ней, оформляется в бумажном и электронном видах и сдаётся преподавателю на проверку. Правильно выполненная работа допускается к защите. Во время защиты студент должен сделать краткое сообщение по теме и основному содержанию проекта, показать его глубокое понимание и самостоятельность выполнения, ответить на вопросы комиссии (двух-трёх преподавателей кафедры) и присутствующих студентов.

Пояснительная записка выполняется на листах писчей бумаги формата А4 (210 × 297 мм) в соответствии с требованием ГОСТ 2.106–96. Допускается выполнение всех листов пояснительной записки, кроме первого, без рамок и основной надписи и без применения чертёжного шрифта (ГОСТ 7.32–2001). Объём пояснительной записки не должен превышать, как правило, 25 – 30 страниц рукописного текста.

В пояснительную записку необходимо включить:

- титульный лист и задание на курсовой проект;
- аннотацию;
- содержание;
- введение (назначение УФПОС, формулировка задач проектирования с привязкой их к исходным данным, определённым в задании);
- основное содержание, отражающее результаты проектирования;
- заключение с выводами о полноте выполнения задания;
- список использованной литературы;
- приложения (в случае их необходимости);
- ведомость курсового проекта.

Графическая часть курсового проекта состоит из принципиальной и структурной схем устройства, характеристик, указанных в задании на курсовой проект, конструкции отдельного блока или всего устройства (по согласованию с преподавателем).

Все чертежи и схемы выполняются на листах основных форматов (A1 или A2) в соответствии с требованиями ЕСКД.

Пояснительная записка с формулами и расчётами выполняется на одной стороне листа писчей бумаги формата А4 на принтере ПЭВМ. Комбинирование разных способов выполнения и разных шрифтов не допускается. Текст следует располагать на расстоянии не менее 25 мм от левого, 8 мм – от правого и 10 мм – от верхнего и нижнего краёв рамки (ГОСТ 2.105–95). Все страницы нумеруются: номер проставляется в верхнем правом углу или посередине верхней строки страницы. На титульном листе номер не указывается. Содержание пояснительной записки разделяют на разделы, подразделы и при необходимости на пункты. Заголовки разделов должны быть выделены: расстояние между заголовком и последующим текстом должно составлять 10 мм. Разделы пояснительной записки целесообразно начинать на новой странице. Перед расчётами указывается литература, из которой взята методика этих расчётов. Ссылка на литературу (порядковый номер по списку) даётся в квадратных скобках, например: [1, 12].

Пояснительная записка должна иметь опрятный вид без заметных помарок и подчисток. Язык пояснительной записки должен быть кратким, ясным и чётким, со строгим соблюдением правил правописания, без малопотребляемых иностранных и жаргонных слов и сокращений (кроме общепринятых).

В формулах в качестве символов следует применять только обозначения, предусмотренные стандартами. Перед первым применением формулы даётся её пояснение с расшифровкой входящих в неё величин. Повторное её использование допускается без пояснения. Не следует забывать о знаках препинания при написании формул.

Текстовые рисунки (схемы, графики и т.д.) рекомендуется выполнять в одном из графических редакторов ПЭВМ. Допускается их выполнение на той же писчей бумаге или отдельных листах кальки или ватмана формата А4 чёрной тушью, чернилами или простым карандашом. Все рисунки должны иметь сквозную нумерацию в пределах всей пояснительной записки, например: рисунок 1, рисунок 2 и т.д. Надписи к рисункам помещаются под ними, а надписи к таблицам – над ними.

На последней странице пояснительной записки должны обязательно присутствовать дата её представления преподавателю на проверку и подпись студента.

После защиты материалы курсового проекта студент сдаёт на кафедру в электронной форме на DVD или CD диске, а также в бумажной форме «Перечень документов, сдаваемых в архив».

1. ПРЕДВАРИТЕЛЬНЫЙ РАСЧЁТ ВЫСОКОЧАСТОТНОГО ТРАКТА УСТРОЙСТВА ПРИЁМА И ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ (РАДИОПРИЁМНОГО УСТРОЙСТВА)

Целью расчёта является разработка функциональной схемы ВЧТ супергетеродинного радиоприёмного устройства, обеспечивающего требуемую частотную избирательность по неосновным каналам приёма.

ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЬ ВЫПОЛНЕНИЯ РАСЧЁТА

1. Определение исходных данных для расчёта высокочастотного тракта (ВЧТ).
2. Расчёт требуемой полосы пропускания устройства приёма и обработки сигналов (радиоприёмного устройства, РПУ).
3. Распределение частотных искажений по трактам РПУ.
4. Обоснование структурной схемы тракта радиочастоты (ТРЧ, пре-селектора).
5. Расчёт и выбор промежуточной частоты.
6. Обоснование структурной схемы тракта промежуточной частоты (ТПЧ).
7. Составление общей функциональной схемы ВЧТ и оценка выполнения задания с составлением сводной таблицы параметров ВЧТ.

МЕТОДИКА ПРЕДВАРИТЕЛЬНОГО РАСЧЁТА ВЫСОКОЧАСТОТНОГО ТРАКТА РАДИОПРИЁМНОГО УСТРОЙСТВА

1.1. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ИСХОДНЫХ ДАННЫХ ДЛЯ РАСЧЁТА

Исходные данные, выбираемые из задания на курсовой проект:

Параметры	Обозначения	
	в методике	в MathCAD
Диапазон несущих частот f_c сигнала, Гц	f_{\min} f_{\max}	fmin fmax
Избирательность РПУ, дБ: по соседнему каналу по зеркальному каналу	$\sigma_{ск}$ $\sigma_{зк}$	сск сзк
Относительная нестабильность частоты: гетеродина несущей	δf_r δf_n	δfr δfn

Параметры	Обозначения	
	в методике	в MathCAD
Диапазон модулирующих (звуковых) частот, Гц	F_{\min} F_{\max}	Fmin Fmax
Коэффициенты частотных искажений звукового сигнала, дБ:		
на нижних частотах	$M_{\text{Н}}$	MН
на верхних частотах	$M_{\text{В}}$	MВ

1.2. РАСЧЁТ ТРЕБУЕМОЙ ПОЛОСЫ ПРОПУСКАНИЯ РПУ

Требуемая полоса пропускания Π_{T} РПУ рассчитывается по формуле

$$\Pi_{\text{T}} = \Pi_{\text{с}} + 2f_{\text{д}} + \Pi_{\text{нс}}, \quad (1.1)$$

где $\Pi_{\text{с}}$ – ширина спектра радиочастот модулированного сигнала; $f_{\text{д}}$ – доплеровское смещение несущей частоты $f_{\text{с}}$ сигнала; $\Pi_{\text{нс}}$ – запас полосы пропускания, учитывающий нестабильности частоты задающих генераторов (гетеродинов) и неточности настройки приёмника и передатчика.

Предварительно необходимо рассчитать величины составляющих, определяющих требуемую ширину полосы пропускания Π_{T} .

Ширина спектра радиочастот амплитудно-модулированного сигнала

$$\Pi_{\text{с}} = 2F_{\max}. \quad (1.2)$$

Формулы для ширины спектра радиочастот сигналов с другими видами модуляции приводятся в [1, 2].

Доплеровское смещение $f_{\text{д}}$ несущей частоты сигнала при взаимном перемещении абонентов с радиальной скоростью $V_{\text{рад}}$ равно

$$f_{\text{д}} = \frac{2V_{\text{р}}}{c} f_{\max}, \quad (1.3)$$

где $c = 3 \cdot 10^5$ – скорость света, км/с; $V_{\text{р}} [\text{км/с}] = V_{\text{рад}} [\text{км/ч}] / 3600$ – радиальная скорость, км/с.

Запас полосы пропускания $\Pi_{\text{нс}}$ определяется выражением

$$\Pi_{\text{нс}} = 2\sqrt{f_{\max}^2 (\delta f_{\text{Г}}^2 + \delta f_{\text{Н}}^2)}. \quad (1.4)$$

1.3. РАСПРЕДЕЛЕНИЕ ЧАСТОТНЫХ ИСКАЖЕНИЙ ПО ТРАКТАМ РПУ

Результирующая амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) последетекторного тракта УПОС (характеристика верности воспроизведения сообщения), характеризующая частотные искажения звукового сигнала, формируется:

- в области нижних модулирующих частот – трактом звуковой частоты (ТЗЧ), определяющим форму АЧХ в области низкочастотных составляющих спектра модулирующих колебаний и вносящим частотные искажения с уровнем

$$M_{ТЗЧ} = M_n; \quad (1.5)$$

- в области верхних модулирующих частот – высокочастотным трактом (преселектором и трактом промежуточной частоты), определяющим форму АЧХ в области высокочастотных составляющих спектра модулирующих колебаний и вносящим частотные искажения с уровнями

$$M_{ВЧТ} = M_{пр} + M_{ТПЧ} = M_b, \text{ [дБ]}. \quad (1.6)$$

При этом частотные искажения между преселектором и трактом промежуточной частоты (ТПЧ) распределяются следующим образом:

$$M_{пр} = 0,15M_b, \text{ [дБ]}; \quad (1.7)$$

$$M_{ТПЧ} = 0,85M_b, \text{ [дБ]}. \quad (1.8)$$

1.4. ОБОСНОВАНИЕ ФУНКЦИОНАЛЬНОЙ СХЕМЫ ТРАКТА РАДИОЧАСТОТЫ (ПРЕСЕЛЕКТОРА)

Обоснование функциональной схемы преселектора выполняется в следующей последовательности:

- выбирается тип колебательных систем, используемых в преселекторе для обеспечения избирательности по зеркальному каналу приёма (в простейшем случае – одиночные колебательные контуры);
- рассчитывается избирательность по зеркальному каналу приёма, обеспечиваемая различными схемами преселекторов, содержащими от одного до семи одиночных колебательных контуров (входная цепь и резонансные нагрузки УРЧ);
- выбирается та схема, которая обеспечивает требуемую избирательность по зеркальному каналу $\sigma_{зк}$.

Выбор типа колебательных систем преселектора и расчёт избирательности по зеркальному каналу приёма. Избирательность по зеркальному каналу (ЗК), обеспечиваемая N идентичными одноконтурными (ок) каскадами $\sigma_{ок}$, дБ, равна

$$\sigma_{\text{ок}}(x, N) = 20 \lg \sqrt{(x^2 + 1)^N} = 10N \lg(x^2 + 1), \quad (1.9)$$

где $x = 2\Delta f / (d_3 f_c)$ – обобщённая расстройка, $x = 0 \dots 15$; $\Delta f = f - f_c$ – абсолютная расстройка; d_3 – эквивалентное затухание контуров преселектора; $N = 1 \dots 7$ – количество колебательных контуров в преселекторе.

В системе MathCAD $\sigma_{\text{ок}}(x, N)$ обозначается как $\sigma_{\text{ок}(i, N)}$, где i – номер шага расчёта, связанный с величиной обобщённой расстройки x ; N – номер столбца матрицы, который изменяется от 0 до $N_{\text{max}} = 7$.

Результаты расчётов $\sigma_{\text{ок}}(x, N)$ выводятся на экран дисплея в виде:

– матрицы (рис. 1.1), по строкам которой изменяется обобщённая расстройка x , а по столбцам – число каскадов N в преселекторе;

– кривых избирательности $\sigma_{\text{ок}}(x, 1) = \sigma_{\text{ок}(i, 1)}$, $\sigma_{\text{ок}}(x, 7) = \sigma_{\text{ок}(i, 7)$ и требуемого по заданию уровня $\sigma_{\text{зк}} = \sigma_{\text{зк}}$.

По матрице $\sigma_{\text{ок}}(x, N)$ следует выбрать величину обобщённой расстройки зеркального канала $x_{\text{зк}}$ и число каскадов преселектора $N_{\text{пр}}$, при которых обеспечивается

$$\sigma_{\text{ок}}(x_{\text{зк}}, N_{\text{пр}}) \approx \sigma_{\text{зк}}, \quad (1.10)$$

где $\sigma_{\text{зк}}$ – ослабление зеркального канала, задаваемое в исходных данных.

Примечание. Следует помнить, что значения $x_{\text{зк}}$ и $N_{\text{пр}}$ должны выбираться компромиссно, так как выбор большой обобщённой расстройки $x_{\text{зк}}$ приведёт при дальнейших расчётах в п. 1.5 к получению высокой промежуточной частоты, что затруднит в дальнейшем обоснование схемы построения ТПЧ, а увеличение $N_{\text{пр}}$ усложняет схему преселектора, что тоже нежелательно.

В компьютерной программе обобщённая расстройка x связана с целочисленными значениями номера i шага расчёта. Выбранное из матрицы значение $\sigma_{\text{ок}}(x_{\text{зк}}, N_{\text{пр}}) \neq \sigma_{\text{зк}}$ и значение $x_{\text{зк}}$ необходимо уточнить для случая точного равенства $\sigma_{\text{ок}}(x_{\text{зк}}, N_{\text{пр}}) = \sigma_{\text{зк}}$ с использованием кривой избирательности $\sigma_{\text{ок}}(x, N_{\text{пр}}) = \sigma_{\text{ок}(i, N_{\text{пр}})}$. Для получения графика кривой избирательности,

N =	1	2	...	$N_{\text{пр}}$...	7	$x_i =$
	0	0				0	0
	3	6		↑		21	1
	6	14					2
$\sigma_{\text{ок}} =$	14	30	55	$\approx \sigma_{\text{зк}}$	→	78	$x_{\text{зк}}$
						86	...
							14
							15

Рис. 1.1. Результаты расчётов избирательности одноконтурного каскада

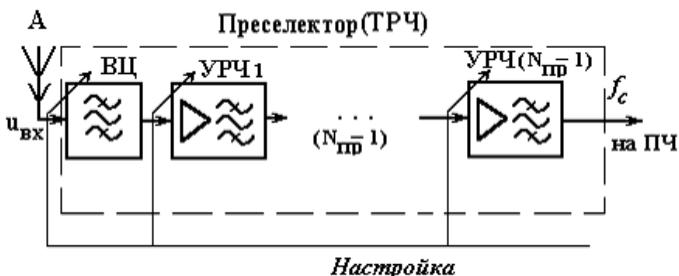


Рис. 1.2. Функциональная схема преселектора

соответствующего выбранному количеству каскадов преселектора $N_{пр}$, в обозначении $\sigma_{ок}(i, 7)$ вместо 7 следует ввести число $N_{пр}$ и определить точное значение обобщённой расстройки $x_{зк}$ точки пересечения этого графика с уровнем $\sigma_{зк}$. График кривой избирательности $\sigma_{ок}(x, N_{пр}) = \sigma_{ок}(i, N_{пр})$ необходимо фиксировать в пояснительной записке с наблюдением его масштаба на экране дисплея. Точное значение $x_{зк}$ можно получить из выражения (1.9), решая его относительно $x = x_{зк}$ при $\sigma_{ок}(x_{зк}, N_{пр}) = \sigma_{зк}$ (проделайте это самостоятельно!).

Составление функциональной схемы преселектора. Выбранное значение $N_{пр}$ означает, что на данном этапе выбрана функциональная схема построения преселектора, состоящая из одноконтурной входной цепи и $(N_{пр} - 1)$ одноконтурного резонансного УРЧ (рис. 1.2).

Обобщённая расстройка $x_{зк}$ используется при расчёте промежуточной частоты РПУ.

1.5. РАСЧЁТ И ВЫБОР ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТОТЫ $f_{пр}$

Предварительно необходимо задаться величиной эквивалентной добротности $Q_{эр}$ радиочастотных (индекс «р») контуров преселектора с использованием данных табл. 1.1 и рассчитать эквивалентное затухание $d_{эр}$ контуров:

$$d_{эр} = 1/Q_{эр}. \quad (1.11)$$

Промежуточная частота $f_{пр}$ рассчитывается с использованием значения обобщенной расстройки $x_{зк}$, полученного в предыдущем разделе, по формуле

$$f_{пр} = 0,25x_{зк} d_{эр} f_{max}. \quad (1.12)$$

1.1. Эквивалентные добротности радиочастотных контуров

Диапазон несущих частот, МГц	< 0,1	0,1...1,5	1,5...6,0	6,0...300
$Q_{эр}$	10...40	30...50	40...80	50...120

Значение $f_{\text{пр}}$ выбирается из ряда рекомендованных стандартных значений $f_{\text{ст}}$ равным ближайшему большему стандартному значению $f_{\text{ст. 6}}$:

$$f_{\text{пр}} = f_{\text{ст. 6}}, \quad (1.13)$$

где $f_{\text{ст}} = 100 \dots 115; 125 \dots 130; 210 \dots 215; 460 \dots 465; 490 \dots 510; 720 \dots 750; 910 \dots 930; 1500 \dots 1600; 2200; 3000; 6000; 25\ 000$, кГц.

Если условие (1.13) не выполняется, то следует:

– выбрать меньшее значение $d_{\text{эп}}$ (если это возможно) и повторить расчёты и выбор $f_{\text{пр}}$;

– если уменьшение $d_{\text{эп}}$ невозможно или не обеспечивает выполнения требуемого условия (1.10), можно увеличить число каскадов N , но только до $N \leq 7$;

– если вышеперечисленные меры оказались неэффективными, необходимо добиваться уменьшения $x_{\text{эк}}$ путём повышения избирательности преселектора. Это достигается усложнением схемы преселектора – использованием в нём двухконтурных полосовых фильтров (ДПФ) и расчётом схемы преселектора по методике, приведённой в п. 1.6.

В заключение расчёта функциональной схемы ТРЧ необходимо оценить минимальную полосу пропускания преселектора $\Pi_{\text{пр}}$:

$$\Pi_{\text{пр}} = f_{\text{мин}} d_{\text{эп}} \sqrt[N]{\sqrt{\frac{1}{y^2} - 1}}, \quad (1.14)$$

где y – уровень нормированной АЧХ преселектора, заданный для определения полосы пропускания (обычно $y = 1/\sqrt{2} \approx 0,707$).

Должно выполняться условие

$$\Pi_{\text{пр}} \gg \Pi_{\text{т}}, \quad (1.15)$$

где $\Pi_{\text{т}}$ – требуемая полоса пропускания РПУ, рассчитанная в п. 1.2.

Кроме того, проверяется максимальная величина частотных искажений, вносимых преселектором в наиболее высокочастотные составляющие спектра звукового сигнала на самой низкой несущей частоте $f_{\text{мин}}$:

$$M_{\text{пр. в}} = 10N_{\text{пр}} \lg(x_{\text{макс}}^2 + 1), \text{ дБ}, \quad (1.16)$$

где $x_{\text{макс}} = 2F_{\text{макс}} / (d_{\text{эп}} f_{\text{мин}})$ – обобщённая расстройка, соответствующая высокочастотным спектральным составляющим модулированного сигнала, имеющим частоты $(f_{\text{с}} \pm F_{\text{макс}})$.

Должно выполняться условие $M_{\text{пр. в}} \leq M_{\text{пр}}$.

При невыполнении этого условия необходимо уменьшить коэффициент частотных искажений $M_{\text{ТПЧ}}$ (1.8) на величину (в системе MathCAD – $\Delta M_{\text{ТПЧ}}$)

$$\Delta M_{\text{ТПЧ}} = M_{\text{пр. в}} - M_{\text{пр}}, \text{ дБ}. \quad (1.17)$$

При $\Delta M_{\text{ТПЧ}} < 0$ можно увеличить на $|\Delta M_{\text{ТПЧ}}|$ коэффициент частотных искажений $M_{\text{ТПЧ}}$.

1.6. ОБОСНОВАНИЕ ФУНКЦИОНАЛЬНОЙ СХЕМЫ ТПЧ

Обоснование функциональной схемы ТПЧ выполняется в следующей последовательности:

– рассчитывается избирательность (ослабление помех) ТПЧ $\sigma_{\text{п}}$ по соседним каналам приёма, обеспечиваемая различными схемами ТПЧ:

а) $\sigma_{\text{п.ок}}(x, M)$ – избирательность по соседним каналам приёма в ТПЧ, состоящем из M одноконтурных резонансных усилителей ($M = 1 \dots 7$);

б) $\sigma_{\text{п.см}}(x, M, K)$ – избирательность по соседним каналам приёма в ТПЧ, построенном по смешанной (индекс «см») схеме, состоящей из M одноконтурных резонансных усилителей ($M = 1 \dots 7$) и из K каскадов с двухконтурными полосовыми фильтрами (ДПФ) ($K = 1 \dots 7$);

в) $\sigma_{\text{п.см}}(x, 0, K)$ – избирательность по соседним каналам приёма в ТПЧ, состоящем из каскадов с ДПФ ($K = 1 \dots 7$); это предыдущий вариант при $M = 0$;

– выбирается та схема построения ТПЧ, которая обеспечивает требуемую избирательность по соседнему каналу $\sigma_{\text{п}} \geq \sigma_{\text{ск}}$ при обобщённой расстройке, соответствующей середине соседних каналов приёма:

$$x_{\text{ск}} = 2\Delta f_{\text{ск}} / [d_{\text{эл}}(M) f_{\text{пр}}] = 2\Pi_{\text{Г}} / \Pi_{\text{Г}} = 2, \quad (1.18)$$

где $\Delta f_{\text{ск}} = f_{\text{ск}} - f_{\text{пр}} = \pm\Pi_{\text{Г}}$ – абсолютная расстройка соседних каналов; $d_{\text{эл}}(M)$ – эквивалентное затухание контуров в ТПЧ (индекс «эл» – промежуточная частота):

$$d_{\text{эл}}(M) = d_{\text{кп}} \psi(M); \quad (1.19)$$

$\psi(M)$ – коэффициент, учитывающий изменение формы АЧХ одноконтурных резонансных УПЧ при увеличении числа каскадов M :

$$\psi(M) = \frac{1}{\sqrt{10^{\sigma_{\text{Гр}}/(10M)} - 1}}; \quad (1.20)$$

$\sigma_{\text{Гр}} = M_{\text{ТПЧ}}$, дБ – ослабление сигнала на границе полосы пропускания $\Pi_{\text{Г}}$ ТПЧ, определяемое (1.8); $d_{\text{кп}} = 1/Q_{\text{кп}}$; $Q_{\text{кп}}$ – конструктивная добротность одиночного контура ТПЧ (при $M = 1$), выбираемая из табл. 1.2.

1.2. Конструктивные добротности одиночных контуров ТПЧ

Диапазон промежуточных частот, МГц	0,1...0,2	0,2...0,4	0,4...0,6	0,6...25
$Q_{\text{кп}}$	100...150	150...250	250...300	50...100

Избирательность $\sigma_{\text{п}}$ по соседним каналам приёма рассчитывается следующим образом:

а) для M идентичных одноконтурных резонансных усилителей (в системе MathCAD – $\sigma_{\text{по}(i)}$)

$$\sigma_{\text{по}}(x, M) = 10M \lg(x^2 + 1); \quad (1.21)$$

б) для смешанной схемы, состоящей из фиксированного числа M одноконтурных усилителей и K усилителей с ДПФ (в системе MathCAD – $\sigma_{\text{псм}(i)}$):

$$\sigma_{\text{п, см}}(x) = \sigma_{\text{дк}}(x, K) + \sigma_{\text{по}}(x, M), \quad (1.22)$$

где $\sigma_{\text{по}}(x, M) = \sigma_{\text{по}(i)}$ – избирательность, обеспечиваемая M идентичными одноконтурными каскадами; $\sigma_{\text{дк}}(x, K)$ – избирательность, обеспечиваемая K идентичными каскадами с ДПФ ($\sigma_{\text{дк}(i)}$):

$$\sigma_{\text{дк}}(x, K) = 20K \lg \left(\frac{\sqrt{(x^2 + 1 - \beta^2)^2 + 4\beta^2}}{2\beta} \right); \quad (1.23)$$

β – параметр связи между контурами ДПФ (обычно начальное значение принимается равным критическому $\beta = 1$).

При переходе от одноконтурных резонансных систем к ДПФ изменяется форма АЧХ и при $\beta > 1$ расширяется полоса пропускания УПЧ. Для учёта этого необходимо изменить эквивалентную добротность $Q_{\text{эд}}$ контуров ДПФ (индекс «д») по сравнению с выбранным ранее значением добротности $Q_{\text{кп}}$ контуров одноконтурных резонансных усилителей.

Зависимость добротности $Q_{\text{эд}}(K)$ контуров от количества K ДПФ описывается соотношением

$$Q_{\text{эд}}(K) = \frac{f_{\text{пр}} \sqrt{2\beta \sqrt{10^{\sigma_{\text{гр}}/10K} - 1} - 1 + \beta^2}}{\Pi_{\text{т}}}. \quad (1.24)$$

Если значение $Q_{\text{эд}}(K)$, полученное в соответствии с формулой (1.24), нереализуемо, необходимо:

- а) использовать двойное преобразование частоты;
- б) использовать в качестве нагрузки преобразователя частоты фильтр сосредоточенной избирательности (ФСИ) [1, 2].

Результаты расчётов избирательности для различных схем ТПЧ выводятся в виде:

- матриц $\sigma_{\text{п, ок}}(x, M) = \sigma_{\text{по}(i)}$ или $\sigma_{\text{п, см}}(x, M, K) = \sigma_{\text{псм}(i)}$, по строкам которых изменяется расстройка x , а число M одноконтурных каскадов или число K каскадов с двухконтурными полосовыми фильтрами задаётся в процессе расчётов;
- в виде графика кривой избирательности.

На основании этих результатов выбирается количество каскадов M или K , при которых обеспечивается

$$\sigma_{\text{п. ок}}(x_{\text{ск}}, M) > \sigma_{\text{ск}}, \quad (1.25)$$

$$\sigma_{\text{п. см}}(x_{\text{ск}}, M, K) > \sigma_{\text{ск}}, \quad (1.26)$$

где $\sigma_{\text{ск}}$ – ослабление соседнего канала, задаваемое в исходных данных.

Это означает, что на данном этапе выбрана схема построения ТПЧ, состоящая из преобразователя частоты и $(M + K - 1)$ каскадов УПЧ, причём, если $M \neq 0$, то нагрузкой преобразователя частоты и первых $(M - 1)$ каскадов УПЧ является ДПФ (рис. 1.3, а), а при $K = 0$ все каскады будут одноконтурными.

Если в качестве средства обеспечения избирательности выбран ФСИ, то на рис. 1.3, а в нагрузке смесителя C_m ДПФ надо заменить на соответствующий полосовой фильтр (например, кварцевый пьезокристаллический КФ (рис. 1.3, б, в) или электромеханический ЭМФ (рис. 1.3, з)).

По кривой избирательности необходимо определить полосу пропускания РПУ Π_f . Она должна быть не менее требуемой Π_r , рассчитанной в п. 1.2.

В заключение может быть рассчитана нормированная АЧХ РПУ. В зависимости от выбранной схемы построения ТПЧ для этого используется одна из приводимых ниже формул:

а) для идентичных одноконтурных резонансных усилителей

$$Y_{\text{ок}}(\Delta f, M) = \left[1 + (2\Delta f)^2 / (d_{\text{эп}} f_{\text{пр}})^2 \right]^{-0,5M}; \quad (1.27)$$

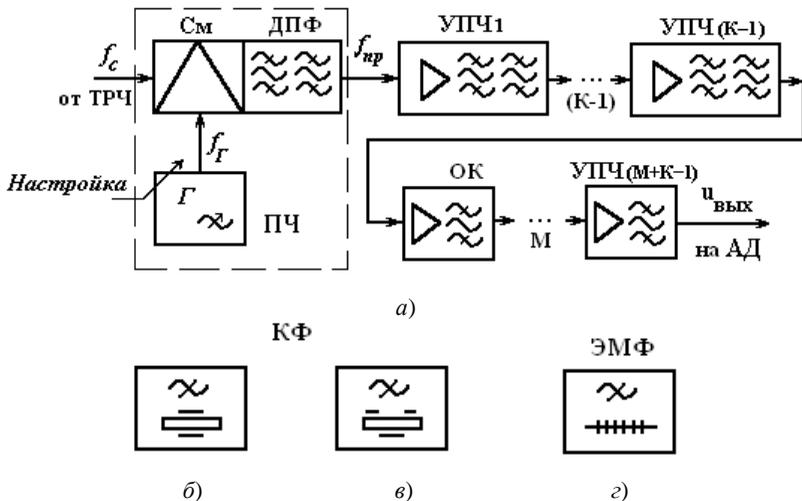


Рис. 1.3. Функциональная схема ТПЧ

б) для идентичных каскадов с нагрузкой в виде ДПФ

$$Y_{\text{дк}}(\Delta f, K) = \left\{ \frac{2\beta}{\sqrt{\left[\left(2\Delta f / d_{\text{эд}} f_{\text{пр}} \right)^2 + 1 - \beta^2 \right]^2 + 4\beta^2}} \right\}^K ; \quad (1.28)$$

в) для смешанной схемы

$$Y_{\text{см}}(\Delta f, M, K) = Y_{\text{ок}}(\Delta f, M) Y_{\text{дк}}(\Delta f, K) .$$

Выводы

1. Для оценки выполнения задания составить сводную таблицу параметров ВЧТ, в которой привести исходные данные задания на расчёт и полученные параметры схемы ВЧТ (Π_f , $\sigma_{\text{зк}}$, $\sigma_{\text{ск}}$, $M_{\text{н}}$, $M_{\text{в}}$, $f_{\text{пр}}$) и пояснить, какими трактами РПУ обеспечивается получение требуемых параметров РПУ. Сделать выводы о назначении ВЧТ. В случае невыполнения задания необходимо сформулировать рекомендации по изменению схемы, которое обеспечит выполнение задания.

2. С использованием полученных в п. 1.4 и 1.6 результатов (количества частотно-избирательных цепей в преселекторе $N_{\text{пр}}$ и в ТПЧ (M , K)) необходимо построить полную функциональную схему ВЧТ РПУ (объединить рис. 1.2 и 1.3).

Контрольные вопросы

- 1 Что называется избирательностью радиоприёмного устройства?
- 2 Состав структурной схемы ВЧТ супергетеродинного приёмника и назначение входящих в неё элементов.
- 3 Неосновные каналы приёма, причины их возникновения.
- 4 Способы повышения избирательности РПУ по неосновным каналам приёма.
- 5 В чём различие УПЧ с распределённой и сосредоточенной избирательностью?
- 6 Достоинства и недостатки супергетеродинного приёмника.
- 7 Назначение связи НАСТРОЙКА на рис. 1.2, 1.3.

2. РАСЧЁТ ДИАПАЗОННОГО УСИЛИТЕЛЯ РАДИОЧАСТОТЫ

Усилитель радиочастоты (УРЧ) входит в состав ТРЧ (преселектора) и обеспечивает в УПОС предварительные усиление сигнала и избирательность по зеркальному(ым) каналу(ам) и каналу(ам) прямого прохождения помехи на промежуточной частоте.

ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЬ ВЫПОЛНЕНИЯ РАСЧЁТА

1. Определение исходных данных.
2. Выбор схемы усилителя радиочастоты.
3. Выбор активного прибора.
4. Расчёт коэффициента устойчивого усиления УРЧ.
5. Расчёт элементов и параметров колебательного контура.
6. Оценка избирательности УРЧ.
7. Расчёт коэффициента шума УРЧ.
8. Расчёт цепей питания и стабилизации режима.
9. Расчёт блокирующего эмиттерного конденсатора C_3 .
10. Расчёт развязывающего фильтра в цепи питания УРЧ.
11. Оценка температурной стабильности режима.
12. Расчёт разделительного конденсатора C_p .

МЕТОДИКА РАСЧЁТА УСИЛИТЕЛЯ РАДИОЧАСТОТЫ

2.1. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ИСХОДНЫХ ДАННЫХ

Расчёт диапазонного (перестраиваемого) усилителя радиочастоты (УРЧ) на биполярном транзисторе с одноконтурной нагрузкой производится при следующих исходных данных:

Параметры	Обозначение
Диапазон несущих частот f_c сигнала, Гц	$f_{\min} \dots f_{\max}$
Требуемая полоса пропускания, кГц	Π_f
Коэффициент усиления УРЧ	$K_{0 \text{ урч}}$
Напряжение источника питания, В	E_k
Диапазон возможных изменений температуры окружающей среды, К	$T_{\min} \dots T_{\max}$
Промежуточная частота, МГц	$f_{\text{пр}}$

Исходные данные определяются в соответствии с заданием руководителя, с учётом результатов предварительного расчёта ВЧТ (методика 1) или самостоятельно студентом на основе изучения рекомендованной литературы.

2.2. ВЫБОР СХЕМЫ УСИЛИТЕЛЯ РАДИОЧАСТОТЫ

Схема диапазонного УРЧ на биполярном транзисторе приведена на рис. 2.1.

Назначение элементов принципиальной схемы УРЧ описано в [1 – 4].

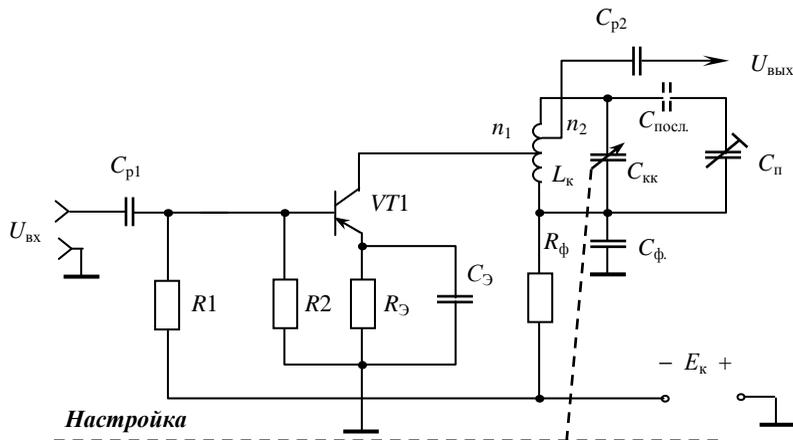


Рис. 2.1. Принципиальная схема диапазонного УРЧ на биполярном транзисторе

2.3. ВЫБОР АКТИВНОГО ПРИБОРА

Транзистор для УРЧ выбирают исходя из следующих условий:

- частотные свойства или максимальное быстродействие

$$f_{гр} \geq h_{21э} f_{max}; \quad (2.1)$$

- максимальное входное сопротивление и минимальный уровень собственных шумов

$$(R_{ш}/h_{11э})_{min}; \quad (2.2)$$

- высокая устойчивость, минимальная проходная ёмкость C_{12}

$$(Y_{21э}/C_{12})_{max}; \quad (2.3)$$

- питание

$$U_{кэ max} \geq 1,1 E_k, \quad (2.4)$$

где $h_{11э}$, $h_{21э}$, $Y_{21э}$, C_{12} – входное сопротивление, коэффициент передачи тока, крутизна, проходная ёмкость транзистора для схемы его включения с общим эмиттером; $U_{кэ max}$ – допустимое напряжение коллектор–эмиттер; $f_{гр}$ – граничная частота транзистора (частота единичного усиления в схеме с ОЭ).

Прходную ёмкость транзистора C_{12} принимают равной ёмкости коллекторного перехода C_k .

Входное сопротивление $h_{11б}$ транзистора в схеме с ОЭ рассчитывается по следующим формулам:

$$h_{11б} = h_{11б} h_{21б}, \quad (2.5)$$

где $h_{11б}$ – входное сопротивление транзистора в схеме с ОБ:

$$h_{11б} = r_3 + r_6/h_{21б}; \quad (2.6)$$

r_3 – сопротивление эмиттерного перехода:

$$r_{3[ОМ]} = 26/I_{к0 [МА]}; \quad (2.7)$$

$I_{к0}$ – ток коллектора; r_6 – распределённое сопротивление базы: при отсутствии в справочнике значение r_6 принимают равным (40...150) Ом.

Крутизна транзистора и шумовое сопротивление определяются соотношениями:

$$Y_{21б} = h_{21б}/h_{11б}, \quad (2.8)$$

$$R_{ш} = 20 I_{к0}/Y_{21б}. \quad (2.9)$$

Выбирают транзистор и следующие его основные параметры:

граничная частота транзистора, Гц	$f_{гр}$;
коэффициент передачи тока в схеме с ОЭ	$h_{21б}$;
ток коллектора, А	$I_{к0}$;
ёмкость коллекторного перехода, пФ	C_k ;
распределённое сопротивление базы, Ом	r_6 ;
допустимое напряжение коллектор – эмиттер, В	$U_{кэ max}$.

Необходимо оценить выполнение условий (2.1) – (2.4). При их невыполнении необходимо выбрать другой транзистор.

Для выбранного транзистора записывают остальные его параметры:

напряжение на коллекторе, В	$U_{к0}$;
напряжение смещения на базе, В	$U_{б0}$;
обратный ток коллектора, мкА	$I_{кб0}$;
ток базы, мкА	$I_{б0}$;
выходная проводимость, мкСм	$h_{22б}$;
коэффициент технологии	x .

Если в справочных данных отсутствуют значения $h_{22б}$, то их принимают равными (50...100) мкСм для германиевых и (1...20) мкСм для кремниевых транзисторов. Напряжение смещения на базе $U_{б0}$ принимают равным (0,05...0,15) В для германиевых и (0,4...0,5) В для кремниевых транзисторов. Коэффициент технологии x принимают равным 1 – для сплавных (С); 2 – для диффузионно-сплавных (ДС) и 3 – для эпитаксиально-планарных (ЭП) транзисторов.

2.4. РАСЧЁТ КОЭФФИЦИЕНТА УСТОЙЧИВОГО УСИЛЕНИЯ УРЧ

Коэффициент устойчивого усиления УРЧ, собранного по схеме с ОЭ, для конца поддиапазона определяется по формуле:

$$K_{0\text{уст}} = \sqrt{\frac{2(1-k_y)|Y_{21\Omega}|}{\omega_{\text{max}} C_k}}, \quad (2.10)$$

где $k_y = 0,8 \dots 0,9$ – коэффициент устойчивости; $\omega = 2\pi f$.

Если заданный коэффициент усиления УРЧ превышает коэффициент устойчивого усиления УРЧ $K_{\text{урч}} > K_{0\text{уст}}$, то необходимо выбрать транзистор с большей крутизной $Y_{21\Omega}$ либо перейти к каскадной схеме построения УРЧ, методика расчёта которой изложена в [1, 2].

2.5. РАСЧЁТ ЭЛЕМЕНТОВ И ПАРАМЕТРОВ КОЛЕБАТЕЛЬНОГО КОНТУРА

Расчёт конденсатора переменной ёмкости (КПЕ) и индуктивности контурной катушки. Порядок выбора контурного КПЕ $C_{\text{кк}}$:

а) вычисляется коэффициент перекрытия диапазона УРЧ

$$K_d = \frac{f_{\text{max}}}{f_{\text{min}}}; \quad (2.11)$$

б) если $K_d \geq 1,3 \dots 1,5$, то для соответствующего частотного диапазона в соответствии с табл. 2.1 определяют максимально $C_{\text{max доп}}$ и минимально $C_{\text{min доп}}$ допустимые значения ёмкости КПЕ $C_{\text{кк}}$.

2.1. Параметры колебательных контуров

f , МГц	0,5...1	1...5	5...10	10...20	20...40	40...100	100...200
L_k^{min} , МКГН	300...30	30...12	12...6	6...3	3...0,3	0,3...0,1	0,1...0,05
$C_{\text{max доп}}$, пФ	500...350	300...200	200...100	150...100	100...50	50...20	15...10
$C_{\text{min доп}}$, пФ	15...8	12...8	10...5	10...5	6...2	4...2	2...1
$C_{\text{M1}}=C_{\text{M2}}$, пФ	5	4	3	2,5	2	1,5	1
C_{Σ} , пФ	55...40	50...30	40...25	35...20	30...15	15...10	13...8
$C_{\text{кк}}$, пФ	10...6	8...5	6...3	4...2	3...1,5	2...1	1...0,5

2.2. Блоки из двух КПЕ

Марка	Диэлектрик	C_{\min} , пФ	C_{\max} , пФ	Ёмкость подстроечного конденсатора, пФ
КПЕ	Воздух	12	495	2,5 ... 7
КПЕ	– " –	10	365	
КПЕ	– " –	9	270	
КПЕ-3	Твёрдый	6	250	
КПЕ-3А	– " –	6	200	
КПТМ-1	– " –	6	260	2...8
КПТМ-4	– " –	5	260	
КПЕ	– " –	2	120	2...12
КПЕ-5	– " –	5	240	

В соответствии с этими значениями из табл. 2.2 выбирают КПЕ, его значения C_{\max} и C_{\min} и вычисляют суммарную ёмкость колебательного контура

$$C_{\Sigma} = \frac{(C_{\max} K_d^2 C_{\min})}{K_d^2 - 1}. \quad (2.12)$$

По ёмкости КПЕ $C_{\text{кк}} \approx C_{\max}$ и суммарной ёмкости колебательного контура C_{Σ} находят максимальную эквивалентную ёмкость контура $C_{\Sigma \max}$:

$$C_{\Sigma \max} = C_{\text{кк}} + C_{\Sigma}; \quad (2.13)$$

в) при $K_d < 1,3$ параметры транзистора и каскада в пределах диапазона изменяются незначительно. В этом случае для подгонки граничных частот контура применяют последовательный конденсатор $C_{\text{посл}}$, ёмкость которого находят по формуле

$$C_{\text{посл}} = D + \sqrt{D^2 + B}, \quad (2.14)$$

где

$$D = \frac{(K_d^2 - 1)[C_{\Sigma}(C_{\max} + C_{\min}) + C_{\max}C_{\min}]}{2[C_{\Sigma} + C_{\max} - K_d^2(C_{\Sigma} + C_{\min})]};$$

$$B = \frac{(K_d^2 - 1)C_{\Sigma}C_{\max}C_{\min}}{C_{\Sigma} + C_{\max} - K_d^2(C_{\Sigma} + C_{\min})};$$

C_{Σ} – суммарная ёмкость контура, выбираемая из табл. 2.1 для соответствующего диапазона частот.

Выбор КПЕ и его значений C_{\max} и C_{\min} осуществляется так же, как и при $K_d \geq 1,3 \dots 1,5$.

Максимальная эквивалентная ёмкость контура в этом случае равна:

$$C_{\text{э max}} = [C_{\text{кк}} C_{\text{посл}} / (C_{\text{посл}} + C_{\text{кк}})] + C_{\Sigma}. \quad (2.15)$$

Далее, зная значение эквивалентной ёмкости, определённое по (2.13) или (2.15), рассчитывают индуктивность контурной катушки:

$$L_{\text{к}} = \frac{1}{(2\pi f_{\text{max}})^2 C_{\text{э max}}}. \quad (2.16)$$

Расчёт коэффициентов подключения к контуру. При расчёте каскада обычно задают требуемые минимальную полосу пропускания и коэффициент усиления УРЧ в начале поддиапазона:

$$\Pi_{\text{н}} = \Pi_f;$$

$$K_{0\text{н}} = K_{0 \text{урч}}.$$

Для начала поддиапазона рассчитывают собственную резонансную активную проводимость контура и его эквивалентное затухание:

$$g_{\text{к}} = \frac{d_{\text{к}}}{(2\pi f_{\text{min}}) L_{\text{к}}}; \quad (2.17)$$

$$d_{\text{э}} = \frac{\Pi_f}{f_{\text{min}}}. \quad (2.18)$$

Расчёт коэффициентов подключения, коэффициента усиления УРЧ и его полосы пропускания целесообразно вести для начальной и конечной точек поддиапазона.

Коэффициенты включения по входу n_1 и по выходу n_2 рассчитывают из условия согласования при заданной полосе пропускания по формулам:

$$n_1 = \sqrt{\frac{g_{\text{к}}}{2h_{22\text{э}}}} \left(\frac{d_{\text{э}}}{d_{\text{к}}} - 1 \right); \quad (2.19)$$

$$n_2 = \sqrt{\frac{g_{\text{к}}}{2g_{\text{вх2}}}} \left(\frac{d_{\text{э}}}{d_{\text{к}}} - 1 \right). \quad (2.20)$$

В качестве нагрузки УРЧ чаще всего используется транзисторный преобразователь частоты. Входные параметры транзистора преобразователя частоты определяются приближёнными равенствами:

$$g_{\text{вх2}} \approx 0,75/h_{11\text{э}}; \quad (2.21)$$

$$C_{\text{вх}2} = 0,8C_{\text{вх}}, \quad (2.22)$$

где $C_{\text{вх}2}$ – входная ёмкость следующего транзисторного каскада

$$C_{\text{вх}2} = C_{\text{бэ}} + C_{\text{к}}(1 + K_{0\text{урч}}); \quad (2.23)$$

$C_{\text{бэ}}$ – входная ёмкость транзистора

$$C_{\text{бэ}} = \frac{1}{2\pi f_{\text{max}} r_{\text{э}}}. \quad (2.24)$$

Параметры УРЧ K_0 , $d_{\text{э min}}$ и Π_f для начала поддиапазона рассчитывают при соответствующих значениях коэффициентов включения n_1 и n_2 :

$$K_{0\text{н}} = \frac{n_1 n_2 Y_{21\text{э}}}{n_1^2 h_{22\text{э}} + g_{\text{к}} + n_2^2 g_{\text{вх}2}}; \quad (2.25)$$

$$d_{\text{э min}} = d_{\text{к}} \left(1 + \frac{n_1^2 h_{22\text{э}}}{g_{\text{к}}} + \frac{n_2^2 g_{\text{вх}2}}{g_{\text{к}}} \right); \quad (2.26)$$

$$\Pi_{\text{н}} = f_{\text{min}} d_{\text{э min}}. \quad (2.27)$$

При устойчивой работе УРЧ должны выполняться условия:

$$\left. \begin{array}{l} K_{0\text{н}} \leq K_{0\text{уст}} \\ d_{\text{э min}} \geq d_{\text{э}} \end{array} \right\}. \quad (2.28)$$

Если условие (2.28) не выполняется, то расчёты следует вести на получение устойчивого коэффициента усиления в соответствии с (2.19), (2.20), где эквивалентное затухание контура выражается равенством:

$$d_{\text{э}} = \frac{d_{\text{к}} Y_{21\text{э}}}{Y_{21\text{э}} - 2K_{0\text{уст}} \sqrt{h_{22\text{э}} g_{\text{вх}2}}}. \quad (2.29)$$

Аналогичным образом необходимо рассчитать коэффициенты включения $n_{1\text{к}}$ и $n_{2\text{к}}$, эквивалентное минимальное затухание контура $d_{\text{э min}}$ (по лосу пропускания Π_f) и коэффициент усиления для верхней крайней точки поддиапазона.

При настройке контура ёмкостью, как правило, полоса пропускания увеличивается с ростом частоты по закону более сильному, чем линейный, а коэффициент усиления – по закону слабее линейного.

С погрешностью, допустимой для инженерных расчётов, связь между полосой пропускания в начале $\Pi_{\text{н}}$ и в конце $\Pi_{\text{к}}$ поддиапазона определяется выражением

$$\Pi_{\text{к}} \approx \Pi_{\text{н}} K_{\text{д}} (1 + abK_{\text{д}}) / (1 + a), \quad (2.30)$$

где $a = \frac{\Pi f}{d_k f_{\min}} - 1$; $b \approx 1,5 \dots 3$; d_k – собственное затухание контура ($d_k = 0,01 \dots 0,02$).

Определение ёмкости подстроечного конденсатора. Ёмкость подстроечного конденсатора контура вычисляется по следующей формуле:

$$C_{\Pi} = C_{\text{э max}} - n_{1\text{H}}^2(C_{22\text{э}} + C_{\text{M1}}) + n_{2\text{H}}^2(C_{\text{ВХ2}} + C_{\text{M2}}), \quad (2.31)$$

где C_{M1} , C_{M2} – монтажные ёмкости, относящиеся к выходу УРЧ и входу следующего каскада; $C_{22\text{э}} = C_{\text{кэ}}$ – выходная ёмкость транзистора

$$C_{22\text{э}} = C_{\text{к}}(1 + 3/x).$$

Внимание! При расчёте сопротивлений и ёмкостей элементов схем их величины выбираются (где это необходимо) из ряда номинальных величин сопротивлений резисторов и ёмкостей конденсаторов, указанных в прил. 1, и при дальнейших расчётах используются выбранные значения номиналов.

2.6. ИЗБИРАТЕЛЬНОСТЬ УРЧ ПО НЕОСНОВНЫМ КАНАЛАМ ПРИЁМА

Избирательность одноконтурного УРЧ описывается выражением

$$\sigma = \sqrt{1 + Q_3 \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right)^2}, \quad (2.32)$$

где Q_3 – эквивалентная добротность нагруженного контура

$$Q_3 = \frac{1}{d_{3\text{ min}}} = \frac{2\pi f_0 C_{\text{э max}}}{n_1^2 h_{22} + g_{\text{к}} + n_2^2 g_{\text{ВХ2}}}; \quad (2.33)$$

f_0 – частота настройки контура; f – частота мешающего канала.

Ослабление помех по неосновным каналам приёма каскадом УРЧ оценивается на максимальной частоте поддиапазона:

а) по зеркальному каналу

$$\sigma_{\text{зк}} = \sqrt{1 + Q_3 \left(\frac{f_{\text{max}} + 2f_{\text{пр}}}{f_{\text{max}}} - \frac{f_{\text{max}}}{f_{\text{max}} + 2f_{\text{пр}}} \right)^2}; \quad (2.34)$$

б) на промежуточной частоте

$$\sigma_{\text{пр}} = \sqrt{1 + Q_3 \left(\frac{f_{\text{пр}}}{f_{\text{max}}} - \frac{f_{\text{max}}}{f_{\text{пр}}} \right)^2}; \quad (2.35)$$

в) по соседнему каналу

$$\sigma_{\text{ск}} = \sqrt{1 + \left(Q_3 \frac{2\Pi_f}{f_{\text{max}}} \right)^2}. \quad (2.36)$$

Рассчитанные уровни избирательности УРЧ по неосновным каналам приёма необходимо выразить в децибелах:

$$\sigma_{\text{дБ}} = 20 \lg \sigma_{\text{разы}}. \quad (2.37)$$

2.7. КОЭФФИЦИЕНТ ШУМА УРЧ

Коэффициент шума УРЧ рассчитывается по формуле

$$\begin{aligned} \text{Ш} = 1 + \frac{g_0}{g_c} + \frac{r_6(g_c + g_0)^2}{g_c} + \frac{g_{\text{ш}}[1 + r_6(g_c + g_0)]^2}{g_c} + \\ + \frac{r_6 b_{113}^2 (1 + g_{\text{ш}} r_6)}{g_c} + \frac{R_{\text{ш}}(g_c + g_0 + g_{113})^2}{g_c}, \end{aligned} \quad (2.38)$$

где $g_0 = (n_1^2 h_{223} + g_k + n_2^2 g_{\text{вх}2}) / n_2^2$ – пересчитанная на вход транзистора резонансная проводимость контура; $g_c = n_1^2 h_{223} / n_2^2$ – пересчитанная на вход проводимость источника сигнала; $g_{\text{ш}} = 20 I_{\text{к}0} (h_{213}^{-1} - 1) = R_{\text{ш}}^{-1}$ – эквивалентная шумовая проводимость транзистора; $b_{113} = 2\pi f_{\text{max}} C_{63}$; $g_{113} = h_{113}^{-1}$ – входные реактивная и активная проводимости.

2.8. РАСЧЁТ ЦЕПЕЙ ПИТАНИЯ И СТАБИЛИЗАЦИИ РЕЖИМА

Сопротивление резистора эмиттерной термостабилизации R_3 рассчитывается исходя из необходимой температурной нестабильности $\Delta I_{\text{к}t}$ коллекторного тока

$$\Delta I_{\text{к}t} = I_{\text{к}0} \frac{(T_{\text{max}} - T_{\text{min}})}{T_0}, \quad (2.39)$$

где $T_0 = 293 \text{ К}$ – стандартная абсолютная температура окружающей среды.

Изменение температуры вызывает изменение обратного тока коллектора

$$\Delta I_{\text{к}60} = I_{\text{к}60} 2^{a(T_{\text{max}} - T_0)}, \quad (2.40)$$

где a – температурный коэффициент: $0,1 \text{ К}^{-1}$ для германиевых и $0,2 \text{ К}^{-1}$ для кремниевых транзисторов.

При этом происходит изменение напряжения на базе $\Delta U_{бэ}$, вызывающее смещение входных характеристик транзистора:

$$\Delta U_{бэ} = \gamma (T_{\max} - T_{\min}), \quad (2.41)$$

где $\gamma = 1,8 \cdot 10^{-3}$ В/К.

Сопротивление резистора R_3 , обеспечивающее требуемую нестабильность (индекс «н») коллекторного тока, равно:

$$R_3 = \frac{(\Delta U_{бэ} + 20\Delta I_{кб0} / h_{11э})}{\Delta I_{кф}}. \quad (2.42)$$

Увеличение сопротивления R_3 ограничивается допустимым (индекс «д») падением напряжения источника питания на резисторе R_3 , равным

$$U_3 = 0,2E_k. \quad (2.43)$$

С учётом данного условия его сопротивление определяется формулой:

$$R_{3д} = \frac{U_3}{(I_{к0} + I_{б0})}. \quad (2.44)$$

Сопротивление резистора R_3 следует выбирать близким к наибольшему из рассчитанных, но не превышающим $R_{3д}$.

Для расчёта сопротивлений резисторов базового делителя напряжения необходимо задаться величиной тока делителя I_d , протекающего через резисторы $R_{д1}$ и $R_{д2}$ в цепи базы транзистора:

$$I_d = 10I_{б0}. \quad (2.45)$$

Сопротивления резисторов $R_{д1}$ и $R_{д2}$ рассчитываются по следующим формулам:

$$R_{д1} = \frac{E_k - I_d R_{д2}}{I_d + I_{б0}}; \quad (2.46)$$

$$R_{д2} = \frac{U_3 - U_{б0}}{I_d}. \quad (2.47)$$

2.9. РАСЧЁТ БЛОКИРУЮЩЕГО ЭМИТТЕРНОГО КОНДЕНСАТОРА C_3

Ёмкость конденсатора C_3 , блокирующего резистор R_3 в цепи эмиттера по переменному току, исключаяющего уменьшение коэффициента усиления вследствие возникновения отрицательной связи по переменным составляющим тока эмиттера, определяется следующей формулой:

$$C_3 \geq \frac{20}{2\pi R_3 f_{\max}}. \quad (2.48)$$

2.10. РАСЧЁТ РАЗВЯЗЫВАЮЩЕГО ФИЛЬТРА

Проверяют соответствие режима работы транзистора требуемому при рассчитанном значении сопротивления R_3 . Для этого вычисляют

$$U_{\text{общ}} = (I_{\text{к0}} + I_{\text{б0}}) R_3 + U_{\text{к0}}. \quad (2.49)$$

Если $U_{\text{общ}} < E_{\text{к}}$, то применяется развязывающий фильтр $R_{\text{ф}} C_{\text{ф}}$. Резистор $R_{\text{ф}}$ гасит избыточное напряжение и его сопротивление равно:

$$R_{\text{ф}} = \frac{E_{\text{к}} - U_{\text{общ}}}{I_{\text{к0}}}. \quad (2.50)$$

Если $U_{\text{общ}} > E_{\text{к}}$, то необходимо уменьшить сопротивление резистора R_3 . Ёмкость конденсатора фильтра $C_{\text{ф}}$ выбирается большой (десятки и сотни микрофарад), и её величина ограничивается размерами конденсатора:

$$C_{\text{ф}} \geq \frac{20}{2\pi f_{\text{max}} R_{\text{ф}}}. \quad (2.51)$$

2.11. ОЦЕНКА ТЕМПЕРАТУРНОЙ СТАБИЛЬНОСТИ РЕЖИМА

Температурная стабильность режима работы транзистора оценивается по величине коэффициента нестабильности:

$$S_{\text{н}} = 1 + \frac{R_{\text{д1}} R_{\text{д2}}}{R_3 (R_{\text{д1}} + R_{\text{д2}}) + R_{\text{ф}} (R_{\text{д2}} + R_{\text{ф}})}. \quad (2.52)$$

Допустимым является $S_{\text{н}} = 2 \dots 8$. Чем меньше $S_{\text{н}}$, тем стабильнее режим транзистора.

2.12. РАСЧЁТ РАЗДЕЛИТЕЛЬНОГО КОНДЕНСАТОРА

Ёмкость разделительного конденсатора должна быть значительно больше входной ёмкости следующего транзисторного каскада:

$$C_{\text{р}} \geq (50 \dots 100) C_{\text{вх2}}. \quad (2.53)$$

Выводы по результатам расчёта

1. Для оценки выполнения задания составить сводную таблицу параметров УРЧ, в которой привести исходные данные задания на расчёт и полученные параметры схемы УРЧ (K_0 , $P_{\text{г}}$, σ , коэффициенты включения n_1 и n_2). Сделать выводы о назначении УРЧ. Оценить степень выполнения задания на расчёт. В случае невыполнения задания необходимо сформулировать рекомендации по изменению элементов схемы, которое обеспечит выполнение задания.

2. Составить принципиальную схему УРЧ с соблюдением основных требований единой системы конструкторской документации (ЕСКД), приведенных в прил. П3. Составить перечень элементов принципиальной схемы (VT, R, C, L) в виде таблицы (спецификации, прил. П2).

Контрольные вопросы

1. Дать определение и сформулировать назначение УРЧ.
2. Какие схемы УРЧ используются наиболее часто и почему?
3. Поясните назначение элементов принципиальной схемы УРЧ с общим эмиттером.
4. Назовите основные характеристики УРЧ.
5. Как изменяются характеристики тракта радиочастоты при увеличении количества каскадов УРЧ?
6. Причины возникновения нелинейных явлений в УРЧ, их проявление и влияние на характеристики РПУ.
7. Устойчивость УРЧ, основные причины и физическая сущность нарушения устойчивости усилителя.
8. Перечислите методы повышения устойчивости УРЧ.

3. РАСЧЁТ УСИЛИТЕЛЯ ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТОТЫ

Усилитель промежуточной частоты (УПЧ) обеспечивает в УПОС основные усиление и частотную избирательность (по соседним каналам приёма). Рабочая часть УПЧ неизменна, поэтому в УПЧ в качестве нагрузки используются системы связанных контуров – полосовые фильтры.

ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЬ ВЫПОЛНЕНИЯ РАСЧЁТА

1. Определение исходных данных.
2. Расчёт параметров одиночного каскада УПЧ.
3. Выбор активного прибора.
4. Расчёт элементов цепей питания и стабилизации режима.
5. Оценка температурной стабильности режима.
6. Расчёт ёмкостей конденсаторов.
7. Расчёт избирательности каскада по соседнему каналу $\sigma_{скр}$.
8. Расчёт элементов полосового фильтра.
9. Расчёт кривых избирательности и АЧХ каскада УПЧ и многокаскадного ТПЧ.
10. Расчёт резонансного сопротивления ненагруженного контура.
11. Расчёт коэффициентов трансформации n_1 и n_2 .
12. Расчёт резонансного коэффициента усиления УПЧ.

МЕТОДИКА РАСЧЁТА УПЧ

3.1. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ИСХОДНЫХ ДАННЫХ

Расчёт усилителя промежуточной частоты (УПЧ) на биполярном транзисторе с нагрузкой в виде двухконтурного полосового фильтра (ДПФ), входящего в состав многокаскадного тракта промежуточной частоты (ТПЧ), производится при следующих исходных данных:

Параметры	Обозначения	
	в методике	в MathCAD
Резонансный коэффициент усиления многокаскадного (K каскадов) ТПЧ	K_0	K_0
Напряжение источника питания, В	E_k	E_k

Следующие исходные данные определяются в соответствии с заданием руководителя, с учётом результатов предварительного расчёта ВЧТ (методика 1) или самостоятельно студентом на основе изучения рекомендованной литературы:

Параметры	Обозначения	
	в методике	в MathCAD
Промежуточная частота, Гц	$f_{пр}$	$f_{пр}$
Количество каскадов УПЧ (с учётом наличия в составе ТПЧ преобразователя частоты)	$K - 1$	$K - 1$
Полоса пропускания многокаскадного ТПЧ, Гц	Π_f	Π_f
Избирательность многокаскадного ТПЧ по соседнему каналу, дБ	$\sigma_{ск}$	$\sigma_{ск}$
Неравномерность АЧХ многокаскадного ТПЧ на границах полосы пропускания, дБ	$\sigma_{гр}$	$\sigma_{гр}$
Параметры ДПФ:		
конструктивная добротность контуров	$Q_{кп}$	$Q_{кп}$
эквивалентная добротность контуров	$Q_{эд}$	$Q_{эд}$
параметр связи между контурами	β	β

Принципиальная схема рассчитываемого каскада УПЧ приведена на рис. 3.1.

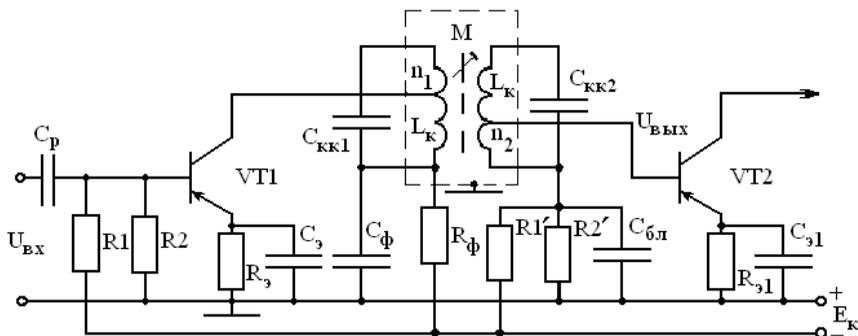


Рис. 3.1. Принципиальная схема каскада УПЧ с ДПФ

3.2. РАСЧЁТ ПАРАМЕТРОВ ОДИНОЧНОГО КАСКАДА УПЧ

Параметры, отнесённые к одиночному каскаду УПЧ, в предположении идентичности всех каскадов ТПЧ определяются следующими соотношениями:

$$K_{01} = K_0^{1/K} = \sqrt[K]{K_{0K}}; \quad (3.1)$$

$$\sigma_{гр1} = \frac{\sigma_{гр}}{K}, \text{ [дБ]}; \quad (3.2)$$

$$\sigma_{ск1} = \frac{\sigma_{ск}}{K}, \text{ [дБ]}; \quad (3.3)$$

$$\Pi_{f1} = \frac{\Pi_f}{\Psi(K)}, \quad (3.4)$$

где $\Psi(K)$ – функция, входящая в выражение (1.24) методики расчёта ВЧТ (методика № 1) и зависящая от числа K каскадов ТПЧ (изменяется от 1 до K):

$$\Psi(K) = \left(2\beta \sqrt{10^{\sigma_{гр1}/10K} - 1 + \beta^2} - 1 \right)^{-0.5}. \quad (3.5)$$

Неравномерность АЧХ (3.2) и избирательность (3.3) необходимо выразить в абсолютных единицах (в разгах), используя общеизвестные формулы, связывающие число A с его значением B , выраженным в децибелах:

$$B_{[дБ]} = 20 \lg A \Leftrightarrow A = 10^{B_{[дБ]}/20}.$$

3.3. ВЫБОР АКТИВНОГО ПРИБОРА

Транзистор выбирается по следующим критериям:

– частотные свойства

$$f_{гр} \geq h_{21\beta} f_{гр}; \quad (3.6)$$

- устойчивость к самовозбуждению

$$(Y_{21\beta} / C_{12})_{\max}; \quad (3.7)$$

- шумовые свойства

$$(R_{ш} / h_{11\beta})_{\min}, \quad (3.8)$$

где $h_{11\beta}$, $Y_{21\beta}$, C_{12} – входное сопротивление, крутизна и проходная ёмкость транзистора; $f_{гр}$ – граничная частота транзистора в схеме с общей базой; $h_{21\beta}$ – коэффициент передачи тока в схеме с общим эмиттером.

Входное сопротивление транзистора рассчитывается по следующим формулам:

- в схеме с общим эмиттером

$$h_{11\beta} = h_{11\epsilon} h_{21\beta}; \quad (3.9)$$

- в схеме с общей базой

$$h_{11\epsilon} = r_3 + r_6 / h_{21\beta}, \quad (3.10)$$

где $r_3 = 26 \cdot 10^{-3} / I_{к0}$ – сопротивление эмиттерного перехода; $I_{к0}$ – ток коллектора; r_6 – распределённое сопротивление базы.

Крутизна транзистора и шумовое сопротивление определяются соотношениями:

$$Y_{21\beta} = h_{21\beta} / h_{11\beta}; \quad (3.11)$$

$$R_{ш} = 20 I_{к0} / Y_{21\beta}^2. \quad (3.12)$$

Из справочника выбираем транзистор и следующие основные его параметры:

граничная частота транзистора, Гц	$f_{гр}$;
коэффициент передачи тока в схеме с ОЭ	$h_{21\beta}$;
ток коллектора, А	$I_{к0}$;
ёмкость коллекторного перехода, пФ	$C_{к}$;
распределённое сопротивление базы, Ом	r_6 ;
допустимое напряжение коллектор–эмиттер, В	$U_{кэ \max}$.

Если в справочных данных отсутствуют значения r_6 и C_{12} , то их принимают равными (40...150) Ом и $C_{к}$ соответственно.

Затем необходимо оценить выполнение условий (3.6) – (3.8), и если они не выполняются, следует выбрать другой транзистор.

Для выбранного транзистора из справочника выбирают остальные параметры транзистора:

напряжение на коллекторе, В	$U_{к0}$;
ток базы, А	$I_{б0}$;
обратный ток коллектора, мкА	$I_{кб0}$;
выходная проводимость, мСм	$h_{22\beta}$.

Если в справочных данных отсутствуют значения h_{223} , то их принимают равными (50...100) мкСм для германиевых и (1...20) мкСм для кремниевых транзисторов. Напряжение смещения на базу U_{60} принимается равным (0,05...0,15) В для германиевых и (0,4...0,5) В для кремниевых транзисторов.

3.4. РАСЧЁТ ЭЛЕМЕНТОВ ЦЕПЕЙ ПИТАНИЯ И СТАБИЛИЗАЦИИ РЕЖИМА

Сопротивление резистора R_3 в цепи эмиттера, являющегося элементом отрицательной обратной связи и обеспечивающего термостабилизацию транзистора, рассчитывается с учётом необходимого напряжения $U_{к0}$ на коллекторе транзистора и допустимого падения напряжения U_{ϕ} на резисторе R_{ϕ} развязывающего фильтра в цепи питания транзистора.

Задаваясь падением напряжения на резисторе развязывающего фильтра

$$U_{\phi} \leq 0,1E_{к}, \quad (3.13)$$

сопротивление резисторов R_3 и R_{ϕ} определяют по формулам

$$R_3 = \frac{E_{к} - U_{\phi} - U_{к0}}{I_{к0} + I_{60}}; \quad (3.14)$$

$$R_{\phi} = U_{\phi} / I_{к0}. \quad (3.15)$$

Помните! При расчёте сопротивлений и ёмкостей элементов схем их величины выбираются (где это необходимо) из ряда номинальных величин сопротивлений резисторов и ёмкостей конденсаторов, указанных в прил. 1, и при дальнейших расчётах используются выбранные значения номиналов.

Для расчёта сопротивлений резисторов делителя напряжения в цепи базы транзистора необходимо задаться:

- падением напряжения на эмиттерном резисторе R_3

$$U_3 \leq 0,2E_{к}; \quad (3.16)$$

- величиной тока, протекающего через резисторы делителя в цепи базы транзистора:

$$I_{д} = 10I_{60}. \quad (3.17)$$

При этом должно выполняться неравенство

$$I_{д} \leq 0,4I_{к0}. \quad (3.18)$$

Сопротивления резисторов R_1 , R_2 рассчитываются по следующим формулам:

$$R_2 = \frac{U_{\text{э}} + U_{\text{б0}}}{I_{\text{д}}}; \quad (3.19)$$

$$R_1 = \frac{E_{\text{к}} - U_{\text{ф}} - I_{\text{д}}R_2}{I_{\text{д}} + I_{\text{б0}}}. \quad (3.20)$$

3.5. ОЦЕНКА ТЕМПЕРАТУРНОЙ СТАБИЛЬНОСТИ РЕЖИМА

Температурная стабильность режима работы транзистора оценивается по величине коэффициента нестабильности

$$S_{\text{н}} = 1 + \frac{R_1 R_2}{R_3 (R_1 + R_2) + R_{\text{ф}} (R_2 + R_{\text{ф}})}. \quad (3.21)$$

Допустимым является $S_{\text{н}} = 2 \dots 8$. Чем меньше $S_{\text{н}}$, тем стабильнее режим транзистора.

3.6. РАСЧЁТ ЁМКостей КОНДЕНСАТОРОВ

Для эффективной передачи напряжения сигнала на вход последующего каскада УПЧ ёмкость $C_{\text{р}}$ разделительного конденсатора должна быть значительно больше входной ёмкости $C_{\text{вх2}}$ транзистора последующего каскада:

$$C_{\text{р}} = 50 C_{\text{вх2}}. \quad (3.22)$$

Входная ёмкость последующего каскада определяется входной ёмкостью транзистора $C_{\text{б3}}$:

$$C_{\text{б3}} = \frac{1}{2\pi f_{\text{гр}} r_3} \quad (3.23)$$

и равна

$$C_{\text{вх2}} = C_{\text{б3}} + C_{\text{к}} (1 + K_{01}), \quad (3.24)$$

где K_{01} – резонансный коэффициент усиления одного каскада УПЧ, рассчитанный по формуле (3.1).

Ёмкости блокирующих конденсаторов C_3 в цепи эмиттера и $C_{\text{ф}}$ развязывающего фильтра рассчитываются по формулам:

$$C_3 = \frac{30}{f_{\text{нр}} R_3}; \quad (3.25)$$

$$C_{\text{ф}} = \frac{30}{f_{\text{нр}} R_{\text{ф}}}. \quad (3.26)$$

3.7. РАСЧЁТ ИЗБИРАТЕЛЬНОСТИ КАСКАДА ПО СОСЕДНЕМУ КАНАЛУ $\sigma_{\text{ск1р}}$

Нормированная амплитудно-частотная характеристика ДПФ описывается следующим выражением:

$$y(x) = \frac{2\beta}{\sqrt{(1+\beta^2-x^2)^2+4x^2}}, \quad (3.27)$$

где β – параметр связи между контурами ДПФ; $x = 2\Delta f Q_3 / f_{\text{пр}}$ – обобщённая расстройка; $Q_3 = Q_{3\text{д}}$ – эквивалентная добротность нагруженного контура ДПФ, рассчитанная в методике № 1 по формуле (1.24).

Обобщённая расстройка для соседнего канала (ск) определяется при абсолютной расстройке относительно основного канала $\Delta f_{\text{ск}} = f_{\text{пр}} - f_{\text{ск}} = \Pi_{f1}$ (если не оговаривается другая величина абсолютной расстройки $\Delta f_{\text{ск}}$):

$$x_{\text{ск}} = Q_3 \frac{2\Pi_{f1}}{f_{\text{пр}}}, \quad (3.28)$$

где Π_{f1} – полоса пропускания каскада УПЧ, определяемая формулой (3.4).

Избирательность (расчётная) каскада УПЧ по СК как величина, обратная нормированной АЧХ (3.27), описывается выражением

$$\sigma_{\text{ск1р}} = \frac{\sqrt{(1+\beta^2-x_{\text{ск}}^2)^2+4x_{\text{ск}}^2}}{2\beta}. \quad (3.29)$$

Полученное значение $\sigma_{\text{ск1р}}$ должно быть не меньше величины $\sigma_{\text{ск1}}$, рассчитанной в п. 3.2. В случае невыполнения этого условия расчёты по п. 3.2, 3.7 следует повторить при изменённом в исходных данных числе каскадов, равном K .

3.8. РАСЧЁТ ЭЛЕМЕНТОВ ПОЛОСОВОГО ФИЛЬТРА

В зависимости от величины промежуточной частоты $f_{\text{пр}}$ выбирается минимальная реализуемая индуктивность контурной катушки $L_{\text{к min}}$ из следующей таблицы.

Минимальные реализуемые индуктивности контурных катушек

$f_{\text{пр}}$, МГц	0,1...0,5	0,5...1,0	1...5	5...10	10...20	20...40
$L_{\text{к min}}$, мкГн	1000...400	4000...250	250...20	20...10	10...5	5...0,3

Максимальная допустимая эквивалентная ёмкость контура определяется из формулы

$$C_{кэ\max} = \frac{2,53 \times 10^2}{f_{\text{пр}}^2 L_{к\min}}. \quad (3.30)$$

Ёмкость ненагруженного контура $C_{к0}$ состоит из ёмкости контурного конденсатора $C_{кк}$ и паразитной ёмкости $C_{п}$, образованной ёмкостью монтажа $C_{м}$ и межвитковой ёмкостью C_L контурной катушки индуктивности:

$$C_{к0} = C_{кк} + C_{п} = C_{кк} + C_{м} + C_L. \quad (3.31)$$

Расстройка, вносимая в контуры ДПФ, различна:

– для первичного контура она определяется выходной ёмкостью транзистора

$$C_{22э} = C_{к} (1 + r_6 / h_{11б}) \approx C_{к}; \quad (3.32)$$

– для вторичного контура – входной ёмкостью транзистора следующего каскада (3.24)

$$C_{11э} \approx C_{вх2}, \quad (3.33)$$

причём $C_{22э} < C_{11э}$. Поэтому начальные значения коэффициентов включения контуров принимают равными $n_{1н} = 0,5 \dots 0,3$, $n_{2н} = 0,1 \dots 0,2$ и ёмкости, вносимые в первичный и вторичный контуры ДПФ, равны соответственно

$$C_{вн1} = n_{1н}^2 C_{22э}; \quad (3.34)$$

$$C_{вн2} = n_{2н}^2 C_{11э}. \quad (3.35)$$

Эквивалентная ёмкость контура

$$C_{кэ} = C_{к0} + C_{вн}. \quad (3.36)$$

Задаваясь величиной эквивалентной ёмкости контура $C_{кэ} \leq C_{кэ\max}$, рассчитывают ёмкости ненагруженных контуров:

$$C_{к01} = C_{кэ} - C_{вн1}, \quad (3.37)$$

$$C_{к02} = C_{кэ} - C_{вн2}. \quad (3.38)$$

Конструктивно можно уменьшить величину паразитной ёмкости $C_{п}$ до $10 \dots 50$ пФ. Задаваясь величиной $C_{п}$, рассчитывают ёмкости контурных конденсаторов:

$$C_{кк1} = C_{к01} - C_{п}. \quad (3.39)$$

$$C_{кк2} = C_{к02} - C_{п}. \quad (3.40)$$

Если окажется, что $C_{к} < 0$, контурный конденсатор можно не устанавливать, а $L_{к\min}$ необходимо изменить:

$$L_{к\min} = \frac{2,53 \times 10^2}{f_{\text{пр}}^2 C_{п}}. \quad (3.41)$$

3.9. РАСЧЁТ КРИВЫХ ИЗБИРАТЕЛЬНОСТИ И АЧХ КАСКАДА УПЧ И МНОГОКАСКАДНОГО ТПЧ

Кривая избирательности (КИ) $\sigma_1(x)$ и АЧХ $y_1(x)$ каскада УПЧ связаны обратно пропорциональной зависимостью:

$$y_1(x) = \frac{1}{\sigma_1(x)}. \quad (3.42)$$

АЧХ $y_1(x)$ каскада УПЧ описывается формулой (3.27), а его КИ в соответствии с (3.29) – зависимостью

$$\sigma_1(x) = \frac{\sqrt{[1 + \beta^2 - x^2(f)]^2 + 4x^2(f)}}{2\beta}, \quad (3.43)$$

или в логарифмических единицах

$$\sigma_{1[\text{дБ}]}(x) = 20 \lg[\sigma_1(x)], \quad (3.44)$$

где $x = x(f) = 2(f - f_{\text{пр}}) Q_s / f_{\text{пр}}$ – обобщённая расстройка.

Для многокаскадного ТПЧ, состоящего из $(K - 1)$ идентичных каскадов, эти характеристики определяются следующим образом:

$$y_K(x) = y_1^K(x); \quad (3.45)$$

$$\sigma_K(x) = \sigma_1^K(x); \quad (3.46)$$

$$\sigma_{K[\text{дБ}]}(x) = K \sigma_{1[\text{дБ}]}(x). \quad (3.47)$$

По графикам АЧХ или КИ необходимо определить по уровням 0,707 (–3 дБ) для АЧХ и $\sqrt{2}$ (3 дБ) для соответствующей КИ минимальную и максимальную граничные частоты полосы пропускания: $f_{1н}, f_{1в}$ – для каскада и $f_{н}, f_{в}$ – для всего ТПЧ, а также соответствующие полосы пропускания:

$$\Pi_{1f} = f_{1в} - f_{1н}; \quad (3.48)$$

$$\Pi_f = f_{в} - f_{н}. \quad (3.49)$$

3.10. РАСЧЁТ РЕЗОНАНСНОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ НЕНАГРУЖЕННОГО КОНТУРА

Резонансное сопротивление R_0 ненагруженного контура рассчитывается с учётом выбранной в методике № 1 конструктивной добротности $Q_{\text{кп}}$ контура по формуле

$$R_0 = \frac{Q_{\text{кп}}}{2\pi f_{\text{пр}} C_{\text{к01}(2)}}. \quad (3.50)$$

3.11. РАСЧЁТ КОЭФФИЦИЕНТОВ ТРАНСФОРМАЦИИ n_1 И n_2

Принятые в п. 3.8 значения коэффициентов трансформации (включения) $n_{1н}$ и $n_{2н}$ требуют уточнения с учётом обеспечения требуемых избирательности и устойчивости УПЧ.

Допустимое ухудшение избирательных свойств контура вследствие его шунтирования элементами схемы УПЧ обеспечивается при следующих коэффициентах трансформации:

– с учётом шунтирования выходным сопротивлением $R_{22э} = 1/h_{22э}$ транзистора УПЧ

$$n_{1н} = \sqrt{\frac{Q_{кп} / Q_э - 1}{R_0 h_{22э}}}; \quad (3.51)$$

– с учётом шунтирования входным сопротивлением $R_{вх2}$ последующего каскада

$$n_{2н} = \sqrt{\frac{Q_{кп}}{Q_э - 1} \frac{R_{вх2}}{R_0}}. \quad (3.52)$$

Входное сопротивление последующего каскада, параллельное резонансному сопротивлению R_0 контура, определяется входным сопротивлением $h_{11э}$ транзистора следующего УПЧ и сопротивлением $R_1 \parallel R_2$ параллельно соединённых резисторов базового делителя этого транзистора

$$R_{вх2} = \frac{1}{\frac{1}{h_{11э}} + \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2}}. \quad (3.53)$$

Требуемая устойчивость усилителя к самовозбуждению обеспечивается при выборе следующих коэффициентов трансформации:

$$n_{1у} = \sqrt{\frac{1}{R_0 h_{22э} \sqrt{\frac{2\pi f_{нр} C_{12} Y_{21э} h_{11э}}{2h_{22э}(1-k_y)} - 1}}}; \quad (3.54)$$

$$n_{2у} = \sqrt{\frac{h_{11э}}{R_0 \sqrt{\frac{2\pi f_{нр} C_{12} Y_{21э} h_{11э}}{2h_{22э}(1-k_y)} - 1}}}, \quad (3.55)$$

где $k_y = 0,8 \dots 0,9$ – коэффициент устойчивости.

Сравнивая значения коэффициентов трансформации, выбранные в п. 3.8 и рассчитанные по формулам (3.51) – (3.55), выбирают наименьшие из них, подставляют вместо $n_{1н}$ и $n_{2н}$ в п. 3.8 и повторяют расчёты до тех

пор, пока значения коэффициентов $n_{1н}$, $n_{1и}$, $n_{1у}$ и $n_{2н}$, $n_{2и}$, $n_{2у}$ не станут примерно одинаковыми. Наименьшие значения коэффициентов трансформации выбирают как окончательные значения n_1 и n_2 .

3.12. РАСЧЁТ РЕЗОНАНСНОГО КОЭФФИЦИЕНТА УСИЛЕНИЯ УПЧ

Резонансные коэффициенты усиления каскада УПЧ K_{01} и всего многокаскадного УПЧ K_{0K} рассчитываются по следующим формулам:

$$K_{01} = \frac{n_1 n_2 \beta Y_{21э} R_{0э}}{1 + \beta^2}; \quad (3.56)$$

$$K_{0K} = K_{01}^{K-1}, \quad (3.57)$$

где $R_{0э}$ – эквивалентное резонансное сопротивление контуров ДПФ:

$$R_{0э} = \frac{1}{\frac{1}{R_0} + n_1^2 h_{22э} + \frac{n_2^2}{R_{вх2}}}. \quad (3.58)$$

Рассчитанный коэффициент усиления K_{0K} должен превышать заданный K_0 . Если это условие не выполняется, следует перейти к другому активному прибору или к каскадной схеме.

3.13. ОСОБЕННОСТИ МЕТОДИКИ РАСЧЁТА ОДНОКОНТУРНОГО УПЧ

Исходные данные для одноконтурного УПЧ, определяемые результатами расчётов по методике № 1:

Параметры	Обозначения	
	в методике	в MathCAD
Количество каскадов УПЧ	M	M
Полоса пропускания многокаскадного УПЧ, Гц	Π_f	Π_t
Избирательность многокаскадного УПЧ по соседнему каналу, дБ	$\sigma_{ск}$	$\sigma_{ск}$
Неравномерность АЧХ многокаскадного УПЧ на границах полосы пропускания, дБ	$\sigma_{гр}$	$\sigma_{гр}$
Параметры нагрузочного контура:		
конструктивная добротность контуров	$Q_{кп}$	$Q_{кп}$
эквивалентная добротность контуров	$Q_{эп}$	$Q_{эп}$

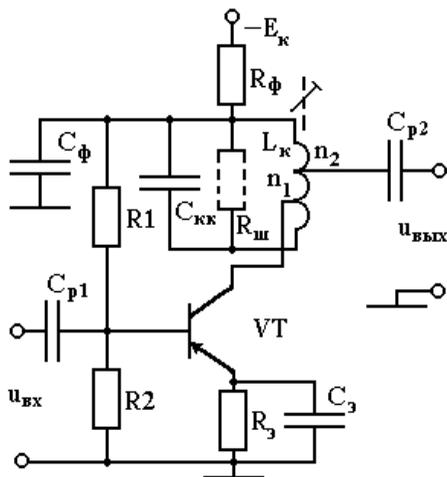


Рис. 3.2. Принципиальная схема одноконтурного каскада УПЧ

Принципиальная схема рассчитываемого каскада УПЧ приведена на рис. 3.2.

Пункты 3.2 – 3.6 расчёта УПЧ с ДПФ используются для расчёта одноконтурного УПЧ с заменой в формулах (3.1) – (3.3) п. 3.2 количества ДПФ K на количество одиночных контуров M .

3.14. РАСЧЁТ ИЗБИРАТЕЛЬНОСТИ КАСКАДА ПО СОСЕДНЕМУ КАНАЛУ $\sigma_{\text{склр}}$

Нормированная амплитудно-частотная характеристика одноконтурного УПЧ описывается следующим выражением:

$$y(x) = \frac{1}{\sqrt{1 + x^2}}, \quad (3.59)$$

где $x = 2\Delta f \cdot Q_3 / f_{\text{пр}}$ – обобщённая расстройка; $Q_3 = Q_{\text{эп}}$ – эквивалентная добротность нагруженного контура, определяемая рассчитанным в методике № 1 по формуле (1.19) эквивалентным затуханием.

Обобщённая расстройка для соседнего канала (СК) определяется при абсолютной расстройке относительно основного канала $\Delta f_{\text{ск}} = f_{\text{пр}} - f_{\text{ск}} = \Pi_{f1}$ (если не оговаривается другая величина абсолютной расстройки $\Delta f_{\text{ск}}$):

$$x_{\text{ск}} = Q_3 \frac{2\Pi_{f1}}{f_{\text{пр}}}, \quad (3.60)$$

где $P_{л}$ – полоса пропускания каскада УПЧ, определяемая формулой (3.4) при определении функции $\psi(M)$, зависящей от числа каскадов, выражении (1.20) методики № 1 расчёта ВЧТ.

Избирательность каскада УПЧ по СК как величина, обратная нормированной АЧХ (3.59), описывается выражением

$$\sigma_{ск1р} = \sqrt{1 + x_{ск}^2}. \quad (3.61)$$

Полученное значение $\sigma_{ск1р}$ должно быть не меньше величины $\sigma_{ск1}$, рассчитанной в п. 3.2. В случае невыполнения этого условия расчёты по п. 3.2, 3.7 следует повторить при изменённом в исходных данных числе каскадов, равном $(M + 1)$.

3.15. РАСЧЁТ ЭЛЕМЕНТОВ НАГРУЗОЧНОГО КОНТУРА

Формулы (3.37) – (3.40) для данной схемы УПЧ принимают следующий вид:

$$C_{к0} = C_{кэ} - (n_{1н}^2 C_{22} + n_{2н}^2 C_{вх2}), \quad (3.62)$$

$$C_{кк} = C_{к0} - C_{п}. \quad (3.63)$$

Расчёты в п. 3.9 выполняются с учётом формул (3.59), (3.61) и с заменой K на M .

Пункты 3.10 – 3.12 расчёта выполняются аналогично методике расчёта УПЧ с ДПФ за исключением формулы (3.5б), которая принимает вид

$$K_{01} = n_1 n_2 Y_{21э} R_{0э}. \quad (3.64)$$

Выводы

1. Для оценки выполнения задания составить сводную таблицу параметров УПЧ, в которой привести исходные данные задания на расчёт и полученные параметры схемы УПЧ ($K_{0к}$, $\sigma_{ск}$, β , P_f , K , графики $y_K(x)$ и $\sigma_K(x)$). Сделать выводы о назначении УПЧ. Оценить степень выполнения задания на расчёт. В случае невыполнения задания необходимо сформулировать рекомендации по изменению элементов схемы, которое обеспечит выполнение задания.

2. Составить перечень элементов принципиальной схемы (VT, R, C, L) в виде таблицы (спецификации, прил. П2) и указать номинальные значения элементов на принципиальной схеме, вычерченной с соблюдением основных требований единой системы конструкторской документации (ЕСКД), приведённых в прил. П3.

Контрольные вопросы

1. Коэффициент усиления N идентичных каскадов УПЧ равен $K_{0N[\text{дБ}]}$. Как рассчитать коэффициент усиления K_{01} одного каскада УПЧ?
3. Что такое устойчивость УПЧ и как обеспечить её при выборе транзистора?
4. Развязывающий фильтр исключает протекание переменной составляющей выходного тока через источник питания. Зачем?
5. Какое падение напряжения допускается на вспомогательных резисторах фильтра R_ϕ и термостабилизации R_s ?
6. Каким образом обеспечивается термостабилизация транзистора в рассчитываемой схеме УПЧ?
7. Как следует выбирать сопротивления резисторов R_1, R_2 делителя в цепи базы для улучшения термостабилизации?
8. Каким показателем оценивается температурная стабильность режима работы транзистора?
9. Какими условиями определяется выбор ёмкостей конденсаторов C_s и C_ϕ и почему?
10. Каким соотношением связаны между собой нормированная АЧХ $u(f)$ и ослабление (избирательность) $\sigma(f)$?
11. В чём преимущества и недостатки выбора для ДПФ сильной связи ($\beta > 1$) по сравнению с критической ($\beta = 1$)?

4. РАСЧЁТ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ

Преобразователь частоты (ПЧ) в супергетеродинном УПОС обеспечивает перенос спектра сигнала с переменной радиочастоты на постоянную промежуточную частоту. Отличие ПЧ от УПЧ заключается в том, что активный прибор (транзистор) ПЧ должен работать в нелинейном режиме. Это обеспечивается соответствующим выбором элементов цепей питания.

ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЬ ВЫПОЛНЕНИЯ РАСЧЁТА

1. Определение исходных данных.
2. Выбор активного прибора.
3. Расчёт элементов цепей питания и стабилизации режима.
4. Расчёт ёмкостей конденсаторов.
5. Расчёт избирательности каскада по соседнему каналу $\sigma_{\text{ск1р}}$.
6. Расчёт элементов полосового фильтра.
7. Расчёт резонансного сопротивления ненагруженного контура.
8. Расчёт коэффициентов трансформации n_1 и n_2 .
9. Расчёт резонансного коэффициента преобразования ПЧ.
10. Расчёт элементов контура гетеродина.

МЕТОДИКА РАСЧЁТА ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ

4.1. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ИСХОДНЫХ ДАННЫХ

Расчёт транзисторного преобразователя частоты (ПЧ) на биполярном транзисторе с нагрузкой в виде двухконтурного полосового фильтра (ДПФ), входящего в состав тракта промежуточной частоты (ТПЧ), производится при следующих исходных данных:

Параметры	Обозначения	
	в методике	в MathCAD
Резонансный коэффициент усиления одного каскада УПЧ	K_{01}	K01
Напряжение источника питания, В	E_k	Ek

Следующие исходные данные определяются результатами предварительного расчёта ВЧТ (методика 1):

Параметры	Обозначения	
	в методике	в MathCAD
Промежуточная частота, Гц	$f_{пр}$	fпр
Параметры одного каскада УПЧ:		
полоса пропускания Гц	Π_{Δ}	Pf1
избирательность по соседнему каналу, дБ	$\sigma_{ск1}$	сск1
неравномерность АЧХ на границах полосы пропускания, дБ	$\sigma_{гр1}$	сгр1
Параметры ДПФ:		
конструктивная добротность контуров	$Q_{кп}$	Qкп
эквивалентная добротность контуров	$Q_{эд}$	Qэд
параметр связи между контурами	β	β

Принципиальная схема рассчитываемого каскада ПЧ приведена на рис. 4.1.

В ПЧ, как правило, понижается частота, т.е. частота сигнала на выходе ПЧ $f_{пр}$ ниже его частоты на входе f_c . ПЧ состоит из нелинейного элемента смесителя – транзистора VT , к которому подводится сигнал от последнего каскада УРЧ, гетеродина и коллекторной нагрузки смесителя $Z_{пф}$ – двухконтурного полосового фильтра (ДПФ). Гетеродин может быть внутренним (рис. 4.1) или внешним. Контуры ДПФ настраиваются на постоянную промежуточную частоту $f_{пр} = |f_c - f_r|$; в диапазонных приёмниках обычно $f_r > f_c$ (верхняя настройка гетеродина) и $f_{пр} = f_r - f_c$.

Напряжение гетеродина подаётся в цепь эмиттера смесителя и периодически изменяет его параметры. ПЧ должен быть линейным по отношению к сигналу, что обеспечивается при выполнении условия: $U_r \gg U_c$.

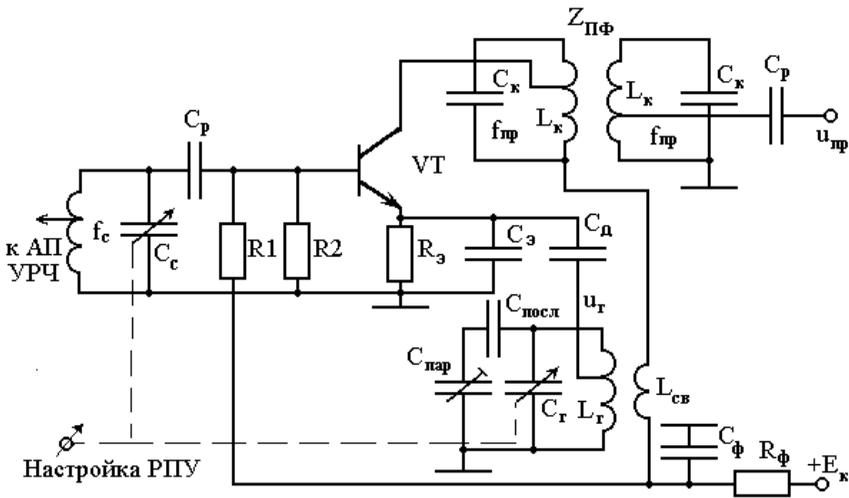


Рис. 4.1. Принципиальная схема ПЧ

Это достигается подбором амплитуды напряжения $U_{г}$, снимаемого с гетеродинного контура $C_{г}$, $L_{г}$, с помощью ёмкостного делителя $C_{д}$, $C_{э}$. Конденсатор $C_{д}$ также является разделительным по цепям постоянных токов смесителя и гетеродина. При использовании для перестройки РПУ конденсаторов переменной ёмкости (КПЕ) сигнальный $C_{к}$ и гетеродинный $C_{г}$ КПЕ объединяют в блок, а их роторы укрепляют на одной оси, соединяемой с ручкой **Настройка РПУ**.

Коэффициент перекрытия диапазона гетеродина $K_{дг}$ не равен коэффициенту перекрытия диапазона преселектора $K_{д}$ (тракта радиочастоты). При верхней настройке гетеродина $K_{дг} < K_{д}$. КПЕ в блоке имеют одинаковую конструкцию и одинаковые значения C_{max} и C_{min} .

4.1. ВЫБОР АКТИВНОГО ПРИБОРА

Транзистор для ПЧ выбирается таким же, как и в УРЧ, что обеспечивает получение высоких $f_{гр}$, $Y_{21э}$ и малого коэффициента шума Ш.

4.2. РАСЧЁТ ЭЛЕМЕНТОВ ЦЕПЕЙ ПИТАНИЯ И СТАБИЛИЗАЦИИ РЕЖИМА

Цепи питания, обеспечивающие исходный режим и термостабилизацию транзистора-смесителя, рассчитывают, как и для каскада УРЧ. Для ослабления побочных каналов приёма и комбинационных свистов смеситель должен работать без отсечки коллекторного тока, т.е. при $I_{к0} \approx 1$ мА, $U_{г} \approx 100 \dots 200$ мВ, $U_{с} \leq 5 \dots 10$ мВ. Параметры БТ в режиме преобразования (индекс «пч») определяют по формулам

$$g_{11пч} = (0,7...0,8)g_{11э} = (0,7...0,8) / h_{11э}; \quad (4.1)$$

$$C_{11пч} = (0,5...0,8) C_{11э}; \quad (4.2)$$

$$Y_{21пч} \approx 0,25 Y_{21э}; \quad (4.3)$$

$$g_{22пч} = (0,7...0,8)g_{22э} = (0,7...0,8)h_{22э}; \quad (4.4)$$

$$C_{22пч} = (0,3...0,5)C_{22э}, \quad (4.5)$$

где $h_{11э}$, $h_{22э}$, $Y_{21э}$, $C_{11э}$, $C_{22э}$ – входное сопротивление, выходная проводимость, крутизна, входная и выходная ёмкости транзистора для режима усиления.

Проводимость паразитной внутренней обратной связи транзистора в режиме преобразования уменьшается:

$$Y_{12пч} \approx (0,1...0,2)Y_{12э}. \quad (4.6)$$

Поэтому ПЧ не проверяют на устойчивость по усилению.

Дальнейшие расчёты по п. 3.4 производят в соответствии с формулами (2.39) – (2.53) методики расчёта УРЧ.

Расчёт схемы ПЧ по п. 5 – 9 производится по аналогии с методикой расчёта УПЧ (п. 3.7, 3.8, 3.10 – 3.12 методики 3).

4.3. РАСЧЁТ ЭЛЕМЕНТОВ КОНТУРА ГЕТЕРОДИНА

Для выполнения условия $f_r = f_{пр} + f_c$ индуктивность катушки гетеродина должна быть равна

$$L_r = \frac{2,53 \cdot 10^{-2}}{f_{r \max}^2 C_{э \min}}. \quad (4.7)$$

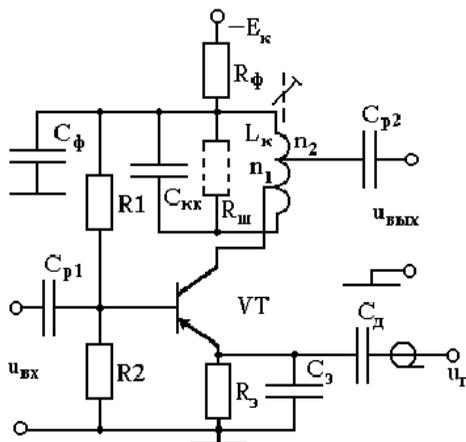


Рис. 4.2. ПЧ с внешним гетеродином

Транзисторные ПЧ с внутренним гетеродином (рис. 4.1) применяют для уменьшения числа транзисторов и снижения потребления электроэнергии. Они имеют худшие характеристики, чем ПЧ с внешним гетеродином, поскольку нельзя одновременно обеспечить оптимальные режимы смесителя и гетеродина на одном транзисторе и проявляется сильное взаимное влияние сигнальной и гетеродинной цепей.

Схема ПЧ с внешним гетеродином приведена на рис. 4.2.

Выводы по результатам расчёта

1. Для оценки выполнения задания составить сводную таблицу параметров ПЧ, в которой привести исходные данные задания на расчёт и полученные параметры схемы ПЧ ($K_{0\text{ пч}}$, $\sigma_{\text{ск.пч}}$, β , $P_{\text{лч}}$, графики $u_{\text{пч}}(x)$ и $\sigma_{\text{пч}}(x)$). Сделать выводы о назначении ПЧ. Оценить степень выполнения задания на расчёт. В случае невыполнения задания необходимо сформулировать рекомендации по изменению элементов схемы, которое обеспечит выполнение задания.

2. Составить перечень элементов принципиальной схемы (V_T , R , C , L) в виде таблицы (спецификации, прил. 2) и указать номинальные значения элементов на принципиальной схеме, вычерченной с соблюдением основных требований единой системы конструкторской документации (ЕСКД), приведённых в прил. ПЗ.

Контрольные вопросы

1. Назначение ПЧ в супергетеродинном РПУ.
2. Наиболее характерное свойство промежуточной частоты.
3. Развязывающий фильтр исключает протекание переменной составляющей выходного тока через источник питания. Зачем?
4. В чём различие в начальном режиме работы БТ в усилителе и в смесителе?
5. Каким образом обеспечивается термостабилизация транзистора в рассчитываемой схеме ПЧ?
6. Как следует выбирать сопротивления резисторов R_1 , R_2 делителя в цепи базы для улучшения термостабилизации?
7. Каким показателем оценивается температурная стабильность режима работы транзистора?
8. Какими условиями определяется выбор ёмкостей конденсаторов C_3 и C_4 и почему?
9. Каким соотношением связаны между собой нормированная АЧХ $u(f)$ и ослабление (избирательность) $\sigma(f)$?
10. В чём преимущества и недостатки ПЧ с совмещённым гетеродином?

5. РАСЧЁТ АМПЛИТУДНОГО ДЕТЕКТОРА

Амплитудный детектор обеспечивает получение на выходе низкочастотного напряжения, изменяющегося по закону изменения амплитуды входного сигнала, поступающего от УПЧ. Такое преобразование спектра осуществляется с помощью нелинейных элементов – диодов.

ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЬ ВЫПОЛНЕНИЯ РАСЧЁТА

1. Определение исходных данных.
2. Выбор диода.
3. Выбор амплитуды $U_{\text{пр}}$ входного сигнала детектора.
4. Расчёт сопротивления нагрузки.
5. Расчёт угла отсечки θ .
6. Расчёт входного сопротивления детектора $R_{\text{вх. д.}}$.
7. Расчёт коэффициента передачи детектора $K_{\text{д.}}$.
8. Расчёт ёмкости нагрузки $C_{\text{н.}}$.
9. Выбор конденсаторов нагрузки $C1$ и $C2$.
10. Расчёт ёмкости разделительного конденсатора $C_{\text{р.}}$.
11. Расчёт коэффициента фильтрации $k_{\text{ф.}}$.
12. Расчёт постоянной времени детектора на верхних частотах.
13. Расчёт постоянной времени детектора на нижних частотах.
14. Расчёт амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) $Y(F)$ и определение полосы пропускания Π_F детектора.

МЕТОДИКА РАСЧЁТА ПОЛУПРОВОДНИКОВОГО ДИОДНОГО АМПЛИТУДНОГО ДЕТЕКТОРА

5.1. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ИСХОДНЫХ ДАННЫХ

Расчёт последовательного амплитудного детектора (АД) на полупроводниковом диоде производится при следующих исходных данных:

Параметры	Обозначения	
	в методике	в MathCAD
Верхняя (максимальная) частота модуляции, Гц	F_{max}	Fmax
Нижняя (минимальная) частота модуляции, Гц	F_{min}	Fmin
Коэффициент частотных искажений (на нижних и верхних частотах), дБ	$M_{\text{н}}, M_{\text{в}}$	Mн, Mв
Коэффициент модуляции	m	m
Коэффициент фильтрации напряжения промежуточной частоты $f_{\text{пр}}$ (требуемый)	$k_{\text{фт}}$	kфт

Кроме того, из расчёта УПЧ в качестве исходных данных необходимо использовать следующие параметры нагрузки УПЧ:

Параметры	Обозначения	
	в методике	в MathCAD
Промежуточная частота, Гц	$f_{\text{пр}}$	$f_{\text{пр}}$
Полоса пропускания многокаскадного ТПЧ, Гц	P_f	P_{Γ}
Собственное резонансное сопротивление контура, кОм	R_0	R_0
Ёмкость контурного конденсатора, пФ	$C_{\text{кк2}} (C_{\text{кк}})$	$C_{\text{кк2}} (C_{\text{кк}})$

Принципиальная схема рассчитываемого АД с разделённой нагрузкой приведена на рис. 5.1.

Она обеспечивает уменьшение нелинейных искажений типа отсечки, возникающих при различии сопротивления нагрузки для постоянного и переменного (с частотой модуляции) выходных токов детектора.

5.2. ВЫБОР ДИОДА

Диод выбирают с наименьшей ёмкостью C_d $p-n$ -перехода диода и наибольшим отношением обратного сопротивления $R_{\text{обр}}$ к внутреннему сопротивлению R_i диода (или, так как $R_i = 1/S_d$, с наибольшим произведением крутизны S_d и обратного сопротивления $R_{\text{обр}}$):

$$(R_{\text{обр}} / R_i)_{\text{max}}; \quad (5.1)$$

$$(S_d R_{\text{обр}})_{\text{max}}. \quad (5.2)$$

С использованием табл. 5.1 необходимо определить величину отношения (5.1) или (5.2) для разных диодов и, сравнивая их, выбрать наилучший.

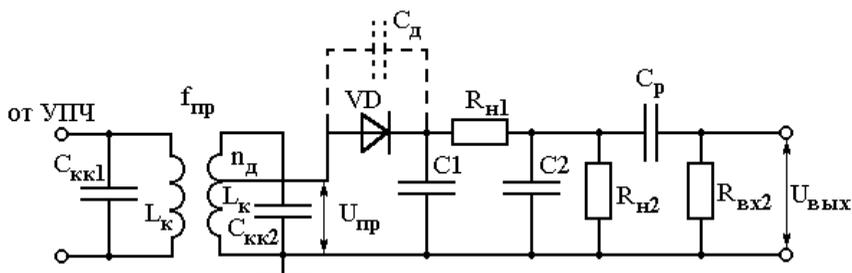


Рис. 5.1. Принципиальная схема АД с разделённой нагрузкой

5.1. Параметры полупроводниковых диодов

Тип диода	$f_{гр}$, МГц	$R_{обр}$, МОм	R_i , Ом	S_d , мА/В	C_d , пФ
Д2Б	150	0,1	–	15	1
Д2В	150	0,12	10	–	1
Д2Ж	150	0,2	–	30	2
Д9Б	40	0,4	50	–	1...2
Д10Б	150	0,1	–	25	<1

Для выбранного полупроводникового диода выписывают следующие его основные параметры:

внутреннее сопротивление, Ом	R_i ;
обратное сопротивление, Ом	$R_{обр}$;
ёмкость диода, Ф	C_d .

5.3. ВЫБОР АМПЛИТУДЫ $U_{пр}$ ВХОДНОГО СИГНАЛА ДЕТЕКТОРА

Режим работы АД – слабого (квадратичный) или сильного (линейный) сигнала – определяется величинами амплитуды напряжения $U_{пр}$ входного сигнала и коэффициента модуляции m . Для полупроводниковых диодов существует пороговая амплитуда входного сигнала $U_{л} = 0,25$ В, при превышении которой детекторная характеристика АД будет линейной. Режим работы АД является линейным при выполнении неравенства

$$U_{пр} \geq \frac{U_{л}}{1-m}. \quad (5.3)$$

Вычислив значение правой части неравенства (5.3), можно определить режим работы АД.

5.4. РАСЧЁТ СОПРОТИВЛЕНИЯ НАГРУЗКИ

Для расчёта сопротивления нагрузки необходимо знать входное сопротивление последующего УЗЧ.

Предлагая наиболее неблагоприятный случай, что УЗЧ построен на биполярном транзисторе с входным сопротивлением $h_{113} = (800... 1200)$ Ом, входное сопротивление УЗЧ можно ориентировочно оценить по формуле

$$R_{вх2} = 0,8h_{113}. \quad (5.4)$$

Сопротивление резистора $R_{н2}$ определяется соотношением

$$R_{н2} = \frac{1-m}{m} R_{вх2}. \quad (5.5)$$

По шкале номиналов сопротивление резистора $R_{н2}$ целесообразно выбирать равным ближайшему большему значению, что обеспечит меньшее снижение коэффициента детектирования вследствие разделения нагрузки.

Помните! При расчёте сопротивлений и ёмкостей элементов схем их величины выбираются (где это необходимо) из ряда номинальных величин сопротивлений резисторов и ёмкостей конденсаторов, указанных в прил. П1, и при дальнейших расчётах используются выбранные значения номиналов.

Сопротивление резистора $R_{н1}$ вычисляют, задаваясь допустимой потерей коэффициента детектирования $a = K'_д / K_д = 0,5 \dots 0,9$, вызванной разделением нагрузки, по следующей формуле ($K_д$, $K'_д$ – коэффициенты детектирования до и после разделения нагрузки):

$$R_{н1} = \frac{1-a}{a} R_{н2}. \quad (5.6)$$

По шкале номиналов сопротивление резистора $R_{н1}$ целесообразно выбирать равным ближайшему меньшему значению, что также обеспечит меньшее снижение коэффициента детектирования вследствие разделения нагрузки.

Сопротивление нагрузки детектора равно

$$R_н = R_{н1} + R_{н2}. \quad (5.7)$$

5.5. РАСЧЁТ УГЛА ОТСЕЧКИ θ

Угол отсечки θ протектированного сигнала зависит от отношения ($R_н / R_i$) и рассчитывается по формуле

$$\theta = \sqrt[3]{3\pi \frac{R_i}{R_н} \left(1 + \frac{R_н}{R_{обр}}\right)} = \sqrt[3]{\frac{3\pi}{S_д R_н} \left(1 + \frac{R_н}{R_{обр}}\right)}. \quad (5.8)$$

Величина угла отсечки определяет значение коэффициента детектирования АД.

5.6. РАСЧЁТ ВХОДНОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ ДЕТЕКТОРА $R_{вх.д}$

Входное сопротивление детектора зависит от отношения ($R_н / R_i$) и рассчитывается по формуле

$$R_{вх.д} = \frac{R_{обр} R_н}{2R_{обр} + 3R_н}. \quad (5.9)$$

5.7. РАСЧЁТ КОЭФФИЦИЕНТА ПЕРЕДАЧИ ДЕТЕКТОРА K_d

Коэффициент передачи детектора K_d зависит от коэффициента включения n_d детектора к УПЧ.

Коэффициент подключения детектора к предшествующему каскаду УПЧ определяется величиной автотрансформаторной связи во входной цепи детектора и должен быть равен

$$n_d = \sqrt{(2\pi\Pi_f R_0 C_k - 1) \frac{R_{\text{вх.д.}}}{R_0}}. \quad (5.10)$$

Коэффициент передачи K_d детектора определяется соотношением

$$L_d = \frac{n_d R_{H2} \cos \theta}{R_{H1} + R_{H2}}. \quad (5.11)$$

5.8. РАСЧЁТ ЁМКОСТИ НАГРУЗКИ C_H

Ёмкость нагрузки C_H определяется с учётом двух условий:

– обеспечения допустимого уровня нелинейных искажений, вызванных инерционностью нагрузки:

$$C_{H1} \leq \frac{\sqrt{1 - m^2}}{2\pi F_{\text{max}} m R_H}; \quad (5.12)$$

– обеспечения допустимого уровня частотных искажений в области верхних частот

$$C_{H2} \leq (R_H + R_i) \frac{\sqrt{M_{\text{вр}}^2 - 1}}{2\pi F_{\text{max}} R_H R_{ид}}, \quad (5.13)$$

где $M_{\text{вр}}$ – коэффициент частотных искажений модулирующего сигнала на верхних частотах, выраженный в разгах с учётом заданного в исходных данных значения $M_{\text{в}}$:

$$M_{\text{вр}} = 10^{M_{\text{в}}/20}; \quad (5.14)$$

$R_{ид}$ – внутреннее динамическое сопротивление диода:

$$R_{ид} = \pi R_i / \theta. \quad (5.15)$$

Из рассчитанных значений C_{H1} и C_{H2} в качестве C_H выбирают наименьшее, однако при этом должно выполняться условие

$$C_H \geq 10C_{\text{д}}. \quad (5.16)$$

5.9. ВЫБОР КОНДЕНСАТОРОВ НАГРУЗКИ C_1 И C_2

Фильтрацию выходного сигнала АД обеспечивает эквивалентная ёмкость нагрузки C_{23} , включенная параллельно резистору нагрузки R_{H2} и состоящая из конденсатора C_2 и паразитных ёмкостей монтажа схемы детектора $C_M = 10 \dots 20$ пФ и входа УЗЧ $C_{Bx2} = C_{11} = 20 \dots 50$ пФ. При этом должно выполняться условие

$$C_{23} \geq \frac{5}{2\pi f_{пр} R_{H2}}. \quad (5.17)$$

Определив в соответствии с выражением (5.17) значение C_{23} , рассчитывают ёмкость конденсатора C_2 :

$$C_2 = C_{23} - (C_M + C_{Bx2}). \quad (5.18)$$

Ёмкость конденсатора C_1 рассчитывается по формуле

$$C_1 = C_H - C_2 \frac{R_{H2}^2}{(R_{H1} + R_{H2})^2}. \quad (5.19)$$

Если оказывается, что $C_1 < 0$, то конденсатор C_1 не ставят, а принимают $C_1 = C_M + C_{Bx2}$.

5.10. РАСЧЁТ ЁМКОСТИ РАЗДЕЛИТЕЛЬНОГО КОНДЕНСАТОРА C_p

Ёмкость разделительного конденсатора находят с учётом допустимых частотных искажений на нижних частотах модуляции $M_{пр}$, выраженных в разгах в соответствии с (5.14), из соотношения

$$C_p = \frac{1}{2\pi F_{\min} R_{Bx2} \sqrt{M_{пр}^2 - 1}}. \quad (5.20)$$

5.11. РАСЧЁТ КОЭФФИЦИЕНТА ФИЛЬТРАЦИИ k_Φ

Качество фильтрации напряжения промежуточной частоты на выходе детектора, обеспечиваемое конденсатором C_2 , оценивается величиной коэффициента фильтрации k_Φ :

$$k_\Phi = \frac{C_d}{2\pi f_{пр} C_2 R_{H1} (C_d + C_1)}. \quad (5.21)$$

Допустимым является коэффициент фильтрации $k_\Phi \leq 0,01 \dots 0,02$.

5.12. РАСЧЁТ ПОСТОЯННОЙ ВРЕМЕНИ ДЕТЕКТОРА НА ВЕРХНИХ ЧАСТОТАХ

Постоянная времени детектора в области верхних частот τ_b зависит от эквивалентного сопротивления нагрузки R_3 и ёмкостей конденсатора нагрузки C_n и входа последующего УЗЧ $C_{вх2}$:

$$\tau_b = R_3 (C_n + C_{вх2}). \quad (5.22)$$

Сопротивление R_3 учитывает влияние внутреннего сопротивления диода R_i и входного сопротивления УЗЧ $R_{вх2}$:

$$R_3 = \frac{1}{g_3} = \frac{1}{g_i + g_n + g_{вх2}}. \quad (5.23)$$

5.13. РАСЧЁТ ПОСТОЯННОЙ ВРЕМЕНИ ДЕТЕКТОРА НА НИЖНИХ ЧАСТОТАХ

На постоянную времени в области нижних частот τ_n кроме разделительного конденсатора C_p существенное влияние оказывает величина сопротивления $R_{нч}$ нагрузочной цепи детектора для низкочастотных составляющих спектра детектируемого сигнала:

$$R_{нч} = \frac{1}{g_{вх2}} + \frac{1}{g_i + g_n}. \quad (5.24)$$

Постоянная времени в области нижних частот определяется формулой

$$\tau_n = C_p R_{нч}. \quad (5.25)$$

5.14. РАСЧЁТ АМПЛИТУДНО-ЧАСТОТНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ (АЧХ) $y(F)$ И ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПОЛОСЫ ПРОПУСКАНИЯ Π_F ДЕТЕКТОРА

Расчёт нормированной АЧХ детектора производится по формулам:

– в области нижних частот

$$y(F) = \frac{1}{\sqrt{1 + 1/(2\pi F \tau_n)^2}}; \quad (5.26)$$

– в области верхних частот

$$y(F) = \frac{1}{\sqrt{1 + (2\pi F \tau_b)^2}}. \quad (5.27)$$

График АЧХ необходимо строить в полулогарифмической системе координат (рис. 5.2): по оси откладываются десятичные логарифмы $\lg(F)$, а по оси ординат – в линейном масштабе значения $y(F)$.

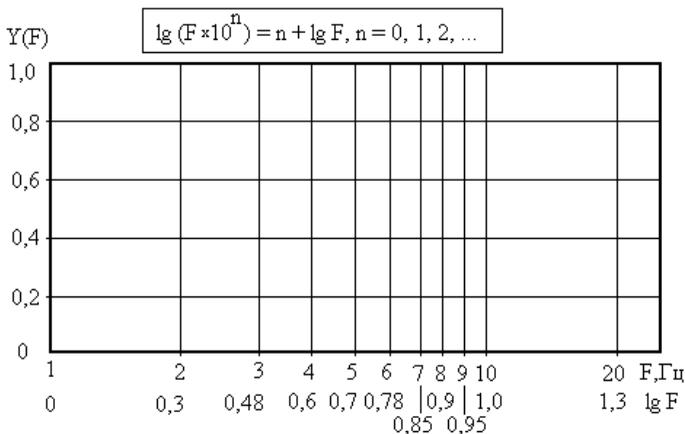


Рис. 5.2. Полулогарифмическая система координат

По графикам АЧХ определяются (с учётом неравномерности масштаба по оси абсцисс) нижняя F_n и верхняя F_b граничные частоты полосы пропускания детектора и ширина полосы пропускания

$$\Pi_F = F_b - F_n. \quad (5.28)$$

Должны выполняться неравенства:

$$F_n \leq F_{\min};$$

$$F_b \geq F_{\max}.$$

Если они не выполняются, необходимо изменить соответствующим образом постоянные времени τ_b и τ_n детектора.

Выводы

1. Для оценки выполнения задания составить сводную таблицу параметров АД, в которой привести исходные данные задания на расчёт (F_{\min} , F_{\max} , $k_{фт}$) и полученные параметры схемы УПЧ (K_d , $k_{ф}$, F_n , F_b , Π_F). Оценить степень выполнения задания на расчёт. В случае невыполнения задания необходимо сформулировать рекомендации по изменению элементов схемы, которое обеспечит выполнение задания.

2. Сделать выводы о назначении АД, указать конкретные элементы схемы детектора (резисторы и конденсаторы), влияющие на значения F_n , F_b . Определить характер изменения этих элементов для уменьшения

уровня частотных искажений M_n , M_v продетектированного сигнала (расширения полосы пропускания детектора), перечислить возможные причины возникновения нелинейных искажений продетектированного сигнала и реализованные в рассчитанном детекторе способы их уменьшения

3. Составить принципиальную схему АД с соблюдением основных требований единой системы конструкторской документации (ЕСКД), приведённых в прил. ПЗ и перечень элементов принципиальной схемы (VD , R , C) в виде таблицы (спецификации, прил. П2).

Контрольные вопросы

1. Почему рассчитываемый детектор называется последовательным?
2. От чего зависит режим работы диодного детектора?
3. Какой режим работы детектора более предпочтителен и почему?
4. С какой целью в детекторе используется разделённая нагрузка?
5. Как влияет разделение нагрузки на коэффициент передачи амплитудного детектора K_d ?
6. Что такое угол отсечки θ и как он зависит от режима работы детектора?
7. Как угол отсечки θ связан с режимом работы и с коэффициентом передачи амплитудного K_d детектора?
8. Каково назначение конденсатора нагрузки C_n детектора?
9. Как влияет ёмкость конденсатора нагрузки C_n детектора на уровень нелинейных искажений модулирующего сигнала?
10. Как влияет ёмкость конденсатора нагрузки C_n детектора на уровень частотных искажений модулирующего сигнала?
11. Как выбирается минимальная ёмкость конденсатора нагрузки C_n ?
12. Какими активными и реактивными сопротивлениями определяются постоянные времени детектора в области нижних и верхних частот? Как эти сопротивления влияют на постоянные времени?
13. Как связаны между собой постоянные времени и граничные частоты детектора?
14. Что называется полулогарифмическим масштабом? Как в этом масштабе определить граничные частоты АЧХ?

6. РАСЧЁТ АВТОГЕНЕРАТОРА

Проектируемое устройство может быть использовано в качестве частотнозадающего в устройствах генерирования и формирования сигналов (УГФС, радиопередающего устройства) или в качестве источников гетеродинных колебаний в УПОС.

ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЬ ВЫПОЛНЕНИЯ РАСЧЁТА

1. Определение исходных данных.
2. Расчёт принципиальной схемы автогенератора.
3. Определение амплитуды выходного колебания генератора.
4. Расчёт нелинейного преобразователя.

МЕТОДИКА РАСЧЁТА АВТОГЕНЕРАТОРА НА БИПОЛЯРНОМ ТРАНЗИСТОРЕ С ПАССИВНОЙ RC-ЦЕПЬЮ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ

6.1. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ИСХОДНЫХ ДАННЫХ

Необходимо спроектировать устройство (рис. 6.1), вырабатывающее «сетку частот», т.е. набор гармонических колебаний заданных частот, и удовлетворяющее условиям, указанным в таблице:

Параметры	Обозначения
1. Требования к автогенератору: тип автогенератора тип транзистора частота генерации напряжение питания сопротивление в коллекторной цепи	Схема на рис. 6.2, а, б $VT_{\text{авт}}$ f_{Γ} $U_{\text{пит. авт}}$ $R_{\text{к}}$
2. Требования к нелинейному элементу: тип нелинейного преобразователя тип нелинейного элемента напряжение питания напряжение смещения амплитуда напряжения на входе	Схема на рис. 6.9, а, б, в $VT_{\text{нел}}$ или $VD_{\text{нел}}$ $U_{\text{пит. нел}}$ U_0 U_m
3. Требования к развязывающим и усилительным устройствам: напряжение питания тип активного элемента	$U_{\text{пит. ус}}$ $DA_{\text{ус}}$

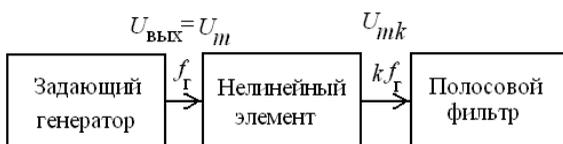
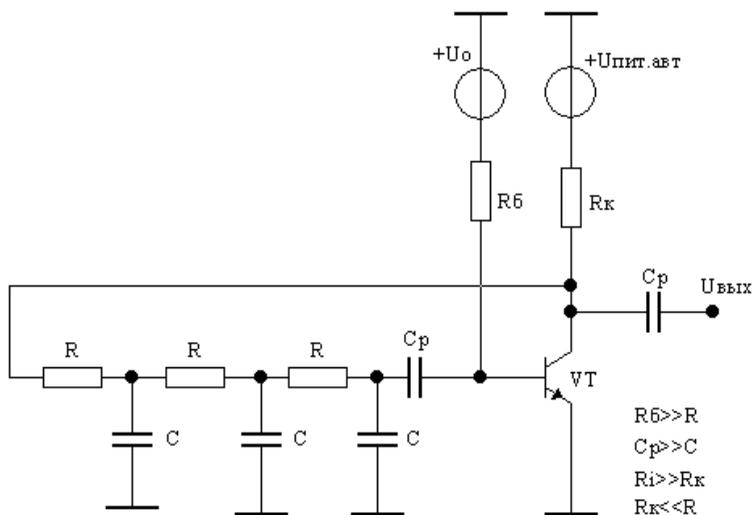
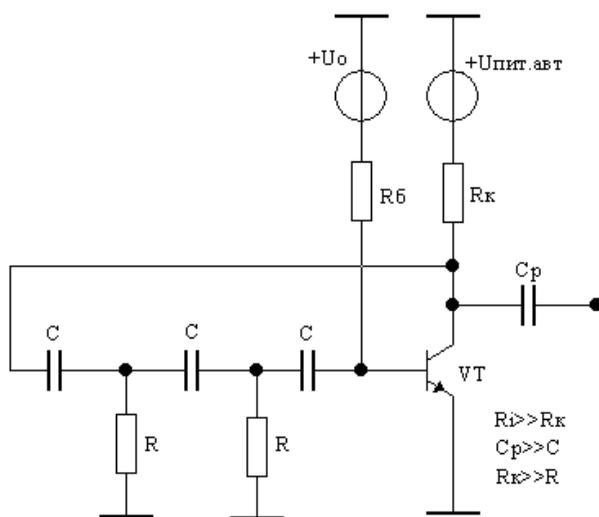


Рис. 6.1. Устройство формирования «сетки частот»

Задающий генератор может строиться на биполярном транзисторе с пассивной RC-цепью обратной связи (рис. 6.2).



а)



б)

Рис. 6.2. Задающий генератор на биполярном транзисторе

По согласованию с преподавателем может быть выбрана любая из известных схем автогенераторов на полевых транзисторах, операционных усилителях (ОУ) либо схемы с колебательными контурами. При этом в пояснительной записке необходимо привести обоснование принятого решения.

Исходными данными для расчёта задающего генератора являются:

- тип схемы;
- тип активного элемента (биполярного транзистора – для схем рис. 6.2);
- напряжение питания $U_{\text{пит}}$;
- сопротивление нагрузки R_n (в схеме на рис. 6.2 – это сопротивление R_k в коллекторной цепи биполярного транзистора).

При расчёте RC -генератора необходимо руководствоваться следующими практическими соображениями. Сопротивление нагрузки выбирается так, чтобы выполнялись условия, приведённые на рис. 6.1 (R_i – внутреннее сопротивление активного элемента). Поскольку сопротивление R_k задано, то при выполнении расчётов нужно следить за тем, чтобы указанным условиям удовлетворяли вычисленные значения сопротивлений R в цепи обратной связи.

Существуют рекомендации и по выбору сопротивления базы R_6 : $R_6 \gg R$. Подобный выбор удобнее делать после расчёта значений сопротивлений R .

Ёмкости конденсаторов C цепи обратной связи обычно выбирают в пределах 100 пФ...1 мкФ, а величину ёмкости разделительного конденсатора C_p – из условия: $C_p \gg C$. В пояснительной записке нужно обосновать применение такого разделительного конденсатора.

В отличие от напряжения питания активного элемента (биполярного транзистора), которое можно найти в исходных данных к работе, напряжение смещения U_0 , задающее положение рабочей точки на проходной вольт-амперной характеристике (ВАХ) транзистора $i_k = F(U_{03})$, выбирается студентами самостоятельно. Если это не оговорено особо, то рабочую точку лучше всего выбрать в середине линейного участка проходной ВАХ.

Расчёт генератора считается законченным, если:

- определены значения всех элементов схемы;
- найдена амплитуда стационарного колебания на выходе генератора;
- приведена полная схема задающего генератора.

6.2. РАСЧЁТ ПРИНЦИПИАЛЬНОЙ СХЕМЫ АВТОГЕНЕРАТОРА

Необходимые расчётные формулы приведены в табл. 6.1. В таблице 6.1 использованы обозначения:

- S_{cp} – средняя крутизна ВАХ активного элемента генератора в режиме стационарного колебания;

6.1. Передаточные функции генераторов в режиме стационарных колебаний

Тип генератора	Передаточная функция	
	цепи прямой связи	цепи обратной связи
Рис. 6.2, а	$\frac{1}{H_{yc}(j\omega)} = -\left(\frac{1}{S_{cp}R_H} + \frac{1}{S_{cp}R_I}\right)$	$H_{oc}(j\omega) = \frac{1}{1 - 5\omega^2 C^2 R^2 + j\omega CR(6 - \omega^2 C^2 R^2)}$
Рис. 6.2, б	$\frac{1}{H_{yc}(j\omega)} = -\left(\frac{1}{S_{cp}R_H} + \frac{1}{S_{cp}R_I}\right)$	$H_{oc}(j\omega) = \frac{1}{\left(1 - \frac{5}{\omega^2 C^2 R^2}\right) + \frac{1}{j\omega CR} \left(6 - \frac{1}{\omega^2 C^2 R^2}\right)}$

• $H_{yc}(j\omega)$ – передаточная функция цепи прямой связи (т.е. активно-усилительного элемента);

• $H_{oc}(j\omega)$ – передаточная функция цепи обратной связи.

Для получения передаточной функции $H_{yc}(j\omega)$ транзистор был заменён упрощённой эквивалентной схемой (рис. 6.3), т.е. активный элемент был представлен источником тока, управляемым напряжением (ИТУН). Передаточные функции $H_{oc}(j\omega)$ для цепей обратной связи легко находятся известными из теории электрических цепей методами.

При пользовании формулой для $H_{yc}(j\omega)$ следует иметь в виду, что обычно $R_i \gg R_H$. Этот факт позволяет упростить формулу:

$$H_{yc}(j\omega) \approx -S_{cp}R_H = S_{cp}R_H e^{j\pi}. \quad (6.1)$$

Для выбранной схемы $R_H = R_K$.

В стационарном режиме работы автогенератора на частоте генерации ω_r должны выполняться условия баланса амплитуд и баланса фаз:

$$\begin{cases} H_{yc}(\omega_r) \cdot H_{oc}(\omega_r) = 1; \\ \varphi_{yc}(\omega_r) + \varphi_{oc}(\omega_r) = 2\pi, \end{cases} \quad (6.2)$$

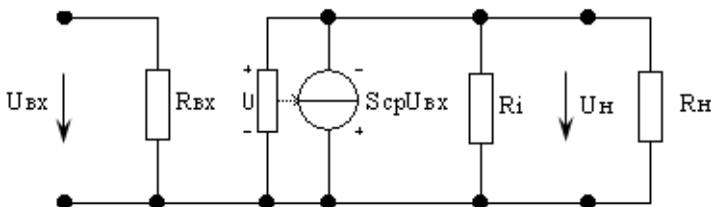


Рис. 6.3. Эквивалентная схема транзистора

где $H_{yc}(\omega_r)$, $H_{oc}(\omega_r)$ – модули передаточных функций $H_{yc}(j\omega)$ и $H_{oc}(j\omega)$; $\varphi_{yc}(\omega_r)$, $\varphi_{oc}(\omega_r)$ – аргументы этих передаточных функций.

Из формулы (6.1) видно, что

$$\varphi_{yc}(\omega_r) = \pi, \quad (6.3)$$

значит для выполнения условия баланса фаз необходимо, чтобы цепь обратной связи вносила сдвиг фаз, равный π . Это будет выполняться при равенстве нулю мнимой части знаменателя выражения $H_{oc}(j\omega)$ из табл. 6.1:

$$6 - \omega_r^2 C^2 R^2 = 0. \quad (6.4)$$

Отсюда получаем выражение для частоты генерации:

$$\omega_r = \frac{\sqrt{6}}{RC}. \quad (6.5)$$

С учётом (6.4) можно записать:

$$H_{oc}(j\omega) = \frac{1}{1 - 5\omega_r^2 C^2 R^2}. \quad (6.6)$$

Если из (6.6) следует, что $\varphi_{oc}(\omega_r) = \pi$, то условие баланса фаз в (6.2) будет выполняться.

6.3. ОПРЕДЕЛЕНИЕ АМПЛИТУДЫ ВЫХОДНОГО КОЛЕБАНИЯ ГЕНЕРАТОРА

Для определения амплитуды стационарного колебания на выходе генератора необходимо:

- из выражения (6.6) найти модуль передаточной функции цепи обратной связи на частоте генерации $H_{oc}(\omega_r)$;
- из условия баланса амплитуд (6.2) найти модуль передаточной функции цепи прямой связи

$$H_{yc}(\omega_r) = \frac{1}{H_{oc}(\omega_r)}; \quad (6.7)$$

- из выражения (6.1) найти значение средней крутизны в стационарном режиме работы

$$S_{cp} = H_{yc}(\omega_r) / R_k; \quad (6.8)$$

- построить зависимость $S_{cp} = F_1(U_{\text{бэ}})$ от действующего значения напряжения на входе транзистора. Эта зависимость в теории генераторов

называется колебательной характеристикой. Её можно построить для заданного типа транзистора с учётом величин $U_{\text{пит}}$ и $R_{\text{н}}$. Но для этого вначале необходимо построить проходную характеристику транзистора $i_{\text{к}} = F(U_{\text{бэ}})$ – зависимость действующего значения тока в выходной цепи от входного напряжения $U_{\text{бэ}}$. Для построения проходной характеристики используются вольтамперные характеристики (ВАХ) транзистора:

- входная характеристика $i_{\text{б}} = F(U_{\text{бэ}})$ (рис. 6.4);
- выходные характеристики $i_{\text{к}} = F(U_{\text{кэ}})$ (рис. 6.5).

Алгоритм построения проходной и колебательной характеристик транзистора рассмотрен в примере 6.1.

Эти и подобные им характеристики для разных типов транзисторов являются справочным материалом и приведены в прил. П4.

Пример 6.1. Рассчитать RC -генератор, выполненный по схеме (рис. 6.2, а) на биполярном транзисторе МП25.

Частота генерации $f_{\text{г}} = 10$ кГц.

Напряжение питания $U_{\text{пит авт}} = E_{\text{к}} = 20$ В.

Сопrotивление нагрузки $R_{\text{н}} = R_{\text{к}} = 1$ кОм.

С учётом (6.3) – (6.6) можно записать:

$$H_{\text{ос}}(j\omega) = -\frac{1}{29} = \frac{1}{29} \cdot e^{j\pi},$$

т.е. $\varphi_{\text{ос}}(\omega_{\text{г}}) = \pi$ и баланс фаз выполняется:

$$\varphi_{\text{ус}}(\omega_{\text{г}}) + \varphi_{\text{ос}}(\omega_{\text{г}}) = 2\pi.$$

Расчёт элементов схемы генератора:

– с учётом приведённых выше рекомендаций выберем $C = 1$ нФ, тогда из выражения для частоты (6.5) определим

$$R = \frac{\sqrt{6}}{\omega_{\text{г}} C} = \frac{\sqrt{6}}{2\pi f_{\text{г}} C} = \frac{\sqrt{6}}{6,28 \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot 10^{-9}} = 39 \text{ кОм};$$

– из условия $C_{\text{р}} \gg C$ выберем $C_{\text{р}} = 1$ мкФ;

– из условия $R_{\text{б}} \gg R$ выберем $R_{\text{б}} = 1$ МОм.

Определение амплитуды стационарного колебания на выходе генератора. С учётом выражения (6.6) модуль передаточной функции цепи обратной связи на частоте генерации $H_{\text{ос}}(\omega_{\text{г}})$ равен:

$$H_{\text{ос}}(\omega_{\text{г}}) = \frac{1}{29}.$$

Из условий (6.7), (6.8) находим модуль передаточной функции цепи прямой связи и среднюю крутизну в стационарном режиме работы:

$$H_{yc}(\omega_r) = \frac{1}{H_{oc}(\omega_r)} = 29;$$

$$S_{cp} = H_{yc}(\omega_r) / R_k = 29 / 10^3 = 29 \text{ мА/В.}$$

Построение проходной и колебательной характеристик. Для построения проходной характеристики используются:

- входная ВАХ $i_b = F(U_{бэ})$ (рис. 6.4);
- семейство выходных ВАХ $i_k = F(U_{кэ})$ (рис. 6.5).

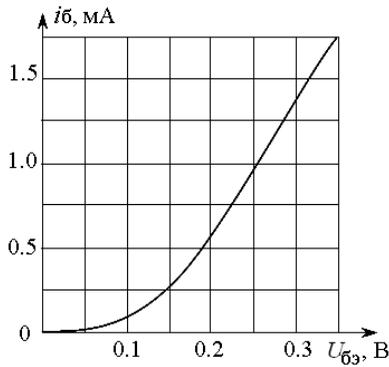


Рис. 6.4. Входная ВАХ транзистора

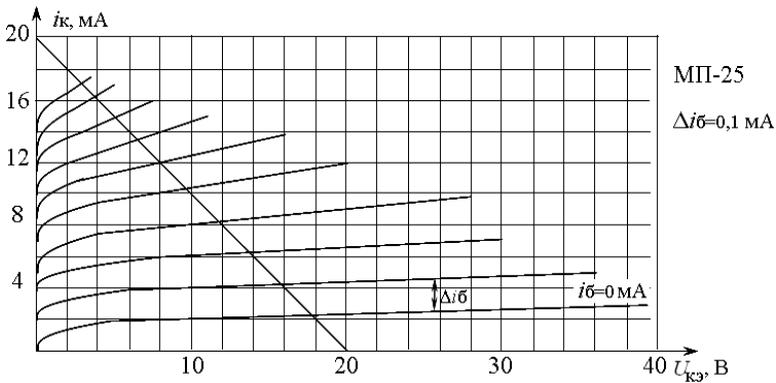


Рис. 6.5. Семейство выходных ВАХ транзистора

6.2. Координаты точек пересечения нагрузочной прямой с выходными характеристиками

$i_{\text{б}}, \text{мА}$	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0
$i_{\text{к}}, \text{мА}$	2,5	4,8	6,5	8,2	10,5	12,2	13,8	15,0	16,5	17,5

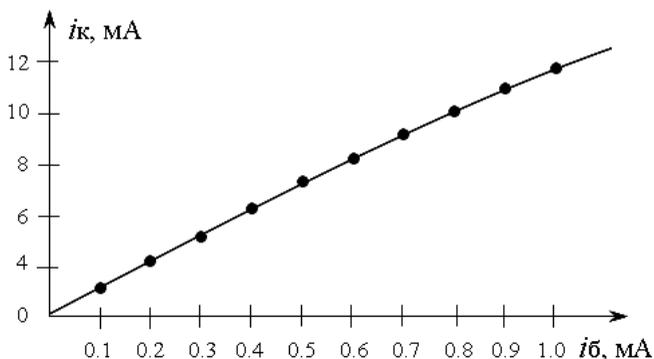


Рис. 6.6. Промежуточная характеристика

На семействе выходных характеристик транзистора МП25 (рис. 6.5) проводят нагрузочную прямую через точки с координатами $(0, U_{\text{пит}})$ и $(U_{\text{пит}}/R_{\text{н}}, 0)$. Нижняя ВАХ соответствует току базы $i_{\text{б}} = 0$. Составляют таблицу 6.2 координат точек пересечения нагрузочной прямой с выходными характеристиками и строят промежуточную характеристику $i_{\text{к}} = F(i_{\text{б}})$ (рис. 6.6).

Используя полученную зависимость (рис. 6.6) и входную характеристику $i_{\text{б}} = F(U_{\text{бэ}})$ (рис. 6.4), составляют табл. 6.3 координат точек проходной характеристики транзистора $i_{\text{к}} = F(U_{\text{бэ}})$ и строят её (рис. 6.7).

6.3. Координаты точек проходной характеристики

$U_{\text{бэ}}, \text{В}$	0,1	0,15	0,2	0,25	0,3	0,35
$i_{\text{б}}, \text{мА}$	0,1	0,25	0,5	0,8	1,25	1,75
$i_{\text{к}}, \text{мА}$	2,5	6	10,5	15	18	18

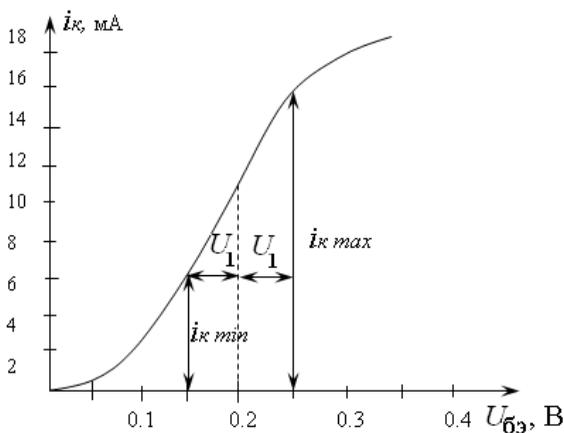


Рис. 6.7. Прходная характеристика транзистора

Для построения колебательной характеристики $S_{cp} = F_1(U_{бэ})$ предварительно определяют положение рабочей точки на середине линейного участка проходной характеристики: $U_{бэ0} = 0,2$ В. Значения средней крутизны определяют по методу 3-х ординат по формуле:

$$S_{cp} = \frac{0,5(i_{kmax} - i_{kmin})}{U_{1бэ}}. \quad (6.9)$$

На рисунке 6.7 показано определение величин i_{kmax} и i_{kmin} для $U_1 = 0,05$ В.

Результаты расчётов сведены в табл. 6.4 и по её данным на рис. 6.8 построена колебательная характеристика. По рассчитанному ранее значению средней крутизны в стационарном режиме $S_{cp} = 29$ мА/В легко найти стационарное действующее значение напряжения $U_{бэ} = U_{вх} = 0,3$ В.

Амплитуда напряжения на выходе генератора в стационарном режиме равна:

$$U_{вх} = U_{вх} \cdot H_{yc}(\omega_1) = 0,3 \cdot 29 = 8,7 \text{ В.}$$

6.4. Координаты точек колебательной характеристики

$U_1, \text{ В}$	0,05	0,1	0,15	0,2	0,3	0,4
$i_{kmax}, \text{ мА}$	15	18	18,2	18,2	18,2	18,2
$i_{kmin}, \text{ мА}$	6	2,5	1,0	0	0	0
$S_{cp}, \text{ мА/В}$	90	77,5	57,3	45,5	30	22,7

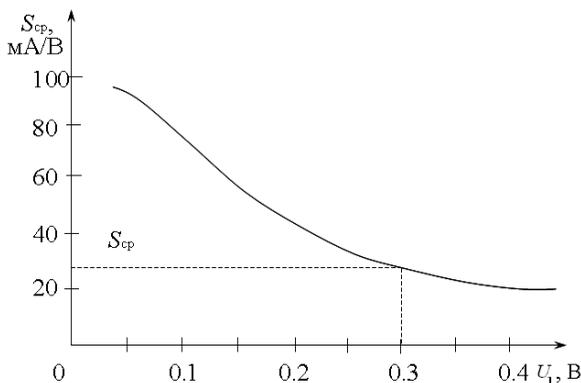


Рис. 6.8. Колебательная характеристика

На этом расчёт RC -генератора можно считать законченным.

6.4. РАСЧЁТ НЕЛИНЕЙНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

Чтобы получить гармоники колебания, вырабатываемого RC -генератором, это колебание следует подать на нелинейный элемент (см. рис. 6.1), обеспечивающий получение гармоник с достаточно большими амплитудами.

Для этого используется нелинейный элемент, работающий в режиме отсечки, что обеспечивается соответствующим выбором напряжения смещения U_0 , подаваемого на нелинейный элемент.

Анализ работы нелинейного преобразователя обычно проводится во временной и частотной областях. При анализе во временной области графически с использованием проходной ВАХ нелинейного элемента строится зависимость тока $i_{\text{вых}}(t)$ и напряжения $u_{\text{вых}}(t)$ на выходе нелинейной цепи от напряжения $u_{\text{вх}}(t)$ на входе. При анализе в частотной области рассчитывается спектр тока и напряжения на выходе нелинейной цепи. Для этого выполняется аппроксимация характеристики нелинейного элемента; определяются амплитуды спектральных составляющих тока и напряжения, строится спектр амплитуд тока $|i_{\text{вых}}| = f(\omega)$ и напряжения $|u_{\text{вых}}| = f_1(\omega)$.

Схемы типовых нелинейных преобразователей приведены на рис. 6.9. В качестве резистивных нелинейных элементов используются биполярные, полевые транзисторы и диоды.

Проходные ВАХ этих элементов приведены в прил. П5.

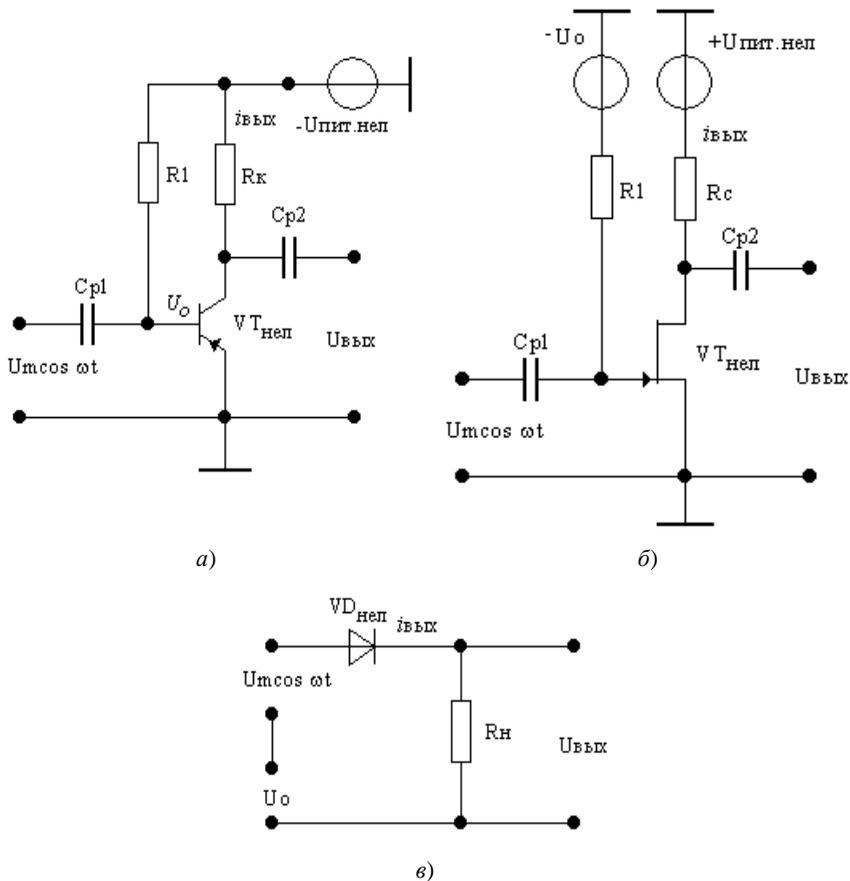


Рис. 6.9. Типовые нелинейные преобразователи

Питание входной и выходной цепей нелинейного преобразователя с биполярным транзистором осуществляется от одного источника напряжения U_k . В этом случае напряжение смещения U_0 на базе транзистора обеспечивается подбором сопротивления гасящего резистора R_1 (оно составляет единицы килоом и зависит от типа транзистора).

В нелинейном преобразователе с полевым транзистором напряжение смещения подаётся на затвор транзистора от отдельного источника напряжения U_0 через сопротивление R_1 .

При подключении нелинейного преобразователя к автогенератору необходимо обеспечить развязку этих устройств. Это означает, что входное сопротивление нелинейного преобразователя должно быть намного

больше выходного сопротивления генератора. Такому условию удовлетворяют схемы преобразователей на полевых транзисторах (входное сопротивление таких схем порядка $10^6 \dots 10^9$ Ом). Их можно подключить к генератору непосредственно.

Схемы же с биполярными транзисторами и диодами имеют небольшое входное сопротивление. Поэтому между генератором и преобразователем нужно включать развязывающее устройство. Им может служить эмиттерный повторитель на биполярном транзисторе (рис. 6.10). В нём транзистор включён по схеме с общим коллектором, за счёт чего и обеспечивается большое входное сопротивление (порядка $100 \dots 1200$ кОм) и малое выходное (около $100 \dots 200$ Ом).

В случае, если амплитуда напряжения на выходе генератора не соответствует заданной амплитуде напряжения на входе нелинейного преобразователя, между ним и генератором следует включить масштабный усилитель, усиление которого выбирается из условия согласования указанных напряжений.

Методика анализа схем с нелинейными элементами описана в [8]. Она включает в себя аппроксимацию ВАХ нелинейного элемента и расчёт спектрального состава выходного тока и напряжения. Соответствующий справочный материал приведён в прил. П6.

При составлении пояснительной записки желательно включить в неё графики ВАХ и временных характеристик, выполненные в соответствующем масштабе в «трёх плоскостях» (рис. 6.11).

Результатом расчёта является получение значений амплитуд гармоник напряжения на выходе нелинейного преобразователя. Последовательность расчёта нелинейного преобразователя иллюстрируется примером 6.2.

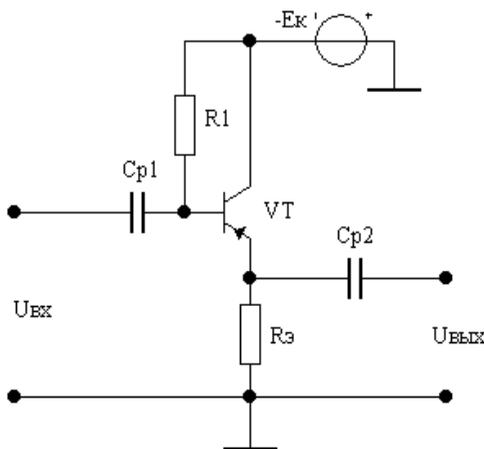


Рис. 6.10. Эмиттерный повторитель на биполярном транзисторе

Пример 6.2. Требуется рассчитать спектры тока и напряжения на выходе нелинейного преобразователя.

Исходные данные: схема нелинейного преобразователя – рис. 6.9, а.

Тип нелинейного элемента – КТ203А.

Сопротивление коллекторной нагрузки $R_k = 600 \text{ Ом}$.

Напряжение на входе $U_m = 1,5 \text{ В}$.

Напряжение смещения $U_0 = -0,7 \text{ В}$.

Амплитуда напряжения на выходе автогенератора, рассчитанного в предыдущем примере, больше амплитуды напряжения, которое следует подать на вход нелинейного преобразователя, поэтому сигнал генератора нужно ослабить.

Напряжение, подаваемое на вход нелинейного преобразователя, имеет вид

$$u_{\text{вх}}(t) = U_0 + U_m \cos \omega_1 t = -0,7 + 1,5 \cos(2\pi \cdot 10^4 t), \text{ В.}$$

Используя проходную ВАХ транзистора, графически определим вид тока на выходе нелинейного преобразователя (рис. 6.11).

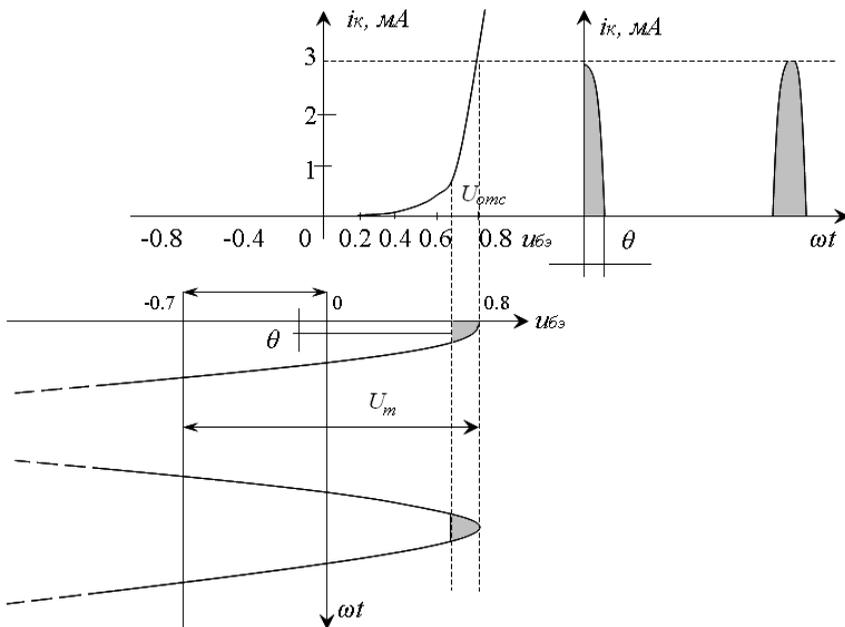


Рис. 6.11. Входной и выходной токи в нелинейном преобразователе

Для расчёта спектров тока и напряжения на выходе нелинейного преобразователя необходимо аппроксимировать ВАХ. Амплитуда входного сигнала достаточно велика, поэтому выбираем кусочно-линейную аппроксимацию:

$$i_k = \begin{cases} 0, & u_{\text{вз}} < U_{\text{отс}}; \\ S(U_{\text{вз}} - U_{\text{отс}}), & u_{\text{вз}} > U_{\text{отс}}. \end{cases} \quad (6.10)$$

По ВАХ определяем $U_{\text{отс}} = 0,65 \text{ В}$.

Для расчёта крутизны S выбираем любую точку на прямой, аппроксимирующей ВАХ, например:

$$U_{\text{вз}} = 0,8 \text{ В}, \quad i_k = 3 \text{ мА},$$

тогда

$$S = \frac{i_k}{u_{\text{вз}} - U_{\text{отс}}} = \frac{3}{0,8 - 0,65} = 20 \text{ мА/В}.$$

Рассчитываем угол отсечки

$$\theta = \arccos \frac{U_{\text{отс}} - U_0}{U_m} = \arccos \frac{0,65 + 0,7}{1,5} \cong 0,5 \text{ рад}.$$

Затем вычисляем значения функции Берга (формулы приведены в прил. П6):

$$\gamma_0(\theta) = 0,013, \quad \gamma_1(\theta) = 0,025, \quad \gamma_2(\theta) = 0,023, \quad \gamma_3(\theta) = 0,021.$$

Постоянная составляющая и амплитуды гармоник спектра тока $i_{\text{вых}}$ рассчитываются по формуле

$$I_{mk} = S \cdot U_m \gamma_k(\theta), \quad k = 0, 1, 2, 3, \dots \quad (6.11)$$

Напряжение на выходе нелинейного преобразователя равно:

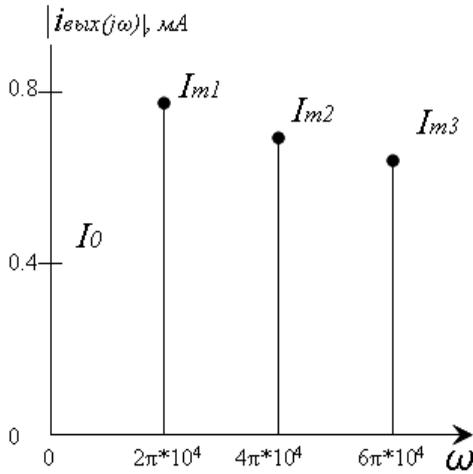
$$u_{\text{вых}} = i_{\text{вых}} R_k. \quad (6.12)$$

Постоянная составляющая и амплитуды первых трёх гармоник выходного тока и напряжения, рассчитанные по формулам (6.11), (6.12), равны:

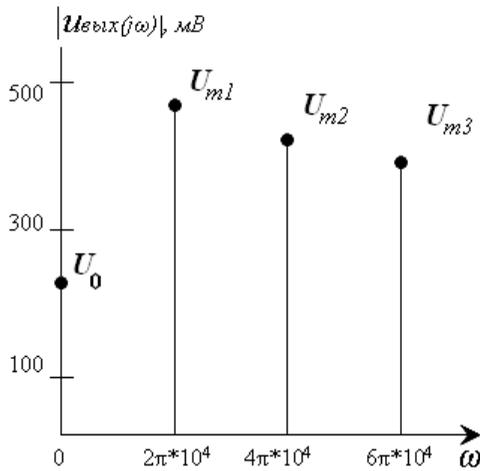
$$I_0 = 0,39 \text{ мА}, \quad I_{m1} = 0,75 \text{ мА}, \quad I_{m2} = 0,69 \text{ мА}, \quad I_{m3} = 0,63 \text{ мА};$$

$$U_0 = 234 \text{ мВ}, \quad U_{m1} = 450 \text{ мВ}, \quad U_{m2} = 414 \text{ мВ}, \quad U_{m3} = 378 \text{ мВ}.$$

Спектры выходного тока и напряжения приведены на рис. 6.12.



a)



b)

Рис. 6.12. Спектры выходных тока и напряжения в нелинейном преобразователе

Для выделения колебаний заданных частот необходимо после нелинейного преобразователя включить полосовые фильтры, центральные частоты АЧХ совпадали бы с частотами гармоник (см. рис. 6.1).

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Курсовое проектирование наряду с экзаменом является важным элементом итоговой отчётности при изучении дисциплины «Устройства формирования, приёма и обработки сигналов».

При определении оценки за курсовой проект, представленный к защите, учитывается не только качество оформления материалов курсового проекта, но и уровень знаний, продемонстрированных студентами при его защите. Поэтому в процессе подготовки к защите курсового проекта студент должен не только подготовить доклад по результатам проектирования, но и изучить теоретический материал по основам построения УФПОС и их отдельных каскадов и уметь аргументированно пояснить выбор схемных решений и исходных данных для расчётов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Справочник по учебному проектированию приёмно-усилительных устройств / М.К. Белкин и др. – К. : Выща школа, 1988. – 472 с.
2. Радиоприёмные устройства / В.Н. Банков, Л.Г. Барулин, М.И. Жодзешский и др. ; под. ред. Л.Г. Барулина. – М. : Радио и связь, 1984. – 272 с.
3. Проектирование радиоприёмных устройств / под ред. А.П. Сиверса. – М. : Сов. радио, 1976. – 486 с.
4. Радиоприёмные устройства / под ред. В.И. Сифорова. – М. : Сов. радио, 1974. – 560 с.
5. Дьяконов, В.П. Система MathCAD / В.П. Дьяконов. – М. : Радио и связь, 1993. – 128 с.
6. Петухов, В.М. Транзисторы и их зарубежные аналоги / В.М. Петухов. – М. : РадиоСофт, 2000. – Т. 1, 2.
7. Воробийченко, П.П. Теория линейных электрических цепей : сборник задач и упражнений / П.П. Воробийченко. – М. : Радио и связь, 1989. – 326 с.
8. Степаненко, И.П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем / И.П. Степаненко. – М. : Энергия, 1983. – 542 с.

ПРИЛОЖЕНИЯ

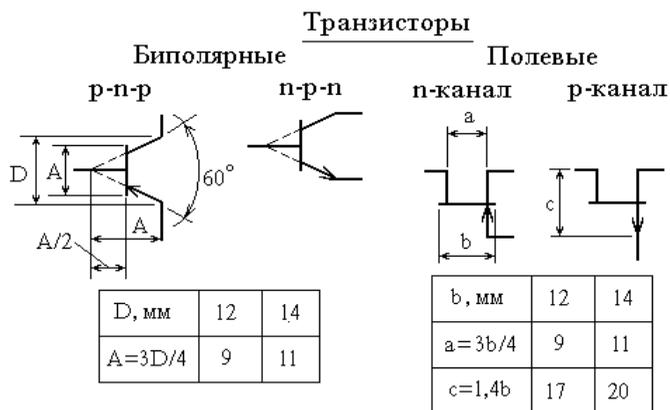
П1. Ряды номинальных величин сопротивлений резисторов и ёмкостей конденсаторов

Индекс ряда	Номинальные значения (единицы, десятки, сотни ом, килоом, мегаом, гигаом, пикофарад, микрофарад, фарад)						Допустимое отклонение от номинальных значений, %
E6	1,0	1,5	2,2	3,3	4,7	6,8	±20
E12	1,0 1,2	1,5 1,8	2,2 2,7	3,3 3,9	4,7 5,6	6,8 8,2	±10
E24	1,0 1,1 1,2 1,3	1,5 1,6 1,8 2,0	2,2 2,4 2,7 3,0	3,3 3,5 3,9 4,3	4,7 5,1 5,6 6,2	6,8 7,5 8,2 9,1	±5

П2. Пример оформления перечня элементов

Позиционные обозначения	Наименование	Количество	Примечание
VT1	Транзисторы 1Т308А	1	
R1	Резисторы МТ-0,125-2,2 кОм ±10%	2	
C1	Конденсаторы КМ-5в-ИМА7-100пФ ±10%	1	

П3. Условные графические обозначения элементов принципиальных схем

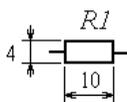


Обозначение эмиттера, подложки:

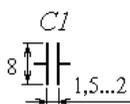


Пассивные элементы принципиальных схем

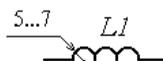
Резистор



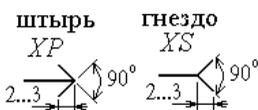
Конденсатор



Катушка индуктивности



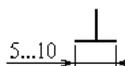
Контакты



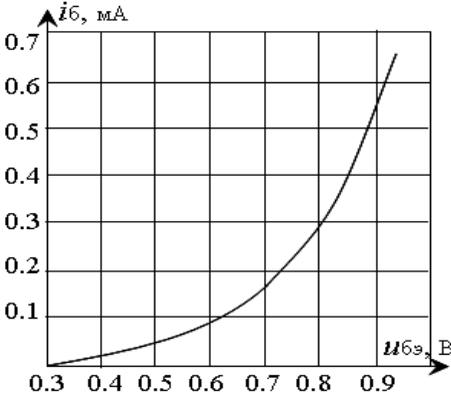
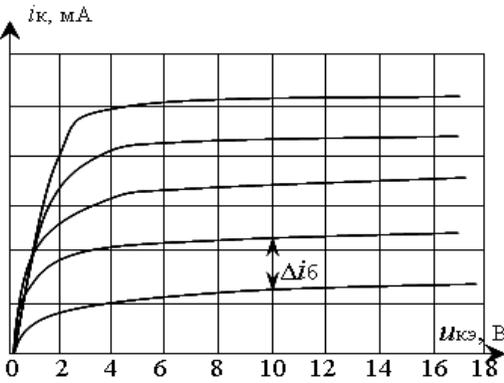
Обрыв линии электрической связи

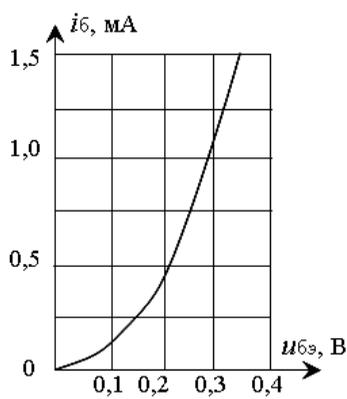
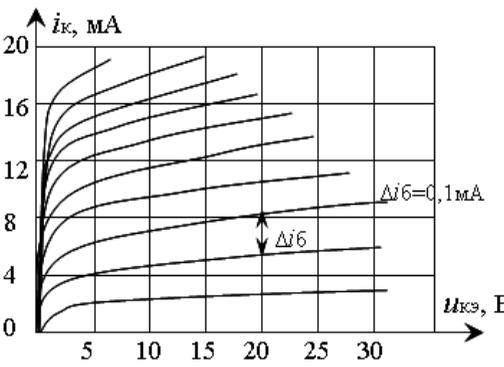


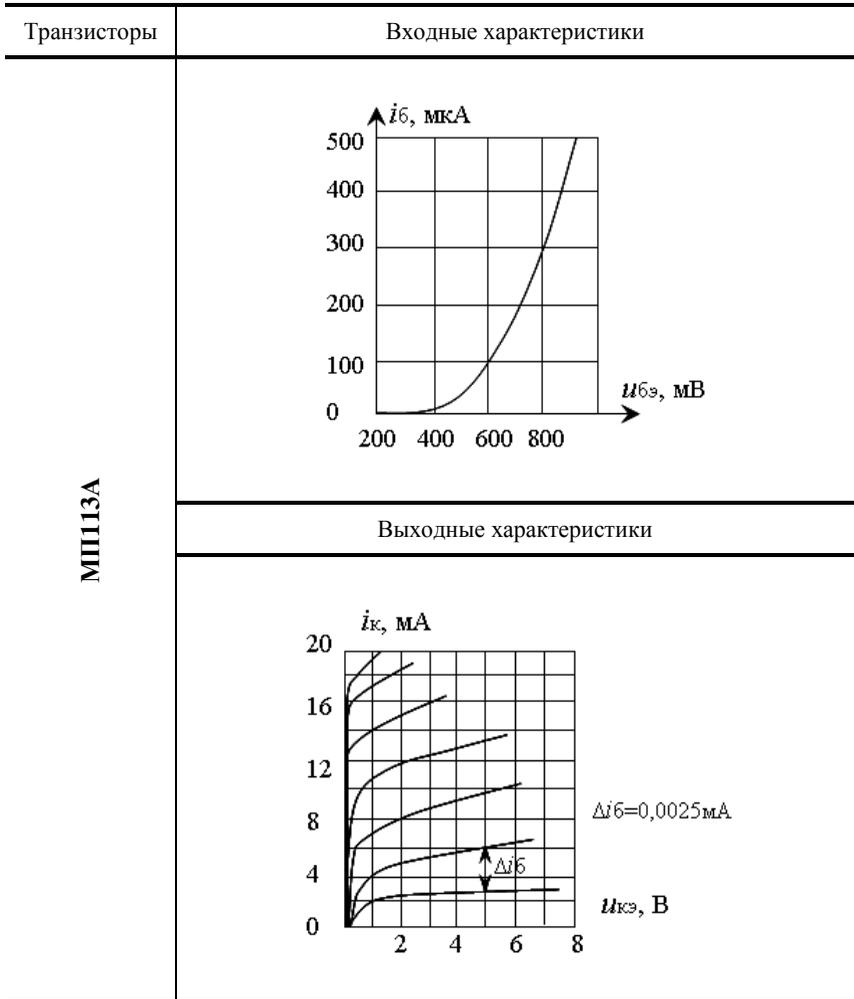
Корпус



П4. Входные и выходные характеристики биполярных транзисторов

Транзисторы	Входные характеристики
КТ301, КТ301В, КТ301Г, КТ301Д	 <p style="text-align: center;">Входные характеристики</p>
	 <p style="text-align: center;">Выходные характеристики</p> <p style="text-align: center;">КТ301, КТ301В, КТ301Д: $\Delta i_b = 25 \text{ мкА}$ КТ301Б, КТ301Г, КТ301Д: $\Delta i_b = 50 \text{ мкА}$</p>

Транзисторы	Входные характеристики
МП25, МП26	
	<p data-bbox="492 710 772 742">Выходные характеристики</p> 

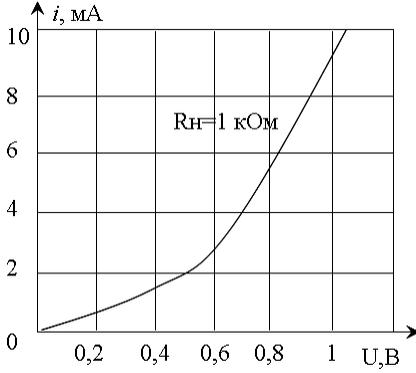


П5. Проходные ВАХ нелинейных элементов

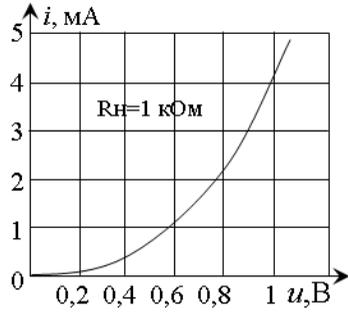
Биполярные транзисторы	Полевые транзисторы
<p>П27</p> <p style="text-align: center;">i_k, mA</p> <p style="text-align: center;">$u_{бэ}, \text{В}$</p> <p style="text-align: center;">$U_{кэ}=1 \text{ В}$ $R_c=300 \text{ Ом}$</p>	<p>КП 305 Е</p> <p style="text-align: center;">i_c, mA</p> <p style="text-align: center;">$u_{зи}, \text{В}$</p> <p style="text-align: center;">$U_{см}=10 \text{ В}$ $R_c=1 \text{ кОм}$</p>
<p>КТ 203А</p> <p style="text-align: center;">i_k, mA</p> <p style="text-align: center;">$u_{бэ}, \text{В}$</p> <p style="text-align: center;">$U_{кэ}=5 \text{ В}$ $R_c=600 \text{ Ом}$</p>	<p>КП 305И</p> <p style="text-align: center;">i_c, mA</p> <p style="text-align: center;">$u_{зи}, \text{В}$</p> <p style="text-align: center;">$U_{см}=10 \text{ В}$ $R_c=1 \text{ кОм}$</p>
<p>КТ 210В</p> <p style="text-align: center;">i_k, mA</p> <p style="text-align: center;">$u_{бэ}, \text{В}$</p> <p style="text-align: center;">$U_{кэ}=5 \text{ В}$ $R_c=500 \text{ Ом}$</p>	<p>КП 303Е</p> <p style="text-align: center;">i_k, mA</p> <p style="text-align: center;">$u_{зи}, \text{В}$</p> <p style="text-align: center;">$U_{см}=10 \text{ В}$ $R_c=2 \text{ кОм}$</p>

Диоды

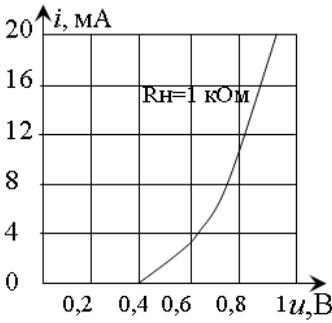
D2B



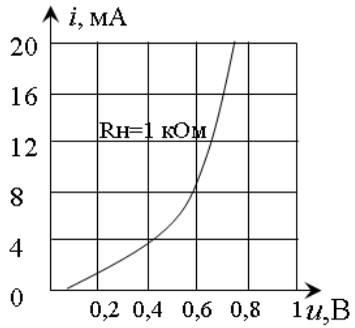
D2И



2D104A



ГД107А



Пб. Методы анализа нелинейных электрических цепей

Метод угла отсечки	
Аппроксимация ВАХ нелинейного элемента	<p style="text-align: center;">Кусочно-линейная</p> $i(U) = \begin{cases} S(u - U_{\text{отс}}), & u > U_{\text{отс}}; \\ 0, & u < U_{\text{отс}} \end{cases}$ <p style="text-align: center;">S – крутизна ВАХ; $U_{\text{отс}}$ – напряжение отсечки</p>
Амплитуды спектральных составляющих тока	$I_k = S \cdot U_m \cdot \gamma_k(\theta)$ $k = 0, 1, 2, 3, \dots$
Угол отсечки	$\theta = \arccos \frac{U_{\text{отс}} - U_0}{U_m}$
Функции Берга	$\gamma_0(\theta) = \frac{1}{\pi} (\sin \theta - \theta \cos \theta)$ $\gamma_1(\theta) = \frac{1}{\pi} (\theta - \sin \theta \cos \theta)$ $\gamma_k(\theta) = \frac{2}{\pi} \frac{(\sin k\theta \cos \theta - k \cos k\theta \sin \theta)}{k(k^2 - 1)}$
Ток, протекающий через НЭ	$i = I_0 + I_1 \cos \omega t + I_2 \cos 2\omega t + I_3 \cos 3\omega t + \dots$
Метод степенного ряда	
Аппроксимация ВАХ нелинейного элемента	$i(u) = a_0 + a_1(u - U_0) + a_2(u - U_0)^2 + \dots + a_k(u - U_0)^k$ $a_k = \frac{1}{k!} \left. \frac{\partial^k i}{\partial u^k} \right _{u=U_0}$
Амплитуды спектральных составляющих тока	$I_0 = a_0 + \frac{1}{2} a_2 U_m^2 + \frac{3}{8} a_4 U_m^4 + \dots$ $I_1 = a_1 U_m + \frac{3}{4} a_3 U_m^3 + \frac{5}{8} a_5 U_m^5 + \dots$ $I_k = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(2n+k)!}{2^{2n+k-1} \cdot n!(n+k)!} \cdot a_{2n+k} \cdot U_m^{2n+k}$
Ток, протекающий через НЭ	$i = I_0 + I_1 \cos \omega t + I_2 \cos 2\omega t + I_3 \cos 3\omega t + \dots$

ОГЛАВЛЕНИЕ

СПИСОК ОСНОВНЫХ СОКРАЩЕНИЙ И ОБОЗНАЧЕНИЙ	3
ВВЕДЕНИЕ	5
1. ПРЕДВАРИТЕЛЬНЫЙ РАСЧЁТ ВЫСОКОЧАСТОТНОГО ТРАКТА УСТРОЙСТВА ПРИЁМА И ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ (РАДИОПРИЁМНОГО УСТРОЙСТВА)	7
2. РАСЧЁТ ДИАПАЗОННОГО УСИЛИТЕЛЯ РАДИОЧАСТОТЫ	17
3. РАСЧЁТ УСИЛИТЕЛЯ ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТОТЫ	28
4. РАСЧЁТ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ	41
5. РАСЧЁТ АМПЛИТУДНОГО ДЕТЕКТОРА	46
6. РАСЧЁТ АВТОГЕНЕРАТОРА	54
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	70
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ	71
ПРИЛОЖЕНИЯ	72