

Министерство образования и науки Российской Федерации
Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования

**ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ
СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ**

Кафедра телевидения и управления (ТУ)

А. Д. Бордус

УСТРОЙСТВА ГЕНЕРИРОВАНИЯ И ФОРМИРОВАНИЯ СИГНАЛОВ

**Методические указания
по выполнению курсовой работы (проекта)
для студентов ФДО направления подготовки 11.03.01
«Радиотехника» (уровень бакалавриата)**

Томск 2018

Корректор: А. Н. Миронова

Бордус А. Д.

Устройства генерирования и формирования сигналов : методические указания по выполнению курсовой работы (проекта) для студентов ФДО направления подготовки 11.03.01 «Радиотехника» (уровень бакалавриата) / А. Д. Бордус. – Томск : ФДО, ТУСУР, 2018. – 165 с.

В пособие внесены изменения в 2020 г.

© Бордус А. Д., 2018
© Оформление.
ФДО, ТУСУР, 2018

СОДЕРЖАНИЕ

Введение	5
1 Требования к содержанию и оформлению курсовой работы	7
2 Общие вопросы проектирования радиопередатчиков	12
3 Транзисторный усилитель мощности	17
3.1 Расчет транзисторного каскада усилителя мощности высокой частоты по схеме с общим эмиттером	17
3.2 Электрический расчет нагрузочной системы транзисторного каскада	22
3.3 Конструктивный расчет элементов нагрузочной системы	26
3.4 Расчет нагрузочной системы на полосковых линиях	28
4 Умножители частоты	33
5 Автогенераторы	36
5.1 Автогенераторы с параметрической стабилизацией частоты	36
5.2 Кварцевые автогенераторы	45
6 Амплитудная модуляция в передатчиках	52
6.1 Коллекторная модуляция	53
6.2 Комбинированная модуляция	57
6.3 Базовая модуляция	58
6.4 Усилитель модулированных колебаний	65
7 Передатчики с однополосной модуляцией	68
8 Частотная модуляция в передатчиках	70
8.1 Особенности структурных схем передатчиков с частотной модуляцией	70
8.2 Проектирование модуляторов при ЧМ	73
8.3 Методика расчета возбудителя при ЧМ	77
Заключение	81
Литература	82
Приложение А Варианты заданий на курсовое проектирование	83

Приложение Б Параметры биполярных транзисторов.....	84
Приложение В Параметры полевых транзисторов с барьером Шоттки средней и большой мощности	85
Приложение Г Параметры умножительных диодов.....	86
Приложение Д Формулы для расчета высокочастотных Y-параметров транзистора по схеме с ОЭ.....	87
Приложение Е Пример оформления титульного листа курсовой работы (проекта).....	88
Приложение Ж Пример оформления курсовой работы (проекта).....	89

ВВЕДЕНИЕ

При выполнении курсовой работы (проекта) по радиопередающим устройствам (РПУ) студенты часто сталкиваются с трудностями, связанными с многообразием задач проектирования, что обусловлено, особенно в последние годы, широким применением в радиопередатчиках транзисторов, микросхем, варикапов и других полупроводниковых приборов.

Основным требованием к выполнению курсовой работы является то, что она должна быть подготовлена лично студентом на основании изученного им научного, учебного и практического материала, должна содержать самостоятельные расчеты и выводы.

Содержание курсовой работы (проекта) должно свидетельствовать об умении студента работать с литературой, выбирать из используемых источников материал в соответствии с самостоятельно составленным планом подготовки курсовой работы (проекта), обосновывать полученные выводы и расчеты. В курсовой работе (проекте) должен быть представлен анализ проектирования радиопередатчиков, конструктивный расчет элементов нагрузочной системы и др.

Целью выполнения курсовой работы (проекта) по дисциплине «Устройства генерирования и формирования сигналов» является получение знаний по общим вопросам проектирования радиопередатчиков с учетом изучения технических требований, расчета и составления структурной схемы, энергетического и конструкторского расчетов каскадов и др.

При выполнении курсовой работы (проекта) обучающиеся отрабатывают и закрепляют следующие компетенции:

— способность использовать основные законы естественно-научных дисциплин в профессиональной деятельности, применять методы математического анализа и моделирования, теоретического и экспериментального исследования (ОК-10);

- способность выявлять естественно-научную сущность проблем, возникающих в ходе профессиональной деятельности, привлекать для их решения соответствующий физико-математический аппарат (ПК-2);

- способность собирать, обрабатывать, анализировать и систематизировать научно-техническую информацию по тематике исследования, использовать достижения отечественной и зарубежной науки, техники и технологии (ПК-6);

- готовность осуществлять контроль соответствия разрабатываемых проектов и технической документации стандартам, техническим условиям и требованиям (ПК-12);

- способность выполнять математическое моделирование объектов и процессов по типовым методикам, в том числе с использованием стандартных пакетов прикладных программ (ПК-19).

Тематика курсовых работ (проектов) составляется преподавателем, курирующим данную дисциплину, и утверждается заведующим на заседании кафедры.

Смена темы после ее утверждения не допускается.

Выбор темы курсовой работы осуществляется по общим правилам с использованием следующей формулы:

$$V = (N \times K) \text{ div } 100,$$

где V – искомый номер варианта,

N – общее количество вариантов,

div – целочисленное деление,

при $V = 0$ выбирается максимальный вариант,

K – код варианта.

На выполнение курсовой работы предусмотрено 72 часа.

1 ТРЕБОВАНИЯ К СОДЕРЖАНИЮ И ОФОРМЛЕНИЮ КУРСОВОЙ РАБОТЫ

Структура курсовой работы должна быть логически обоснованной и четкой.

Курсовая работа (проект) включает следующие элементы:

- титульный лист;
- техническое задание (ТЗ);
- оглавление работы;
- введение;
- основную часть;
- заключение;
- список использованных источников и литературы;
- приложения.

На **титульном листе** должны быть указаны (прил. Е):

- наименование учебного заведения;
- наименование кафедры, на которой выполняется курсовая работа (проект);
- наименование дисциплины, по которой выполняется курсовая работа (проект);
- тема курсовой работы (проекта);
- ФИО, должность руководителя работы;
- ФИО студента, номер группы;
- год написания работы.

Оглавление – перечень основных частей работы с указанием листов (страниц), на которых их помещают. Вместо слова «Оглавление» допускается использовать наименование «Содержание».

В оглавлении работы последовательно приводятся наименования глав и параграфов курсовой работы (проекта). При этом их формулировки

должны точно соответствовать содержанию работы, а также последовательно и точно отражать ее внутреннюю логику. В оглавлении указывают страницы, с которых начинаются каждая глава и параграф. Страницы в работе должны быть пронумерованы. Счет нумерации страниц начинается с титульного листа, на котором номер страницы не указывается.

Пример оформления оглавления приведен в приложении Ж.

Введение к работе знакомит с существом рассматриваемой темы работы и содержит обоснование ее актуальности.

Введение к курсовой работе (проекту) в обязательном порядке должно содержать следующие элементы: определение темы работы; актуальность темы; цель исследования; задачи исследования; объект и предмет исследования.

По объему введение не должно превышать 1–2 страниц.

Основная часть работы включает главы, подразделяемые на параграфы, последовательно и логично раскрывающие содержание исследования. Количество глав и параграфов курсовой работы зависит от исследуемой проблемы и круга рассматриваемых вопросов (при этом количество глав в курсовой работе должно быть не менее двух, каждая глава должна иметь не менее двух параграфов).

В основе деления текста на главы должно лежать определение наиболее крупных, важных аспектов темы работы, разделение главы на параграфы должно быть обусловлено выделением отдельных вопросов, требующих детального рассмотрения в рамках главы. Не следует выделять в отдельные параграфы небольшие вопросы, не имеющие собственной проблематики. При делении главы на параграфы в главе не может быть текста, не входящего ни в один из параграфов.

Основная часть курсовой работы (проекта) должна условно состоять из двух частей – теоретической и практической. В теоретической части излагаются теоретические аспекты темы на основе анализа литературы, мнений

различных ученых, рассматриваются дискуссионные вопросы, формулируется собственная позиция автора. В практическую часть проекта входят расчеты и составление структурной схемы радиопередатчика, энергетические и конструкторские расчеты его каскадов. Каждая часть (и теоретическая, и практическая) должна быть завершена самостоятельными выводами. Общий объем основной части составляет 15–50 страниц.

Заключение должно быть кратким и содержать основные выводы, к которым пришел автор работы по результатам проведенного исследования. В этой части работы подводится итог, обосновывается достижение поставленной цели; перечисляются действия, предпринятые для решения вопроса; приводятся выводы и перспективные направления исследования. Примерный объем заключения 1–2 страницы.

Список использованных справочных технических источников и литературы должен содержать только те издания, которые действительно были использованы в процессе работы (т. е. те, на которые в тексте работы имеются ссылки). Количество использованных источников в курсовой работе должно быть не менее 10.

Расчетные материалы, принципиальная схема по стандартам со спецификацией, чертежи конструкции отдельных деталей оформляются в приложениях.

Оформление курсовых работ должно соответствовать требованиям ОС ТУСУР 01–2013. Работы студенческие по направлениям подготовки и специальностям технического профиля. Общие требования и правила оформления. Приказ ректора от 03.12.2013 № 14103. Режим доступа: <https://regulations.tusur.ru/documents/70>

Основные требования к оформлению курсовых работ:

– размеры полей: левое – 30 мм, правое – 10 мм, верхнее – 20 мм, нижнее – 20 мм;

- абзацный отступ (красная строка) равен 15–17 мм (4–5 знаков);
- шрифт – Times New Roman, размер шрифта – 14, интервал – 1,5;
- выравнивание текста по ширине;
- переносы в тексте не допускаются;
- сноски оформляются шрифтом Times New Roman, размер шрифта – 12, интервал – 1, выравнивание по ширине;
- первой страницей является титульный лист, который не нумеруется (следующий лист должен начинаться с цифры «2»).

После полного завершения курсовая работа (проект) отправляется на проверку преподавателю, который знакомится с работой, определяет ее научный уровень и дает письменный отзыв.

К проверке допускаются только самостоятельно выполненные курсовые работы, оформленные в строгом соответствии с изложенными выше требованиями. Работы, не соответствующие требованиям к оформлению, к проверке не принимаются и не подлежат оценке.

С целью борьбы с «несамостоятельностью» выполнения различных видов курсовых самостоятельных работ (проектов) обучающихся каждая работа, поступающая на рецензирование, проходит проверку в системе «Антиплагиат». Минимальные требования к оригинальности текста курсовой работы при рассмотрении допуска работы к защите – не менее 70% оригинальности.

За содержание и оформление курсовой работы, принятые в ней решения, достоверность практических данных и сделанные выводы несет ответственность автор работы.

Защита курсовой работы (проекта) для студентов ФДО состоит в том, что студент предоставляет готовую работу на проверку в определенный срок, а руководитель может по электронной почте отправить обучающемуся дополнительные вопросы по теме проведенного исследования

или другие вопросы, которые вызвали интерес. Количество вопросов для защиты руководитель определяет самостоятельно.

Студент, получивший вопросы руководителя, формулирует ответы. Ответ на вопрос должен быть кратким и содержать информацию по существу вопроса с указанием источника излагаемых сведений (например, если ответ предполагает анализ справочного технического материала, студент должен при формулировании ответа сослаться на конкретный справочный материал и т. д.).

Итоговая оценка за курсовую работу выставляется с учетом:

- соблюдения правил оформления курсовой работы (проекта);
- содержания и анализа расчетов представленной к защите работы;
- степени самостоятельности проведенного исследования;
- оперативности и качества устранения недостатков, выявленных руководителем при ознакомлении с содержанием работы;
- качества ответов на дополнительные вопросы.

2 ОБЩИЕ ВОПРОСЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ РАДИОПЕРЕДАТЧИКОВ

Разнообразие областей практического применения передатчиков и условий их эксплуатации, а также быстрое совершенствование полупроводниковой технологии является причиной различий в типологии современных передатчиков.

Передатчики чаще всего классифицируются по двум признакам: *диапазону волн и назначению*.

В соответствии с рабочим *диапазоном* волн передатчики делятся на длинноволновые ($\lambda = 3000$ м), средневолновые ($\lambda = 200\text{--}300$ м), промежуточных волн ($\lambda = 50\text{--}200$ м), коротковолновые ($\lambda = 10\text{--}50$ м) и ультракоротковолновые ($\lambda \leq 10$ м) [1–5]. Методика расчета СВЧ-передатчиков в данном пособии не рассматривается.

По *назначению* все передатчики могут быть разбиты на группы: радиовещательные, связные, радиолокационные, навигационные, телевизионные и другие.

При постановке задачи на проектирование передатчика учитываются не только его назначение и диапазон волн, но и следующие основные технические характеристики:

- мощность передатчика в антенне в режиме несущей;
- стабильность частоты передатчика;
- фильтрация побочных частот (особенно важна для передатчиков средней и большой мощности $P_1 \geq 500$ Вт);
- коэффициент модуляции (при амплитудной модуляции) или индекс модуляции (при частотной модуляции);
- полоса пропускания модулятора.

Порядок проектирования передатчиков

Задания для курсовой работы (проекта) представлены в приложениях А. Вариант рассчитывается обучающимся по формуле, представленной во введении.

На *первом этапе* изучаются технические требования к передатчику.

На *втором этапе* переходят к расчету и составлению структурной схемы передатчика. Основные задачи: определение необходимого количества каскадов, выбор схем каждого из них, выбор транзисторов, способ стабилизации частоты, вида модуляции, системы питания и т. д.

Следующим этапом проектирования является энергетический расчет:

- 1) расчет выходного каскада на заданную мощность, включая расчет фильтра;
- 2) расчет промежуточных каскадов;
- 3) расчет возбуждителя;
- 4) расчет низкочастотного тракта.

После энергетического расчета проводят *электрический расчет* пересчитанных каскадов.

На *заключительном этапе* проектирования производится конструктивный расчет контура выходного каскада. Конструктивный расчет деталей состоит в определении их геометрических размеров, числа и формы пластин конденсаторов переменной емкости, числа витков, диаметра обмотки и каркаса катушек и вариометров и др.

Типовая структурная схема передатчика на транзисторах. Задача составления структурной схемы состоит в том, чтобы определить необходимое число k каскадов высокой частоты между возбуждителем (автогенератором) и выходом передатчика, обеспечивающее выполнение заданных технических требований к передатчику при минимальных затратах средств на изготовление и при достаточно высоком КПД. В процессе составления

частот $f > 3f_\beta$, поэтому K_p мал и приближенно зависит от частоты следующим образом [5]:

$$K_p \approx K'_p (f'/f)^2 (E_k/E'_k)^2 (P'_1/P_1) \approx K'_p (f'/f)^2,$$

где значения K'_p , f' , E'_k , P'_1 соответствуют типовому режиму; f , P_1 , f_β – величины, характеризующие использование транзистора в проектируемом передатчике.

Для повышения к.п.д. используют режим с углом отсечки коллекторного тока $\theta_k = 90^\circ$. При работе с отсечкой для обеспечения примерно гармонической формы колебания на выходе используют двухтактные схемы. Число транзисторов в плече двухтактного усилителя не превосходит двух из-за большого разброса параметров; чаще используют по одному. На практике используют различные схемы сложения мощностей [2, 3].

Ориентировочное значение номинальной мощности, требуемой от транзистора предыдущего каскада, можно определить из соотношения:

$$P_{k-1} \approx P_k / K_{pk},$$

где индекс $k - 1$ относится к предыдущему каскаду.

Зная общий коэффициент усиления по мощности всех ступеней, можно определить мощность, требуемую от автогенератора:

$$P_{AG} \approx \frac{P_k}{K_{pk} \cdot K_{p(k-1)} \cdot \dots \cdot K_{p(k-i)}},$$

где $i = k - 1$ – число каскадов усиления.

Для повышения стабильности частоты передатчика на транзисторах мощность автогенератора не должна превышать десятков мегаватт, а частота кварцевого резонатора для получения относительной нестабильности частоты $\delta \leq 10^{-5}$ не должна превышать 10 МГц.

Отношение частот выходного каскада и задающего генератора определяет коэффициент умножения частоты в промежуточных каскадах.

В передатчиках с частотной модуляцией умножители применяют для повышения девиации частоты.

Поскольку энергетические показатели умножителей частоты хуже, чем усилителей мощности, в режиме умножения частоты обычно ставят первые маломощные каскады. Как правило, применяют умножение на 2 или 3. При расчетах каскадов радиопередатчика можно воспользоваться данными биполярных и полевых транзисторов, приведенных в приложениях Б, В, Г.

На этом заканчивается составление ориентировочной структурной схемы передатчика.

3 ТРАНЗИСТОРНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ МОЩНОСТИ

3.1 Расчет транзисторного каскада усилителя мощности высокой частоты по схеме с общим эмиттером

Исходные данные для расчета: P_1 – полезная мощность,
 f – рабочая частота,
 R_n – сопротивление нагрузки.

Выбор транзистора. При выборе транзистора можно пользоваться литературой [1–6].

Для выбранного транзистора целесообразно выписать следующие параметры:

β_0 – статический коэффициент усиления по току в схеме с ОЭ;
 f_T – частота, на которой $|\beta| = 1$;
 τ_k – постоянная времени цепи обратной связи транзистора;
 C_k – емкость коллекторного перехода;
 $U_{кэ доп}$ – допустимое напряжение на коллекторе в схеме с ОЭ;
 $r_{нас}$ – сопротивление насыщения транзистора (может быть определено по статическим характеристикам);
 $r'_{б} = \tau_k / C_k$ – сопротивление базы.

Порядок энергетического расчета на заданную мощность в критическом режиме следующий:

1) выбирается угол отсечки коллекторного тока θ_k , обычно в пределах 70–80°. По таблицам или графикам находятся величины $\alpha_0(\theta_k)$ [1–6];

2) предварительно рассчитывается амплитуда переменного напряжения на коллекторе (предварительный расчет):

$$U'_{тк} = \frac{U_{кэ доп}}{4} \left(1 + \sqrt{1 - \frac{32}{\alpha_1 \cdot (\theta_k)} \cdot \frac{r_{нас}}{U_{кэ доп}^2} P_1} \right);$$

3) предварительно рассчитывается напряжение источника коллекторного питания (предварительный расчет):

$$E'_k = U_{к\text{э доп}} - U'_{mk};$$

4) для окончательного каскада целесообразно выбрать напряжение питания E_k , равное стандартному значению из следующего ряда [1–6]:

3; 4; 5; 6; 6,3; 9; 12; 12,6; 15; 20; 24; 27; 30; 40; 48; 60 (В).

Из этого ряда выбирается ближайшее к E'_k значение, отвечающее условию:

$$E_k \leq E'_k;$$

5) уточняется значение амплитуды переменного напряжения на коллекторе:

$$U_{mk} = \frac{E_k}{2} \left(1 + \sqrt{1 - \frac{8}{\alpha_1 \cdot (\theta_k)} \cdot \frac{r_{\text{нас}}}{E_k^2} P_1} \right);$$

6) определяется остаточное напряжение на коллекторе:

$$e_{k \min} = E_k - U_{mk};$$

7) рассчитывается амплитуда импульса коллекторного тока:

$$I_{mk} = \frac{e_{k \min}}{r_{\text{нас}}};$$

8) на данном этапе целесообразно проверить правильность расчета графическим путем по характеристикам транзистора (рис. 3.1).

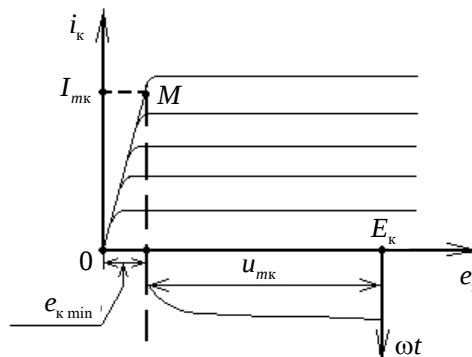


Рис. 3.1 – Выходные характеристики транзистора

Ордината точки M должна отличаться от полученного значения I_{mk} не более чем на 10–20%; в противном случае допущена ошибка в расчете;

9) определяется постоянная составляющая тока коллектора:

$$I_{k0} = \alpha_0(\theta_k) I_{mk};$$

10) далее производится расчет высокочастотных Y -параметров транзистора на рабочей частоте по методике, изложенной в [5, 6]. Расчетные формулы приведены в приложении Д. При расчете Y -параметров значение тока эмиттера I_e принимается I_{k0} . После вычисления Y параметров транзистора дальнейший расчет ведется по методике, изложенной в [4–6];

11) рассчитывается активная составляющая выходного сопротивления транзистора:

$$R'_{22} = \frac{\alpha_1(\theta_k)}{\alpha_0(\theta_k) \operatorname{Re}(Y_{22})},$$

где $\operatorname{Re}(Y_{22})$ – действительная часть выходной проводимости Y_{22} ;

12) определяется первая гармоника коллекторного тока, генерируемая транзистором:

$$I_{k1} = \alpha_1(\theta_k) I_{mk};$$

13) определяется первая гармоника коллекторного тока, протекающая через выходное сопротивление транзистора:

$$I'_{k1} = \frac{U_{mk}}{R'_{22}};$$

14) определяется первая гармоника коллекторного тока, протекающая через нагрузочный контур:

$$I''_{k1} = I_{k1} - I'_{k1};$$

15) определяется сопротивление нагрузочного контура, необходимое для обеспечения критического режима:

$$R_{\text{ое кр}} = \frac{U_{mk}}{I''_{k1}};$$

16) определяется потребляемая мощность:

$$P_0 = I_{k0} E_k;$$

17) определяется мощность переменного тока, поступающая в нагрузочный контур:

$$P'_1 = \frac{U_{mk} I''_{K1}}{2}.$$

Таким образом, в нагрузочный контур поступает не вся генерируемая транзистором мощность P_1 , а лишь ее часть P'_1 причем разность $P_1 - P'_1$ составляют высокочастотные потери в транзисторе за счет наличия паразитного сопротивления P'_{22} . Эти потери снижают к.п.д. генератора и ухудшают тепловой режим работы транзистора;

18) определяется к.п.д. генератора (без учета потерь в нагрузочном контуре):

$$\eta = \frac{P'_1}{P_0} \approx \frac{P_1}{P_0};$$

19) определяется мощность, рассеиваемая на коллекторе транзистора:

$$P_k = P_0 - P_1;$$

20) производится энергетический расчет цепей эмиттера и базы. Угол дрейфа на рабочей частоте (в градусах):

$$\varphi_{др} = 57^\circ \cdot \frac{f}{f_T};$$

21) рассчитывается угол отсечки импульсов эмиттерного тока:

$$\theta_\varphi = \theta_k - 0,5\varphi_{др}.$$

По таблицам или графикам определяем величины $\alpha_1(\theta_\varphi)$, $\cos \theta_\varphi$ [1];

22) модуль коэффициента усиления по току (в схеме с ОБ) на рабочей частоте:

$$\alpha_f = \frac{f_T}{(f_T + f)};$$

23) первая гармоника тока эмиттера:

$$I_{\varphi 1} = \frac{I_{K1}}{\alpha_f};$$

24) высота импульса тока эмиттера:

$$I_{mэ1} = \frac{I_{э1}}{\alpha_1(\theta_э)};$$

25) определяется модуль комплексной крутизны транзистора на рабочей частоте:

$$|Y_{21}| = \sqrt{\operatorname{Re}^2(Y_{21})' + \operatorname{Im}^2(Y_{21})},$$

где $\operatorname{Re}(Y_{21})$, $\operatorname{Im}(Y_{21})$ – соответственно действительная и мнимая части комплексной крутизны Y_{21} транзистора;

26) рассчитывается амплитуда напряжения возбуждения на рабочей частоте:

$$U_{mб} = \frac{\operatorname{Im}_э \alpha_f}{|Y_{21}| (1 - \cos \theta_э)};$$

27) определяется постоянная составляющая тока базы:

$$I_{б0} = \frac{I_{к0}}{\beta_0};$$

28) определяется напряжение смещения, обеспечивающее требуемый угол отсечки тока эмиттера для $n-p-n$ -транзистора:

$$E_э = E_э' - U_{mб} \cos \theta_э - I_{б0} r_э'$$

и для $p-n-p$ -транзистора:

$$E_э = -E_э' + U_{mб} \cos \theta_э + I_{б0} r_э',$$

где $E_э'$ – напряжение отсечки коллекторного тока, равное (по модулю) 0,7 В для кремниевых и 0,2–0,3 В для германиевых транзисторов;

29) рассчитывается угол отсечки импульсов тока базы для $n-p-n$ -транзисторов:

$$\theta_б = \arccos \left(\frac{E_э' - E_э}{U_{mб}} \right)$$

и для $p-n-p$ -транзисторов:

$$\theta_б = \arccos \left(-\frac{E_э' + E_э}{U_{mб}} \right).$$

По таблицам или графикам находятся величины $\alpha_0(\theta_6)$, $\alpha_1(\theta_6)$ [2–5];

30) находится активная составляющая входного сопротивления транзистора на рабочей частоте

$$R_{\text{вх}} = \frac{\alpha_1(\theta_6)}{\alpha_0(\theta_6) \operatorname{Re}(Y_{11})},$$

где $\operatorname{Re}(Y_{11})$ – действительная часть входной проводимости транзистора;

31) находится мощность возбуждения на рабочей частоте без учета потерь во входном согласующем контуре:

$$P_{\text{возб}} = \frac{0,5U_{\text{мб}}^2}{R_{\text{вх}}};$$

32) определяется коэффициент усиления по мощности на рабочей частоте без учета потерь во входном и выходном согласующих контурах:

$$K_p = \frac{P'_1}{P_{\text{возб}}};$$

33) определяется общая мощность, рассеиваемая транзистором:

$$P_{\text{тр}} = P_{\text{к}} + P_{\text{возб}}.$$

3.2 Электрический расчет нагрузочной системы транзисторного каскада

Назначение нагрузочной системы – фильтрация высших гармоник и согласование транзистора с нагрузкой.

Для обеспечения фильтрации высших гармоник в усилителе мощности нагрузочная система настраивается на частоту первой гармоники сигнала. Расчет коэффициента фильтрации Φ необходимо проводить для выходных каскадов.

Настроенная в резонанс нагрузочная система обладает на частоте первой гармоники чисто активным входным сопротивлением. Согласование нагрузки заключается в том, чтобы, подключив нагрузочную систему к транзистору и к нагрузке, обеспечить оптимальное (критическое)

сопротивление нагрузки транзистора $R_{\text{ое кр}}$. При согласовании не должно нарушаться условие резонанса, должен обеспечиваться по возможности большой к.п.д. нагрузочной системы η_k , добротность нагрузочной системы должна оставаться достаточно высокой для сохранения хорошей фильтрации высших гармонических составляющих.

В узкополосных ($\Delta f / f \leq 0,2 - 0,3$) усилителях мощности на транзисторах широкое применение получил П-образный контур, схема которого изображена на рисунке 3.2.

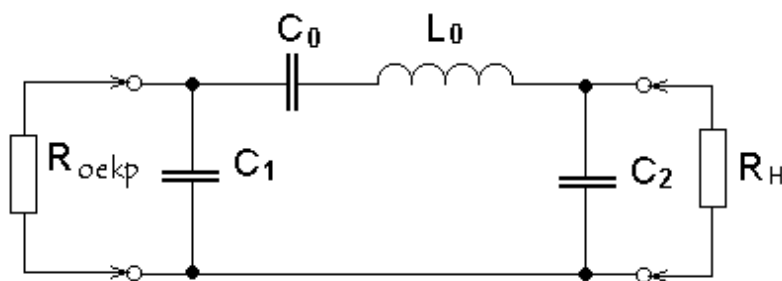


Рис. 3.2 – Схема П-контра

На частоте сигнала f входное сопротивление П-контра должно быть чисто активным и равным требуемому критическому сопротивлению нагрузки транзистора $R_{\text{ое хх}}$. Таким образом, П-контур на частоте сигнала f трансформирует активное сопротивление нагрузки R_n в активное входное сопротивление $R_{\text{ое кр}}$.

При наличии реактивной составляющей сопротивления нагрузки необходимо ее компенсировать включением реактивности другого знака и, таким образом, свести дело к трансформации активных сопротивлений.

Порядок расчета П-контра следующий:

- 1) задается величина волнового сопротивления контра в пределах

$$\rho = 2\pi f L_0 = 250 \div 500 \text{ (Ом)};$$

- 2) определяется индуктивность контра L_0 :

$$L_0 = \rho / 2\pi f \text{ (Гн)};$$

3) на частоте сигнала f П-контур сводится к виду, изображенному на рисунке 3.3, причем L , L_0 , C_0 находятся в соотношении

$$2\pi fL = 2\pi fL_0 - 1/2\pi fC_0.$$

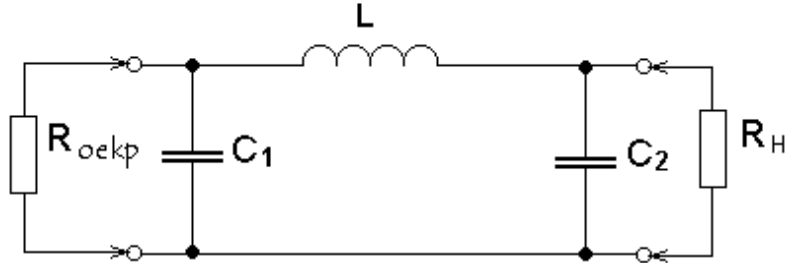


Рис. 3.3 – Вариант схемы П-контура

Необходимо задать величины L в генри в соответствии с формулой:

$$L > \frac{\sqrt{R_{\text{оекр}} R_{\text{н}}}}{2\pi f};$$

4) определяется C_0 в фарадах:

$$C_0 = \frac{1}{4\pi^2 f^2 (L_0 - L)};$$

5) определяется C_1 и C_2 :

$$C_1 = \frac{1}{(4\pi^2 f^2 L)} \left(1 + \sqrt{\left(\frac{4\pi^2 f^2 L^2}{R_{\text{оекр}} \cdot R_{\text{н}}} - 1 \right) \frac{R_{\text{н}}}{R_{\text{оекр}}}} \right),$$

$$C_2 = \frac{1}{(4\pi^2 f^2 L)} \left(1 + \sqrt{\left(\frac{4\pi^2 f^2 L^2}{R_{\text{оекр}} \cdot R_{\text{н}}} - 1 \right) \frac{R_{\text{оекр}}}{R_{\text{н}}}} \right);$$

6) определяется внесенное в контур сопротивление:

$$r_{\text{вн}} = \frac{R_{\text{н}}}{1 + \omega^2 R_{\text{н}}^2 C_2^2};$$

7) определяется добротность нагруженного контура:

$$Q_{\text{н}} = \frac{\beta}{r_{\text{с}} + r_{\text{вн}}};$$

где r_0 – собственное сопротивление потерь контурной индуктивности L_0 . Эта величина точно определяется в процессе конструктивного расчета контурной катушки индуктивности L_0 , а на данном этапе можно принять

$$r_c = 1 \div 2 \text{ (Ом)};$$

8) рассчитывается коэффициент фильтрации П-контра (рассчитывается для контра выходного каскада):

$$\Phi = Q_n(n^2 - 1)n. \quad (3.1)$$

Для одноконтурной схемы принимаем $n = 2$, а для двухконтурной $n = 3$.

Отметим, что формула (3.1) справедлива при выполнении условия

$$R_n \gg \frac{1}{2\pi f C_2}.$$

Полученное значение коэффициента фильтрации П-контра следует сравнить с требуемым значением коэффициента фильтрации Φ_T :

$$\Phi_T \geq \sqrt{\frac{P_{1A}}{P_{nA}}} \cdot \frac{\alpha_n(\theta_k)}{\alpha_1(\theta_k)}.$$

При $\Phi < \Phi_T$ следует переходить к двух- или трехконтурной схеме нагрузочной системы;

9) для каскадов усиления модулированных колебаний или для модулируемых каскадов необходимо проверить нагрузочную систему на обеспечение требуемой полосы пропускания Δf по формуле:

$$Q_n \leq \frac{f}{\Delta f}. \quad (3.2)$$

Для АМ требуемая полоса пропускания равна удвоенной максимальной частоте модуляции:

$$\Delta f = 2F_B = \frac{\Omega_B}{\pi},$$

а для ЧМ:

$$\Delta f = 2(m + \sqrt{m} + 1)F_B = (m + \sqrt{m} + 1)\frac{\Omega_B}{\pi},$$

где m – индекс частотной модуляции.

При невыполнении условия (3.2) необходимо принять меры к уменьшению добротности нагрузочной системы, например путем уменьшения ρ .

3.3 Конструктивный расчет элементов нагрузочной системы

В процессе конструктивного расчета нагрузочной системы необходимо выбрать номинальные значения стандартных деталей (C_0 , C_1 , C_2), входящих в контур, и определить конструктивные размеры нестандартных деталей (L_0).

При выборе номинального значения конденсатора C_1 необходимо учитывать, что параллельно ему подключена выходная емкость транзистора.

Для настройки контура в резонанс и обеспечения оптимальной связи с нагрузкой в состав емкостей C_0 и C_2 целесообразно включить подстроенные конденсаторы (рис. 3.4).

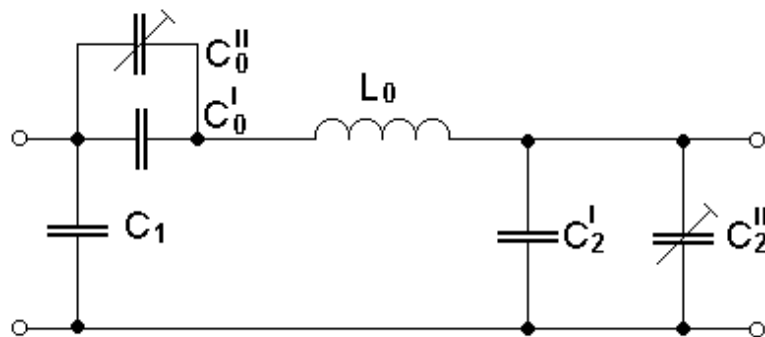


Рис. 3.4 – Вариант схемы Π -контура

Замеры катушки показаны на рисунке 3.5.

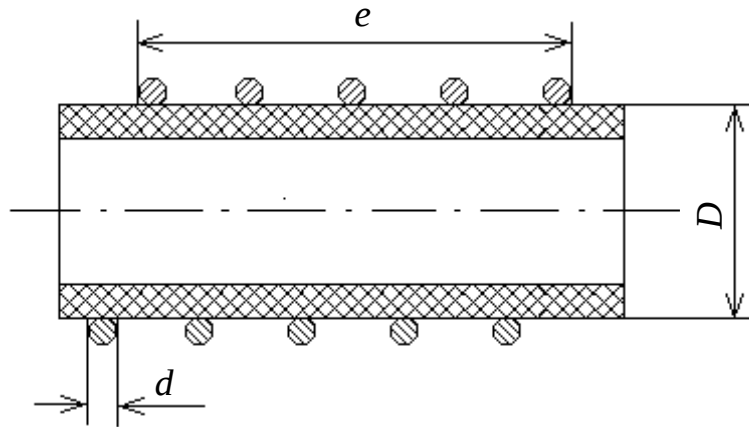


Рис. 3.5 – Конструкция каркаса катушки

Расчет контурной катушки L_0 проводится в следующем порядке:

1) задается отношение $\vartheta = l / D$ в пределах

$$0,5 < \vartheta < 2;$$

2) определяется площадь продольного сечения катушки $S = lD$ по формуле:

$$S = \frac{P_1(1 - \eta_k)}{K_S},$$

где $K_S = 0,1 - 1$ (Вт/см²) – удельная тепловая нагрузка на 1 см² сечения катушки [1–3];

3) определяется длина l и диаметр D катушки по формулам:

$$l = \sqrt{\vartheta S},$$

$$D = \sqrt{\frac{S}{\vartheta}};$$

4) рассчитывается число витков N катушки [3]:

$$N = 10\sqrt{L_0(\vartheta + 0,44) / D},$$

где L_0 – индуктивность, мкГн;

5) определяется диаметр d провода катушки (мм), вычисляем по формуле [2]:

$$d \geq 0,18 I_k \sqrt[4]{f},$$

где I_k – амплитуда контурного тока в амперах, f – рабочая частота, МГц,

$$I_k = U_{mk} \omega C_1;$$

б) рассчитывается собственное сопротивление потерь контурной катушки на рабочей частоте:

$$r_c = \frac{0,525DN\sqrt{f}}{d} \cdot 10^{-3},$$

где f – рабочая частота, МГц; d – диаметр провода, мм; D – диаметр катушки, мм;

7) определяется коэффициент полезного действия контура:

$$\eta_k = \frac{r_{BH}}{r_c + r_{BH}}.$$

3.4 Расчет нагрузочной системы на полосковых линиях

В диапазоне СВЧ нагрузочные системы транзисторных каскадов строятся на основе полосковых линий, что обеспечивает высокое качество согласования и фильтрации в приемлемых габаритах. Возможные варианты нагрузочных систем на полосковых линиях весьма разнообразны. Ниже приводится электрический и конструктивный расчет нагрузочной системы СВЧ, выполненной с применением несимметричной полосковой линии (НПЛ) (рис. 3.6).

Схема нагрузочной системы приведена на рисунке 3.6.

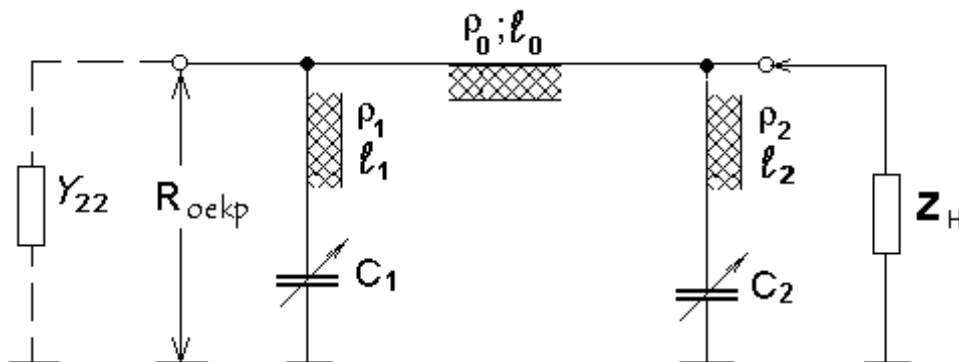


Рис. 3.6 – Схема полосковой линии

Схема состоит из четвертьволнового отрезка НПЛ (l_0 – длина отрезка, ρ_0 – его волновое сопротивление), выполняющего роль трансформатора сопротивления и двух шлейфов (l_1, ρ_1 и l_2, ρ_2), нагруженных на емкости C_1 и C_2 . Эти шлейфы выполняют роль компенсаторов реактивных сопротивлений на входе и выходе четвертьволнового трансформатора.

Исходные данные для расчета. Y_{22} – выходная проводимость транзистора на рабочей частоте $Z_H = R_H + jX_H$ – комплексное сопротивление нагрузки, $R_{\text{окр}}$ – критическое сопротивление нагрузки транзистора.

Электрический расчет нагрузочной системы на НПЛ:

1) определяется реактивное входное сопротивление шлейфа (l_1, ρ_1), необходимое для компенсации реактивной составляющей выходной проводимости транзистора $\text{Im}(Y_{22})$:

$$X_1 = \frac{1}{\text{Im}(Y_{22})};$$

2) определяется реактивное входное сопротивление шлейфа (l_2, ρ_2), необходимое для компенсации реактивной составляющей сопротивления нагрузки Z_H :

$$X_2 = -\frac{R_H^2 + X_H^2}{X_H};$$

3) определяется эквивалентное активное сопротивление, подключенное к выходу четвертьволнового трансформатора (l_0, ρ_0) после компенсации реактивной составляющей сопротивления нагрузки:

$$r = \frac{R_H^2 + X_H^2}{R_H};$$

4) рассчитывается волновое сопротивление четвертьволнового трансформатора, соответствующее условию согласования транзистора с нагрузкой:

$$\rho_0 = \sqrt{R_{\text{окр}} \cdot r}.$$

Конструктивный расчет нагрузочной системы на НПЛ:

1) выбирается диэлектрик для изготовления подложки НПЛ и по таблице 3.1 определяется его диэлектрическая проницаемость;

Таблица 3.1 – Диэлектрическая проницаемость диэлектриков

Диэлектрик	ϵ
Тефлон фольгированный ФФ-4	2
Кварцевое стекло С5-1	3,8
Оксид бериллия	6,6
Поликор	9,6
Полистирол ПТ-16	16

2) строится график $\rho = f(A_h)$.

$$\rho = \frac{377}{\sqrt{\epsilon} (A_h + 1,735\epsilon^{0,0724} A_h^{0,164})},$$

где величина $A_h = W/h$ определяется геометрическими параметрами НПЛ (рис. 3.7).

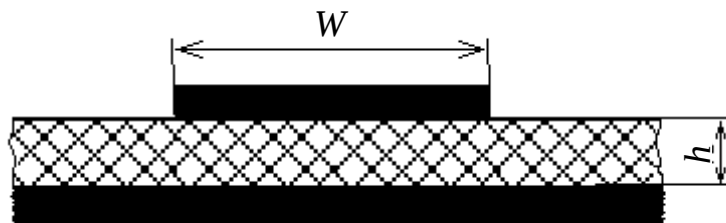


Рис. 3.7 – Конструкция полосковой линии

По построенному графику находится значение $A_0 = W_0 / h$, при котором $\rho = \rho_0$;

3) задается толщина подложки h (обычно 0,5–1 мм) и определяется

$$W_0 = A_0 h;$$

4) определяется длина волны в НПЛ с волновым сопротивлением ρ_0 :

$$\lambda_{0\epsilon} = \frac{\lambda}{\sqrt{\epsilon}} \left(\frac{\epsilon}{1 + 0,63(\epsilon - 1)A_0^{0,1255}} \right)^{0,5},$$

где λ – длина волны в свободном пространстве на рабочей частоте, м;

5) длина четвертьволнового трансформатора

$$l_0 = \frac{\lambda_{0\varepsilon}}{4};$$

6) задается ширина шлейфов W_1 и W_2 , определяются соответствующие значения A_1 и A_2 , ρ_1 и ρ_2 , $\lambda_{1\varepsilon}$ и $\lambda_{2\varepsilon}$, воспользовавшись вышеприведенными формулами;

7) задаются значения емкостей C_1 и C_2 (пФ). Для настройки нагрузочной системы удобно в качестве C_1 и C_2 взять подстроечные конденсаторы, а при расчете взять средние значения подстроечных емкостей;

8) определяются реактивные сопротивления конденсаторов C_1 и C_2 на рабочей частоте:

$$X_{c1} = -530 \frac{\lambda}{C_1},$$

$$X_{c2} = -530 \frac{\lambda}{C_2};$$

9) определяются длины l_1 и l_2 шлейфов

$$l_1 = \frac{\lambda_{1\varepsilon}}{2\pi} \arctg \left(\frac{X_1 \rho_1 - X_{c1} \rho_1}{\rho_1^2 + X_1 X_{c1}} \right),$$

$$l_2 = \frac{\lambda_{2\varepsilon}}{2\pi} \arctg \left(\frac{X_2 \rho_2 - X_{c2} \rho_2}{\rho_2^2 + X_2 X_{c2}} \right);$$

10) приводится эскиз топологии нагрузочной системы СВЧ (рис. 3.8).

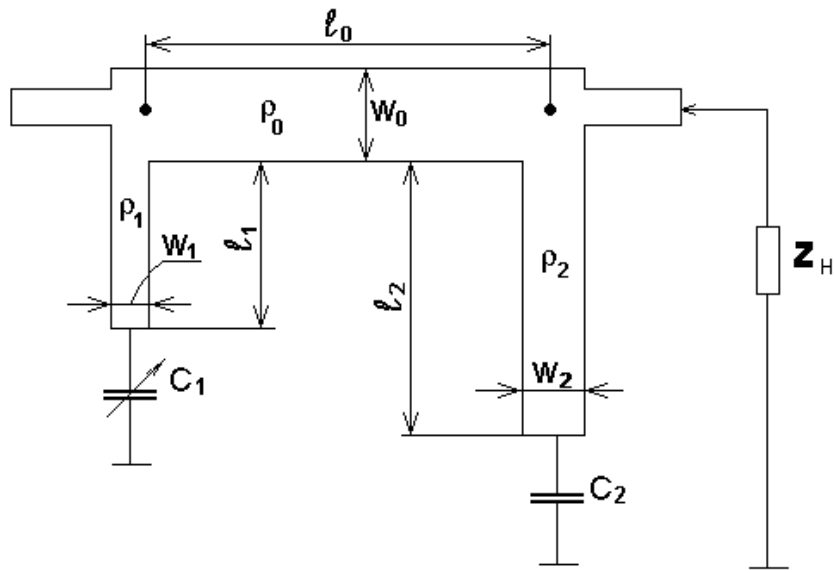


Рис. 3.8 – Топология нагрузочной системы СВЧ

4 УМНОЖИТЕЛИ ЧАСТОТЫ

Особенностью транзисторных умножителей частоты по сравнению с усилителями мощности является низкий к.п.д. Это обусловлено, во-первых, меньшим содержанием высших гармоник в импульсе коллекторного тока и, во-вторых, высокой добротностью колебательного контура (нагрузочной системы). Транзисторы рекомендуется выбирать с большим значением граничной частоты и работать при пониженном напряжении коллекторного питания.

В зависимости от соотношения граничной частоты транзистора и частоты выходных колебаний расчет умножителя частоты будем производить по различным методикам. Если $f_n \ll f_t$ транзистор будем считать безынерционным элементом. Пусть заданы выходная мощность P_n , частота выходных колебаний f_n и коэффициент умножения n . Выбираем транзистор, исходя из мощности и частоты.

Выбираем угол отсечки $\theta_k = \frac{120^\circ}{n}$. Определяем коэффициенты разложения

$$\alpha_0(\theta_k), \alpha_1(\theta_k), \dots, \alpha_n(\theta_k), \gamma_n = \frac{\alpha_n(\theta_k)}{\alpha_0(\theta_k)}.$$

Расчет коллекторной цепи:

1) определяем крутизну линии критического режима $S_{кр}$. Для некоторых типов транзисторов этот параметр приводится в [1–4]. В других случаях его можно определить либо по характеристикам, либо по формулам:

$$S_{кр} = \frac{I_{кр}}{U_{кр}}, S_{кр} = \frac{1}{r_{кр}}, S_{кр} = \frac{1}{r_{нас}},$$

если величины $I_{кр}$, $U_{кр}$, $r_{кр}$ даны в [2–4];

2) вычисляем вспомогательный параметр $E_{к\min}$, необходимый для выбора напряжения источника питания:

$$E_{\kappa \min} = \sqrt{\frac{8P_n}{\alpha_n(\theta_\kappa)S_{\text{кр}}}};$$

3) выбираем E_κ , учитывая следующие неравенства:

$$E_{\kappa \min} < E_\kappa < E_{\kappa \text{ доп}};$$

4) вычисляем коэффициент использования коллекторного напряжения:

$$\xi = 0,5 \left(1 + \sqrt{1 - \frac{E_{\kappa \min}^2}{E_\kappa^2}} \right);$$

5) амплитуда переменного напряжения на коллекторе

$$U_{\text{мк}} = \xi E_\kappa;$$

6) амплитуда n -й гармоники коллекторного тока:

$$I_{\kappa n} = \frac{2P_n}{U_{\text{мк}}};$$

7) максимальное значение коллекторного тока

$$I_{\kappa \text{ м}} = \frac{I_{\kappa n}}{\alpha_n(\theta_\kappa)};$$

8) постоянная составляющая коллекторного тока

$$I_{\kappa 0} = \alpha_0(\theta_\kappa) I_{\kappa \text{ м}}.$$

Проверяем условие $I_{\kappa 0} < I_{\kappa 0 \text{ доп}};$

9) потребляемая мощность

$$P_0 = E_\kappa I_{\kappa 0};$$

10) мощность, рассеиваемая на коллекторе

$$P_\kappa = P_0 - P_n.$$

Проверяем условие $P_\kappa < P_{\kappa \text{ доп}};$

11) коэффициент полезного действия

$$\eta_\kappa = \frac{P_n}{P_0}.$$

Рассчитываем базовую цепь:

1) коэффициент усиления тока в схеме с общим эмиттером [1–3]:

$$\beta = \frac{\beta_0}{\sqrt{1 + (\beta_0 \cdot f / f_T)^2}},$$

где β_0 , f_T – параметры типового режима, указанного в справочнике,

$f = f_n / n$ – частота сигнала на входе умножителя;

2) крутизну

$$S = \frac{\beta}{r'_6 + r'_s(1 + \beta) + \beta / S_n},$$

где

$$S_n = \frac{42,5 I_{km}}{2(1 + 3,66 t_{\pi} \cdot 10^{-3})},$$

t_{π} – температура перехода в градусах Цельсия;

3) амплитуду переменного напряжения на базе

$$U_{mб} = \frac{I_{km}}{S(1 - \cos \theta_k)};$$

4) амплитуду первой гармоники базового тока

$$I_{б1} = \alpha_1(\theta_k) \frac{I_{km}}{\beta};$$

5) мощность возбуждения

$$P_{возб} = 0,5 U_{mб} I_{б1};$$

6) коэффициент усиления по мощности

$$K_p = \frac{P_n}{P_{возб}};$$

7) входное сопротивление

$$R_{вх} = \frac{U_{mб}}{I_{б1}};$$

8) смещение на базе

$$E_6 = E'_6 - U_{mб} \cdot \cos \theta_k.$$

Если условие $f_n \ll f_T$ не выполняется, необходимо воспользоваться методикой расчета, изложенной в [3].

5 АВТОГЕНЕРАТОРЫ

5.1 Автогенераторы с параметрической стабилизацией частоты

Автогенераторы (АГ) в радиопередатчиках являются первичными источниками колебаний, частота и амплитуда которых определяются только собственными параметрами схемы и должны в очень малой степени зависеть от внешних условий. В состав АГ обязательно входит активный элемент (транзистор) и колебательная система, определяющая частоту колебаний.

В многокаскадных передатчиках основные требования предъявляются к стабильности АГ. С этой целью АГ стараются защитить от внешних воздействий: температуры, вибраций, электромагнитных излучений, нестабильности источников питания и т. д.

Исходные данные для расчета: f – рабочая частота, U_n – напряжение на нагрузке, R_n – сопротивление нагрузки.

Выбирается транзистор:

1) определяется мощность в нагрузке:

$$P_n = 0,5 U_n^2 / R_n ;$$

2) определяется генерируемая транзистором мощность:

$$P_1 = P_n / \eta_k ,$$

где η_k – коэффициент полезного действия контура автогенератора. Для повышения стабильности частоты целесообразно выбирать $\eta_k = 0,1-0,3$.

По заданной мощности P_1 выбирается транзистор с $f_\beta \geq 2f$.

При таком выборе при расчете можно не учитывать инерционность транзистора. Определяются по характеристикам следующие параметры транзистора: β_0 , f_T , $U_{кэ\text{ доп}}$, $r_{нас}$, r'_6 , $P_{к\text{ доп}}$.

Проводится энергетический расчет автогенератора:

1) рассчитывается граничная частота

$$f_{\beta} = f_{\tau} / \beta_0.$$

Проверяется условие $f < 0,5 f_{\beta}$, при котором можно пренебречь инерционностью транзистора;

2) выбирается угол отсечки коллекторного тока θ_{κ} в пределах 60–90°. По таблицам или графикам находятся величины $\alpha_1(\theta_{\kappa})$, $\alpha_0(\theta_{\kappa})$, $\cos \theta_{\kappa}$ [1–4];

3) определяется напряжение источника питания

$$E_{\kappa} \leq \frac{U_{\text{кэ доп}}}{2};$$

4) определяется амплитуда переменного напряжения на коллекторе

$$U_{\text{мк}} = E_{\kappa} \left(0,5 + 0,5 \sqrt{1 - \frac{8}{\alpha_1(\theta_{\kappa})} \frac{r_{\text{нас}}}{E_{\kappa}^2} P_1} \right);$$

5) рассчитывается остаточное напряжение на коллекторе

$$e_{\kappa \text{ min}} = E_{\kappa} - U_{\text{мк}};$$

6) определяется высота импульса коллекторного тока

$$I_{\text{км}} = \frac{e_{\kappa \text{ min}}}{r_{\text{нас}}};$$

7) определяется постоянная составляющая коллекторного тока

$$I_{\kappa 0} = \alpha_0(\theta_{\kappa}) I_{\text{км}};$$

8) определяется первая гармоника коллекторного тока

$$I_{\kappa 1} = \alpha_1(\theta_{\kappa}) I_{\text{км}};$$

9) рассчитывается сопротивление контура автогенератора на участке коллектор – эмиттер:

$$R_{\text{оэ кр}} = \frac{U_{\text{мк}}}{I_{\kappa 1}};$$

10) определяется подводимая к автогенератору мощность

$$P_0 = I_{к0} E_k;$$

11) определяется мощность, рассеиваемая на коллекторе транзистора

$$P_k = P_0 - P_1 < P_{к доп}.$$

Определяется энергетический расчет цепи базы:

1) рассчитывается амплитуда напряжения возбуждения

$$U_{мб} = \frac{I_{км}}{S(1 - \cos \theta_k)}.$$

Крутизна S транзистора вычисляется по формуле:

$$S = S_б \beta_0,$$

где $S_б$ – крутизна базового тока, определяемая по статическим характеристикам транзистора.

При отсутствии статических характеристик крутизну можно определить по формуле:

$$S = \frac{\beta_0}{r'_б + r_э \beta_0},$$

где сопротивление эмиттерного перехода

$$r_э \approx \frac{1}{40I_э},$$

причем $I_э = I_{к0} \frac{(1 + \beta_0)}{\beta_0};$

2) определяется постоянная составляющая тока базы

$$I_{б0} = \frac{I_{к0}}{\beta_0};$$

3) находится напряжение смещения, обеспечивающее требуемый угол отсечки θ_k , для $n-p-n$ -транзисторов

$$E_б = E'_б - U_{мб} \cos \theta_k - I_{б0} r'_б,$$

а для $p-n-p$ -транзисторов

$$E_{\bar{6}} = -E'_{\bar{6}} + U_{m\bar{6}} \cos \theta_{\kappa} + I_{\bar{6}0} r'_{\bar{6}};$$

4) находится угол отсечки импульсов тока базы для $n-p-n$ -транзисторов

$$\theta_{\bar{6}} = \arccos \frac{(E'_{\bar{6}} - E_{\bar{6}})}{U_{m\bar{6}}},$$

и для $p-n-p$ -транзисторов

$$\theta_{\bar{6}} = \arccos \frac{(-E'_{\bar{6}} + E_{\bar{6}})}{U_{m\bar{6}}};$$

5) определяется входное сопротивление транзистора переменному току

$$R_{\text{вх}} = \frac{1}{S_{\bar{6}} \alpha_1(\theta_{\kappa})(1 - \cos \theta_{\kappa})} = \frac{r'_{\bar{6}} + r_3 \beta_0}{\alpha_1(\theta_{\kappa})(1 - \cos \theta_{\kappa})};$$

6) рассчитывается мощность возбуждения

$$P_{\text{возб}} = 0,5 U_{m\bar{6}}^2 / R_{\text{вх}}.$$

Расчет контура автогенератора. Расчет контура проводится для случая, когда автогенератор построен по схеме емкостной трехточки. Эквивалентная схема автогенератора приведена на рисунке 5.1.

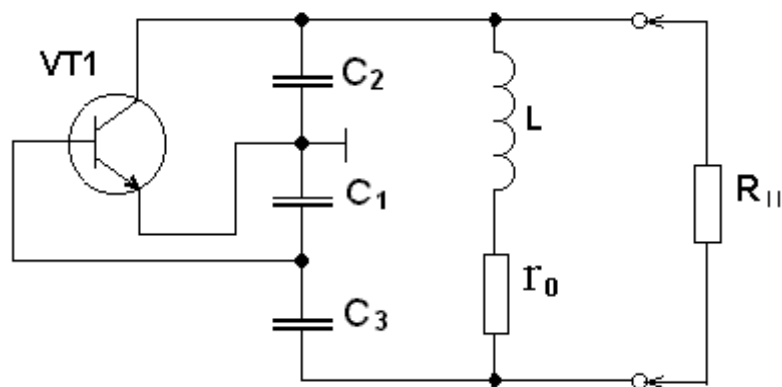


Рис. 5.1 – Эквивалентная схема автогенератора

7) задается волновое сопротивление контура в пределах

$$\rho = 100 \div 250 \text{ (Ом)} \text{ или } C_2 = (2 - 5)\lambda;$$

8) определяется индуктивность контура

$$L = \frac{\rho}{2\pi f};$$

9) определяется емкость контура

$$C = (2\pi f \rho)^{-1},$$

причем $\frac{1}{C} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3};$

10) находится коэффициент обратной связи автогенератора

$$K_{oc} = \frac{U_{m\delta}}{U_{mk}} = \frac{C_2}{C_1};$$

11) задается добротность ненагруженного контура в пределах

$$Q_{xx} = 50 - 200;$$

12) определяется собственное сопротивление потерь контура

$$r_c = \frac{\rho}{\theta_{xx}};$$

13) определяется значение η_k с учетом потерь на возбуждение (в цепи базы)

$$\eta = \frac{P_H + P_{возб}}{P_1};$$

14) находится добротность нагруженного контура

$$Q_H = Q_{xx} (1 - \eta_k);$$

15) определяется внесенное в контур сопротивление

$$r_{BH} = \frac{\rho}{Q_H} - r_c;$$

16) находится полное сопротивление нагруженного контура

$$R_{ocH} = \frac{\rho^2}{r_c + r_{BH}};$$

17) рассчитывается коэффициент включения контура в цепь коллектора

$$P_{\text{вкл}} = \sqrt{\frac{R_{\text{ое кр}}}{R_{\text{ое н}}}};$$

18) определяется емкость конденсатора C_2

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f P_{\text{вкл}} \rho};$$

19) находится емкость конденсатора C_1

$$C_1 = \frac{C_2}{K_{\text{ос}}};$$

20) определяется емкость конденсатора C_3

$$C_3 = \frac{1}{\left(\frac{1}{C} - \frac{1}{C_1} - \frac{1}{C_2}\right)};$$

21) рассчитывается сопротивление потерь, внесенное в контур по цепи обратной связи

$$r'_{\text{вн}} = \frac{1}{4\pi^2 f^2 C_1^2 R_{\text{вх}}};$$

22) находится сопротивление потерь, обусловленное подключением к контуру внешней нагрузки $R_{\text{н}}$

$$r''_{\text{вн}} = r_{\text{вн}} - r'_{\text{вн}};$$

23) определяется сопротивление связи с нагрузкой (сопротивление ветви контура, параллельно которой подключается нагрузка $R_{\text{н}}$)

$$X_{\text{свн}} = \sqrt{r''_{\text{вн}} R_{\text{н}}};$$

24) рассчитывается коэффициент включения нагрузки в контур

$$P_{\text{нагр}} = \frac{X_{\text{свн}}}{\rho}.$$

Расчет термокомпенсации частотной неустойчивости контура автогенератора

Расчет термокомпенсации проводится в соответствии с методикой, изложенной в [3] (по этой методике главным дестабилизирующим фактором является температурная неустойчивость контура):

- 1) компенсация заключается в обеспечении равенства

$$\alpha_C + \alpha_L = 0,$$

где α_C , α_L – температурные коэффициенты емкости (ТКЕ) и индуктивности (ТКИ) колебательного контура соответственно. Это достигается включением в состав контура конденсатора с отрицательным значением ТКЕ;

- 2) определяется значение ТКИ контура

$$\alpha_L = (5 - 10) \cdot 10^{-6}.$$

Тогда ТКЕ емкости контура автогенератора должен быть равным

$$\alpha_C = -\alpha_L.$$

Так как контурная емкость C состоит из конденсаторов C_1 , C_2 , C_3 , соединенных последовательно, их ТКЕ α_1 , α_2 и α_3 должны находиться в соотношении

$$\frac{\alpha_1}{C_1} + \frac{\alpha_2}{C_2} + \frac{\alpha_3}{C_3} = \frac{\alpha_C}{C}.$$

При выборе ТКЕ конденсаторов, входящих в контур автогенератора, следует пользоваться таблицей 5.1;

- 3) задаются значения α_1 и α_2 из таблицы 5.1 (желательно пользоваться малыми значениями ТКЕ);

- 4) требуемое значение ТКЕ конденсатора C_3 находится по формуле:

$$\alpha_3 = C_3 \left(\frac{\alpha_C}{C} - \frac{\alpha_1}{C_1} - \frac{\alpha_2}{C_2} \right).$$

Если полученное значение α_3 отличается от стандартных значений ТКЕ, приведенных в таблице 5.1, емкость можно составить из двух (или

более) конденсаторов положительными и отрицательными ТКЕ, соединенных параллельно, при этом справедливы следующие соотношения:

$$C_3 = C'_3 + C''_3,$$

$$\alpha_3 = \frac{(\alpha'_3 C'_3 + \alpha''_3 C''_3)}{C_3}.$$

Комбинируя стандартные значения α'_3 и α''_3 величины C'_3 и C''_3 , можно подобрать любое требуемое для термокомпенсации значение α_3 .

Электрический расчет автогенератора

Вариант схемы автогенератора для случая $P_k > P_n$ ($U_{mk} > U_n$) приведен на рисунке 5.2. В этой схеме для согласования с нагрузкой R_n емкость C_2 разделена на два последовательно соединенных конденсатора C'_2 и C''_2 , причем нагрузка R_n подключена параллельно конденсатору C''_2 .

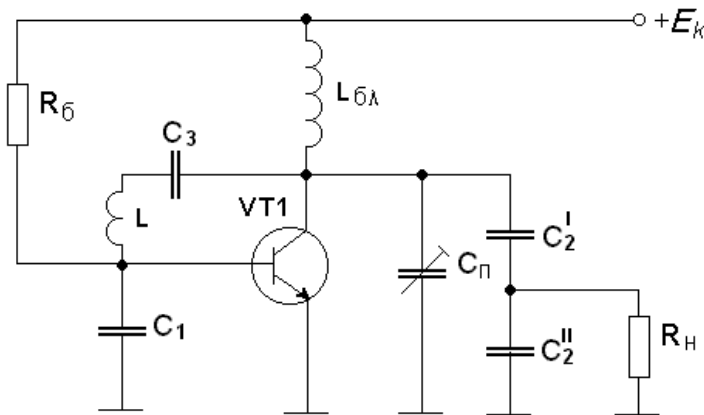


Рис. 5.2 – Схема автогенератора

Определяется:

1) емкость конденсатора

$$C''_2 = \frac{1}{\omega X_{свн}};$$

2) емкость конденсатора

$$C'_2 = \frac{1}{\frac{1}{C_2} - \frac{1}{C''_2}};$$

3) сопротивление автоматического смещения

$$R_{\bar{\phi}} = \frac{E_{\kappa} - E_{\bar{\phi}}}{I_{\bar{\phi}0}};$$

4) индуктивность блокировочного дросселя в цепи коллектора

$$L_{\text{бл}} \geq \frac{10}{(2\pi f)^2 C_2};$$

5) средняя емкость переменного конденсатора

$$C_n = \frac{1}{(2\pi f)^2 L_{\text{бл}}};$$

6) условие самовозбуждения

$$K_{\text{ос}} SR_{\text{ос кр}} \geq 1.$$

Таблица 5.1 – Группы ТКЕ конденсаторов

Обозначение группы ТКЕ	Номинальное значение ТКЕ (1/°C)
П100	100 10 ⁻⁶
П60	60 10 ⁻⁶
П33	33 10 ⁻⁶
МП0	0
М33	-33 10 ⁻⁶
М47	-47 10 ⁻⁶
М75	-75 10 ⁻⁶
М150	-150 10 ⁻⁶
М220	-220 10 ⁻⁶
М330	-330 10 ⁻⁶
М750	-750 10 ⁻⁶
М1500	-1500 10 ⁻⁶
М2200	-2200 10 ⁻⁶
М3300	-3300 10 ⁻⁶

5.2 Кварцевые автогенераторы

При проектировании кварцевого автогенератора необходимо решить следующие вопросы:

- 1) правильно выбрать исходные данные для расчета автогенератора, исходя из технического задания;
- 2) выбрать схему автогенератора;
- 3) выбрать транзистор в качестве активного элемента автогенератора и определить режим его работы;
- 4) выбрать конкретный тип кварцевого резонатора;
- 5) произвести расчет всех элементов автогенератора;
- 6) определить энергетические показатели автогенератора.

Исходные данные для расчета кварцевого автогенератора

Так как основное назначение кварцевого автогенератора – быть первичным источником колебаний стабильной частоты, то к энергетическим показателям его не предъявляют высоких требований. Чаще всего мощность автогенератора составляет 1–10 мВт, коэффициент полезного действия (5–10%), выходное напряжение от 50 мВ до 1 В. Как правило, эти величины не задаются, а становятся известными лишь в конце расчета автогенератора.

Исходными величинами для расчета являются:

- 1) рабочая частота автогенератора f ;
- 2) допустимая нестабильность частоты δ ;
- 3) диапазон рабочих температур.

Выбор схемы автогенератора. Существует много разновидностей схем кварцевых автогенераторов. В настоящее время чаще всего применяются два вида:

- а) схемы, где роль индуктивности в контуре автогенератора выполняет кварцевый резонатор. Это осцилляторные схемы. В этих автогенераторах

колебания устанавливаются на такой частоте, при которой сопротивление резонатора является индуктивным;

б) схемы, в которых кварцевый резонатор включается как последовательный элемент цепи обратной связи. Здесь колебания возбуждаются на такой частоте, при которой сопротивление резонатора минимально или близко к нему. Такие схемы наиболее эффективны при использовании малоактивных кварцев.

Чаще применяются осцилляторные схемы кварцевых автогенераторов. Во-первых, кварцевый резонатор может иметь индуктивное сопротивление только в том случае, если он исправен и кварцевая пластина в нем колеблется. В противном случае, а также в случае отсутствия в схеме кварцевого резонатора автоколебания невозможны. Во-вторых, в этом случае обеспечивается более высокая стабильность частоты автогенератора.

Из осцилляторных схем, в свою очередь, наибольшее распространение имеют автогенераторы, построенные по схеме емкостной трехточки, в которых кварцевый резонатор включен между коллектором и базой транзистора. Эта схема выделяется из осцилляторных схем следующими тремя преимуществами:

1) схема имеет меньшую склонность к паразитной генерации на частотах выше рабочей;

2) схема может быть построена без катушек индуктивности, что особенно важно при миниатюрном исполнении;

3) частоту автогенератора можно менять в достаточно широком диапазоне путем смены только кварцевого резонатора.

Выбор транзистора автогенератора. Так как мощность автогенератора не превышает нескольких десятков милливатт, то транзистор может быть выбран из широкого класса маломощных германиевых и кремниевых транзисторов; определяющими факторами при выборе выступают рабочая частота автогенератора и диапазон рабочих температур.

В автогенераторе следует применять транзистор с граничной частотой, много большей рабочей частоты, т. е. $f_{\beta} \gg 2f$. В этом случае можно не учитывать инерционные свойства транзистора, благодаря чему упрощается расчет автогенератора, а главное – уменьшается нестабильность частоты, связанная с нестабильностью фазового угла крутизны.

При выборе режима работы транзистора следует исходить из основного требования к автогенератору – обеспечение стабильности частоты. Рабочий ток транзистора должен быть достаточно большим, так как в этом случае будет меньше сказываться неуправляемый ток коллектора. Кроме того, при увеличении тока коллектора несколько увеличивается крутизна транзистора, что облегчает условия самовозбуждения. Но с другой стороны, увеличение тока приводит к разогреву транзистора, что приводит к увеличению нестабильности частоты.

Аналогично, с возрастанием напряжения на коллекторе уменьшается барьерная емкость коллектора и ее влияние на стабильность частоты, но увеличивается нагрев транзистора.

Как показывает практика, оптимальными являются значения

$$I_{к0} = (3-10) \text{ мА}, E_{к0} = (3-10) \text{ В}.$$

Уточнить эти величины можно только экспериментально.

Выбор кварцевого резонатора. Основными факторами при выборе кварцевого резонатора являются рабочая частота и требуемая стабильность частоты. Кварц можно изготовить на частоты до сотен мегагерц. Однако с ростом частоты уменьшается толщина кварцевой пластины резонатора и уже на частоте 25 МГц она составляет порядка 0,1 мм, что приводит к уменьшению механической прочности резонатора и его удорожанию. Поэтому предпочтительнее использовать в автогенераторах кварцы с частотами до 10 МГц; если же нужно получить более высокую частоту, то следует применять последующее умножение частоты или строить

автогенератор, в котором кварц возбуждается на нечетной механической гармонике.

При оптимально выбранных элементах схемы автогенератора его стабильность в основном определяется температурным коэффициентом частоты (ТКЧ) кварца, поэтому следует выбирать такой кварц, который в заданном температурном интервале обладает минимальным ТКЧ. Если при этом заданная стабильность частоты не обеспечивается, то необходимо термостатировать кварц. При этом нужно выбрать кварц, у которого температура нулевого ТКЧ выше верхней рабочей температуры автогенератора, так как при этом облегчается поддержание необходимой температуры в термостате. Иногда в термостат помещается весь автогенератор.

В указаниях рассмотрен автогенератор, построенный по схеме, изображенной на рисунке 5.3.

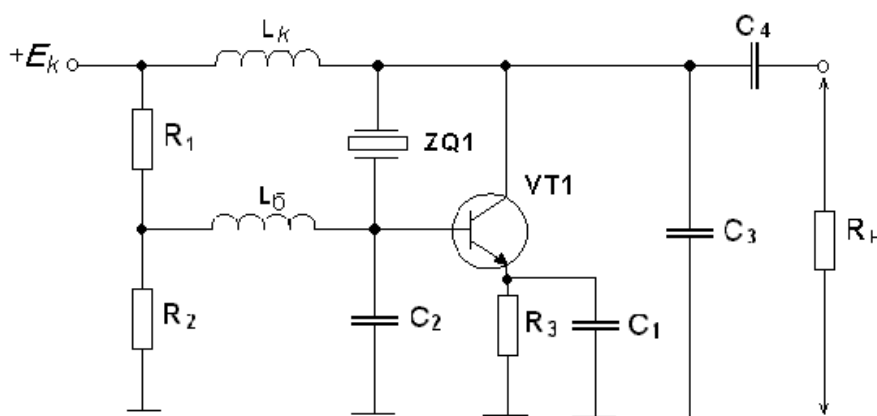


Рис. 5.3 – Схема кварцевого автогенератора

Автогенератор представляет собой емкостную трехточку, которая образована транзистором VT_1 , кварцевым резонатором ZQ_1 , выполняющим роль индуктивности, и конденсаторами C_2 и C_3 . Резисторы R_1 , R_2 , R_3 обеспечивают внешнее и автоматическое смещение для транзистора. Конденсатор C_1 служит для блокировки резистора R_3 на рабочей частоте, что исключает отрицательную обратную связь. Дроссель L_k включен для того,

чтобы не зашунтировать трехточку через источник питания E_k . Необходимость в дросселе L_6 возникает тогда, когда эквивалентное сопротивление делителя $R_{\text{дел}} = R_1 \cdot R_2 / (R_1 + R_2)$ мало и может зашунтировать конденсатор C_2 .

Эквивалентные схемы автогенератора для постоянного тока и тока рабочей частоты приведены на рисунках 5.3 и 5.4.

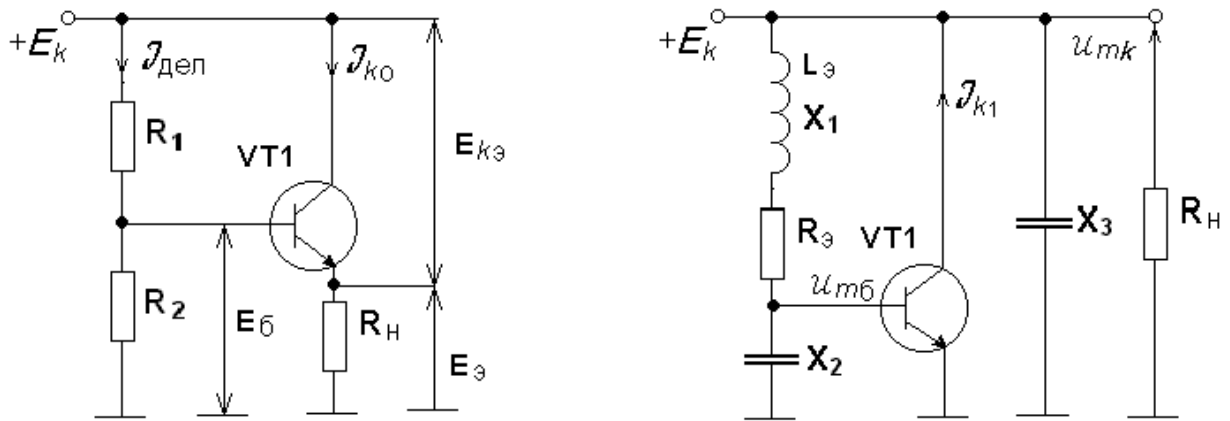


Рис. 5.4 – Эквивалентные схемы автогенераторов

Для проведения расчета по постоянному току:

1) выбирается транзистор с $f_\beta \gg f$;

2) задается $I_{к0} = 3 \div 10$ мА, $E_{кэ} = 3 \div 10$ В, $E_э = 2 \div 3$ В,

откуда $R_3 = E_э / I_{к0}$, $E_k = E_{кэ} + E_э$;

3) определяется ток базы $I_{б0} = I_{к0} / \beta_0$;

4) задается ток делителя $I_{\text{дел}} = (10 - 20) I_{б0}$;

откуда определяется $R_{\text{дел}} = R_1 + R_2 = E_k / I_{\text{дел}}$;

5) определяется $E_б = E_э + \begin{pmatrix} 0,3 \\ 0,7 \end{pmatrix}$ для германиевого и кремниевого

транзисторов соответственно, откуда находится

$$R_2 = \frac{E_б}{I_{\text{дел}}}, R_1 = R_{\text{дел}} - R_2.$$

Для проведения расчета по переменному току:

1) определяется крутизна транзистора

$$S = \frac{\beta_0}{r'_6 + \beta_0 r'_3},$$

где r'_6 – высокочастотное сопротивление базы, $r'_3 \approx 26/I_{k0}$ – сопротивление эмиттерного перехода, Ом;

2) задается коэффициент регенерации $G = 3 \div 7$ и определяется

$$R_y = \frac{G_p}{S};$$

3) задается отношение $K'_{oc} = C_3/C_2 \leq 1$ и вычисляется

$$X_3 = \sqrt{\frac{R_y r_{KB}}{K'_{oc}}},$$

откуда $C_3 = 1/\omega_{KB} X_3$, $C_2 = C_3/K'_{oc}$;

4) емкость блокировочного конденсатора определяется из условия

$$C_1 = (10 - 20) \frac{1}{\omega_{KB} r'_3};$$

5) дроссель L_K рассчитывается по формуле:

$$L_K = (20 - 30) \frac{X_3}{\omega_{KB}},$$

его можно заменить резистором $R_K = (20 - 30) X_3$, но при этом необходимо увеличить напряжение питания на $\Delta E_K = I_{k0} R_K = (3 - 10) 10^{-3} R_K$ и произвести перерасчет делителей R_1 и R_2 ;

6) дроссель L_6 необходим, если не выполняется условие

$$\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \geq (20 - 30) X_2.$$

Его индуктивность определяется из условия

$$L_6 = (20 - 30) \frac{X_2}{\omega_{KB}}.$$

Энергетический расчет автогенератора:

1) определяется коэффициент $\beta_1 = 1/G_p$ и через него коэффициенты α_1, α_0 для стационарного режима;

2) вычисляется амплитуда импульса коллекторного тока

$$I_{mk} = \frac{I_{k0}}{\alpha_0(\theta_k)} \leq I_{mk \text{ доп}};$$

3) определяется амплитуда первой гармоники коллекторного тока

$$I_{k1} = \alpha_1(\theta_k) I_{mk};$$

4) рассчитывается амплитуда напряжения на базе

$$U_{mб} = I_{k1} R_y;$$

5) вычисляется модуль коэффициента обратной связи

$$|K_{oc}| = \frac{X_2}{\sqrt{X_3^2 + r_{кв}^2}};$$

6) находится амплитуда напряжения на коллекторе

$$U_{mk} = \frac{U_{mб}}{|K_{oc}|} < E_k$$

(условие недонапряженного режима);

7) определяется мощность, потребляемая от источника коллекторной цепью

$$P_0 = I_{k0} E_{кэ};$$

8) рассчитывается мощность, рассеиваемая кварцевым резонатором

$$P_{кв} = 0,5 \left(\frac{U_{mб}}{X_2} \right)^2 r_{кв} \leq P_{кв \text{ доп}};$$

9) рассчитывается мощность, рассеиваемая транзистором

$$P_k = P_0 - P_{кв} \leq P_{k \text{ доп}};$$

10) оценивается величина допустимого сопротивления нагрузки

$$R_{н \text{ доп}} \geq \frac{5U_{mk}^2}{P_{кв}},$$

из условия, что автогенератор будет потреблять мощность $P_n = 0,1P_{кв}$.

6 АМПЛИТУДНАЯ МОДУЛЯЦИЯ В ПЕРЕДАТЧИКАХ

Передатчики с АМ применяют для телефонной связи, радиовещания, передачи телевизионных изображений.

Основные соотношения, характеризующие работу генератора с амплитудной модуляцией

В случае отсутствия модуляции, т. е. при коэффициенте модуляции $m = 0$, режим передатчика называется режимом несущей частоты или молчания, также данный режим называют телефонным. Мощность, отдаваемая генератором в этом режиме

$$P_1(m = 0) = P_{1н}.$$

В тот момент времени, когда амплитуда модулированных колебаний приобретает максимальное значение, генератор развивает пиковую, или максимальную, мощность

$$P_{1\max} = P_{1н} (1 + m)^2.$$

Аналогично средняя мощность при модуляции, т. е. при $m > 0$

$$P_{1ср} = P_{1н} \left(1 + \frac{m_{ср}^2}{2} \right),$$

где $m_{ср} = 0,3 - 0,4$ – среднестатистический коэффициент модуляции.

Средняя мощность при АМ зависит от $m_{ср}$, т. е. от пикфактора сигнала P_f , который характеризует отношение максимального значения сигнала к эффективному. Что касается соотношений для подводимой мощности и рассеиваемой мощности на коллекторе транзистора, то они различны для базовой и коллекторной модуляции. Эти соотношения будут рассмотрены далее.

Исходной мощностью при проектировании каскадов передатчиков с АМ является $P_{1н}$. Однако транзистор модулируемого каскада должен развивать в нагрузке в пике модуляции мощность $P_{1\max}$. Это очень важно, так

как в радиовещательных передатчиках среднеквадратические значения коэффициента модуляции малы – порядка 0,3–0,4. Значение $m_{\text{ср}}$ зависит от величины пикфактора $\Pi_{\text{ф}}$, т. е. $m_{\text{ср}} = \sqrt{2}m_{\text{max}}/\Pi_{\text{ф}}$.

Передатчики с АМ проектируются исходя из максимального (заданного) значения m_{max} . Иными словами, при проектировании АМ каскадов надо исходить из пиковой мощности

$$P_{1\text{max}} = P_{1\text{н}} (1 + m_{\text{max}})^2.$$

При расчетах токов и напряжений полагают, что статическая модуляционная характеристика (СМХ) линейна, т. е.

$$I_{\text{к1н}} = \frac{I_{\text{к1max}}}{1 + m}, \quad I_{\text{к0н}} = \frac{I_{\text{к0max}}}{1 + m}, \quad U_{\text{мкн}} = \frac{U_{\text{мкmax}}}{1 + m}.$$

Важной задачей проектирования модулированных каскадов является достижение высоких энергетических показателей при заданных качественных показателях. Нелинейные искажения в модулируемом генераторе определяются в основном нелинейностью модуляционной характеристики. Нелинейные искажения также возникают в модуляторе. Частотные искажения возникают как в модуляторе, так и в модулируемых каскадах передатчика. В задании на курсовой проект обычно задается полоса частот модуляции.

6.1 Коллекторная модуляция

Коллекторная модуляция применяется в перенапряженном режиме. Этот вид модуляции обладает высокой энергетической эффективностью, как и анодная модуляция, к.п.д. при этом практически постоянный. Модулирующее напряжение U_{Ω} включают последовательно с постоянным напряжением в цепи коллектора $E_{\text{кн}}$, определяющего режим молчания

$$E_{\text{к}}(\Omega t) = E_{\text{кн}} + U_{\Omega} \cos \Omega t = E_{\text{кн}} (1 + m \cos \Omega t),$$

где $m = U_{\Omega}/E_{\text{кн}}$ – коэффициент модуляции.

Для лучшего использования транзистора рекомендуют максимальный режим совмещать с критическим, а режим несущей (молчания) – с серединой линейного участка СМХ (рис. 6.1).

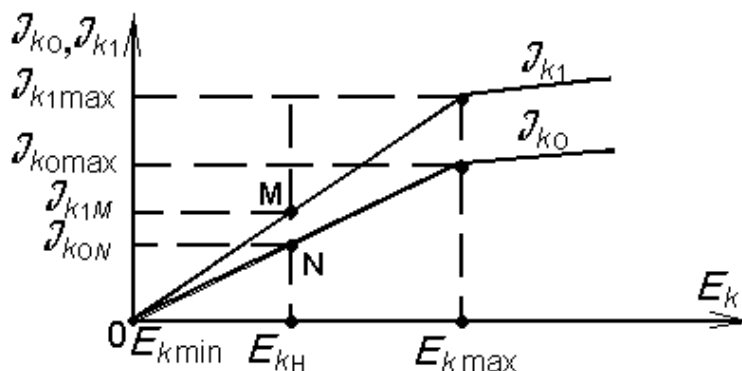


Рис. 6.1 – Статическая модуляционная характеристика

При расчете каскада с коллекторной модуляцией исходными являются мощность в антенне $P_{ан}$ в режиме несущей, коэффициент модуляции m , рабочая частота передатчика f , требуемая полоса частот модуляции.

При выборе типа транзистора целесообразно выбрать наиболее дешевый, на котором можно построить требуемый каскад. Поскольку стоимость транзистора резко увеличивается с ростом его максимальной рабочей частоты и номинальной мощности, стремятся выбирать транзистор без значительного запаса по мощности и частоте, т. е. запас не должен превышать 20–30%.

Для транзистора из соображений надежности опасны даже кратковременные (в отличие от ламп) превышения мгновенных значений напряжения $U_{кэ}$ и тока I_k по сравнению с максимально допустимыми значениями. Поэтому номинальная мощность транзистора должна соответствовать мощности в максимальном режиме. Остальные соображения по выбору транзистора такие же, как при отсутствии модуляции (п. 3.2 данных указаний).

Порядок расчета. Расчет каскада с коллекторной модуляцией начинают с режима максимальной мощности. Его выполняют как обычный расчет усилителя мощности в критическом режиме на заданную мощность. Тогда мощность, требуемая от транзистора с коллекторной модуляцией

$$P_{1\max} = \frac{K_{пз} P_{\text{ан}} (1+m)^2}{\eta_k \eta_\phi},$$

где $K_{пз} = 1,2$ – коэффициент производственного запаса;

$P_{\text{ан}}$ – заданная мощность в антенне в режиме несущей;

m – коэффициент модуляции;

η_k, η_ϕ – к.п.д. контура и фидера соответственно. На первом этапе расчета можно задать

$$\eta_k = 0,8 - 0,9; \eta_\phi = 0,85 - 0,95.$$

Напряжение коллекторной цепи при коллекторной модуляции выбирается с учетом режима максимальной мощности, когда

$$U_{k\max} < U_{k\text{ доп}}.$$

Угол отсечки коллекторного тока на высокой частоте при коллекторной модуляции выбирают в пределах $80-90^\circ$. Уменьшение угла отсечки $\theta_b < 80^\circ$ приводит к снижению коэффициента усиления каскада по мощности K_p . Кроме того, ухудшается режим входной цепи – требуется большее напряжение возбуждения $U_{mб}$.

В результате расчета режима максимальной мощности будут определены $I_{k1\max}, I_{k0\max}, P_{0\max}, \eta_{\max}, R_{\text{ое}}, U_{mб}, I_{б1}, P_{\text{возб}}, K_p$.

Режим молчания. Благодаря высокой линейности СМХ, которая легко строится по двум точкам $I_{k0} = 0$ и $I_{k1\max}$, при коллекторной модуляции режим молчания пересчитывается из режима максимальной мощности:

1) ток коллектора первой гармоники

$$I_{k1н} = \frac{I_{k1\max}}{1+m};$$

2) постоянная составляющая тока коллектора

$$I_{к0н} = \frac{I_{к0\max}}{1+m};$$

3) напряжение на коллекторе

$$U_{кн} = \frac{U_{к\max}}{1+m};$$

4) мощность, потребляемая генератором,

$$P_{0н} = \frac{P_{0\max}}{(1+m)^2};$$

5) мощность первой гармоники

$$P_{1н} = \frac{P_{1\max}}{(1+m)^2};$$

6) мощность, рассеиваемая на коллекторе транзистора

$$P_{кн} = P_{0н} - P_{1н};$$

7) средняя мощность за период модуляции

$$P_{1ср} = P_{1н} \left(1 + \frac{m^2}{2} \right);$$

8) средняя мощность, рассеиваемая на коллекторе транзистора при модуляции

$$P_{к\text{ ср}} = P_{0ср} - P_{1ср} \leq P_{к\text{ доп}};$$

9) средний к.п.д. за период модуляции

$$\eta_{ср} = \eta_{\max} = \eta_{н};$$

10) мощность модулятора

$$P_{\Omega} = 0,5 I_{\Omega} U_{\Omega} = 0,5 m^2 P_{0н}.$$

При $m=1$, $P_{\Omega} = 0,5 P_{0н}$. Из последнего выражения видно, что мощность модулятора соизмерима с мощностью, потребляемой высокочастотной ступенью. Необходимость иметь мощный модулятор – существенный недостаток коллекторной модуляции. Мощные модуляторы (при $P_{\Omega} > 1$ Вт)

рекомендуется выполнять по двухтактной схеме. Это снижает нелинейные искажения передатчика в целом.

6.2 Комбинированная модуляция

Недостаток чисто коллекторной модуляции состоит в том, что транзистор работает в перенапряженном режиме, который отличается малым коэффициентом усиления по мощности K_p и наличием паразитной фазовой и амплитудной модуляции. Для уменьшения этого недостатка применяют дополнительную коллекторную модуляцию в предвыходном каскаде передатчика. Тогда выходной каскад работает в режиме усиления модулированных колебаний при одновременной коллекторной модуляции. Линейность СМХ еще более повышается.

Энергетические показатели комбинированной модуляции такие же, как и при коллекторной. Поэтому для нее справедливы все рекомендации по выбору транзистора и расчету его режима, как при чисто коллекторной модуляции.

Коэффициент модуляции предвыходной ступени рекомендуется брать не больше 0,7–0,8.

Мощность модулятора при этом равна

$$P_{\Omega} = 0,5(m_1^2 P'_{0н} + m_2^2 P''_{0н}),$$

где m_1 , m_2 – соответственно коэффициенты модуляции предварительной и выходной ступеней, $P'_{0н}$, $P''_{0н}$ – мощности потребления по коллекторным цепям предвыходного и выходного каскадов в режиме молчания.

Кроме двойной модуляции можно осуществить и тройную коллекторную модуляцию.

6.3 Базовая модуляция

При базовой модуляции в такт с модулирующим сигналом изменяется напряжение смещения на базе, а амплитуда напряжения возбуждения и напряжение коллекторного питания остаются постоянными.

В соответствии со сказанным напряжение смещения на базе будет меняться по закону

$$E_{\text{б}} = E_{\text{бн}} + S(t),$$

где $S(t)$ – модулирующий сигнал; $E_{\text{бн}}$ – напряжение смещения в несущем режиме, т. е. в отсутствие $S(t)$.

Когда модулирующий сигнал является чисто гармоническим, то напряжение смещения равно: $E_{\text{б}} = E_{\text{бн}} + U_{\Omega} \cos(\Omega t)$. Полное напряжение на базе $e_{\text{б}} = E_{\text{бн}} + U_{\Omega} \cos(\Omega t) + U_{m\text{б}} \cos(\omega t)$. На рисунке 6.2 видим, что при изменении напряжения смещения, т. е. при изменении положения рабочей точки, происходит одновременное изменение высоты импульса коллекторного тока и его угла отсечки. Это приводит к эффективному изменению амплитуды первой гармоники коллекторного тока, в чем и заключается эффект модуляции высокочастотного сигнала.

Следует помнить, что эффект модуляции имеет место лишь при работе с отсечкой коллекторного тока, в случае же работы без отсечки коллекторного тока, т. е. в линейном режиме, амплитуда первой гармоники коллекторного тока меняться не будет, и только постоянная составляющая коллекторного тока будет меняться по закону модулирующего сигнала.

При базовой модуляции недопустим заход в перенапряженный режим, так как в этом режиме первая гармоника коллекторного тока слабо зависит от величины напряжения смещения и характер этой зависимости сугубо нелинейный.

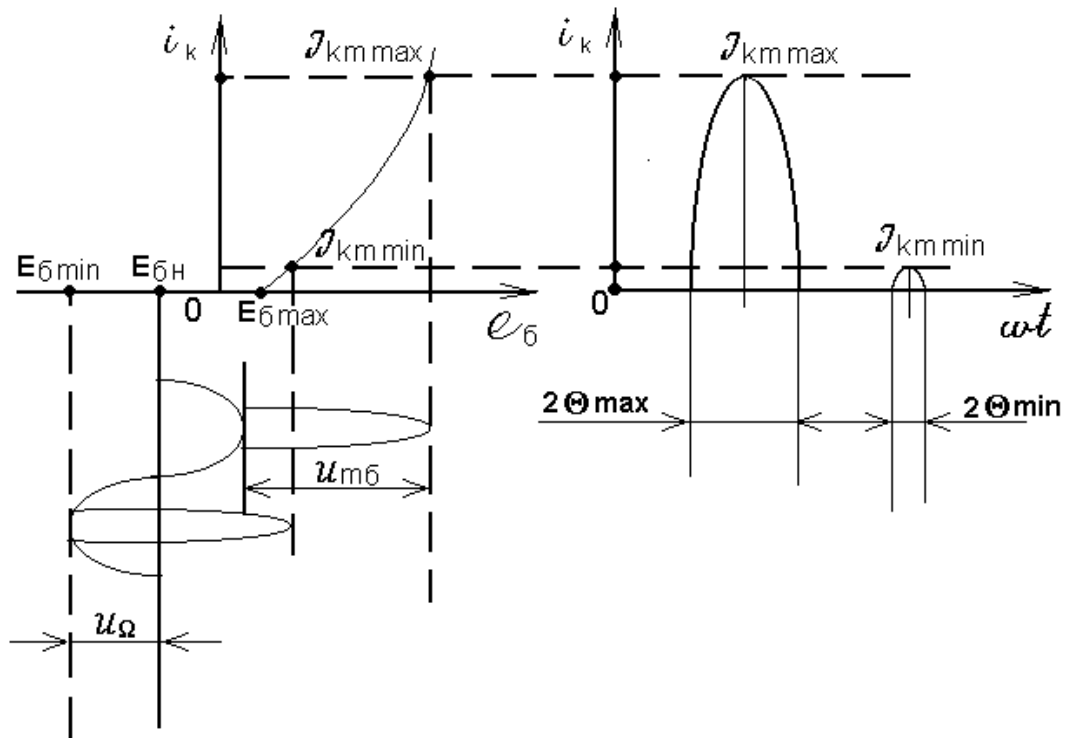


Рис. 6.2 – Эпюры базовой модуляции

Поэтому в дальнейшем необходимо учитывать, что модуляция осуществляется при работе с отсечкой коллекторного тока в области недонапряженного режима. Известно, что недонапряженный режим обладает низким использованием коллекторного питания и, как следствие, низким к.п.д. коллекторной цепи. Вследствие этого необходимо сделать режим по возможности близким к критическому. Фактически максимальный режим при базовой модуляции делают критическим.

Методика расчета генератора с базовой модуляцией

Расчет каскада начинают с максимального режима, принимая напряженность режима критической. Мощность, которую должен отдать транзистор в максимальном режиме, определяют по формуле:

$$P_{1\max} = \frac{K_{пз} P_{Ан} (1 + m^2)}{\eta_k \eta_\phi},$$

где $P_{Ан}$ – мощность по первой гармонике, требуемая от транзистора в несущем режиме на входе антенны.

Транзистор при базовой модуляции нужно выбирать с номинальной мощностью, не меньшей, чем рассчитанная мощность для максимального режима.

Известно, что при базовой модуляции статическая модуляционная характеристика имеет три участка. Нижний нелинейный участок при углах отсечки от 0 до 30°. Средний участок линейный. Верхний участок нелинейный при углах отсечки более 120°. Для полного использования линейного участка СМХ и получения при этом максимально возможной глубины неискаженной модуляции угол отсечки в максимальном режиме $\theta_{\max}$ нужно выбирать в районе 110–120°, т. е. на верхнем краю участка.

С учетом сказанного, а также исходя из общих положений теории генераторов с внешним возбуждением выбирается конкретный тип транзистора и производится энергетический расчет генератора на максимальную мощность по методике, изложенной в [3].

В результате расчета определяются токи, напряжения, мощности, к.п.д., сопротивление нагрузки и т. д.

В частности, становятся известными величины $I_{\text{к1 max}}$, $I_{\text{к0 max}}$, $I_{\text{б0 max}}$, $E_{\text{б max}}$, $U_{\text{тб}}$, которые необходимы для построения статической модуляционной характеристики.

При базовой модуляции СМХ есть зависимость $I_{\text{к1}} = f(E_{\text{б}})$ при $(U_{\text{тб}}, E_{\text{к}}, R_{\text{ое}}) = \text{const}$. Одновременно учитываются и зависимости $I_{\text{к0}}$, $I_{\text{б0}} = f(E_{\text{б}})$.

Для грубой оценки положения СМХ можно принять ее линейной и построить по двум точкам: точке максимального режима $I_{\text{к1}} = I_{\text{к max}}$, $E_{\text{б1}} = E_{\text{б max}}$ и точке запираания каскада $I_{\text{к1}} = 0$, $E_{\text{б}} = E_{\text{б зап}}$. Напряжение запираания при этом определяется по формуле:

$$E_{\text{б зап}} = E'_{\text{б}} - U_{\text{тб}},$$

где E'_6 – напряжение отсечки транзистора; U_{m6} – напряжение возбуждения, рассчитанное в максимальном режиме и остающееся постоянным в процессе модуляции.

Упрощенный вариант СМХ представлен на рисунке 6.3.

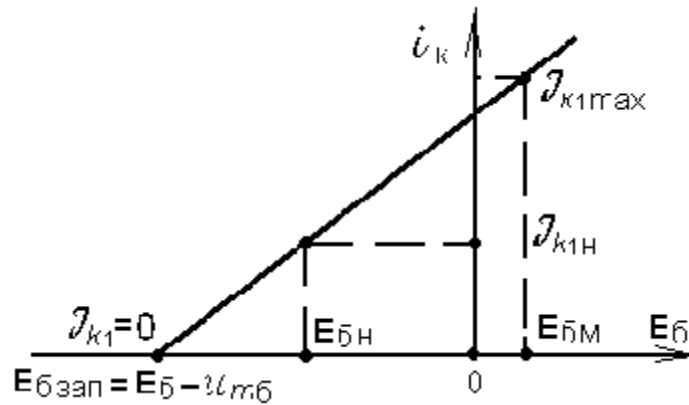


Рис. 6.3 – Аппроксимированный вид СМХ

СМХ на рисунке 6.3 позволяет приближенно оценить многие параметры режима модуляции, но не отражает искажений, возникающих при базовой модуляции.

Более точную СМХ рассчитывают с помощью формулы:

$$I_{k1} = S_{эф} U_{m6} \beta_1(\theta_v),$$

где $S_{эф}$ – крутизна транзистора; $\beta_1(\theta_v) = \alpha_1(\theta_v)(1 - \cos \theta_v)$.

Формула эта справедлива при работе транзистора на низких частотах, но она фактически употребляется и при работе на средних и высоких частотах, только в ней необходимо подставлять эффективную крутизну транзистора на рабочей частоте и использовать для определения $\beta_1(\theta_v)$, где θ_v – высокочастотный угол отсечки.

С помощью известных из расчета максимального режима величин I_{k1max} , θ_{max} , U_{m6} определяется эффективная крутизна транзистора

$$S_{\text{эф}} = \frac{I_{\text{кл max}}}{U_{\text{мб}} \beta_1(\theta_{\text{в max}})}.$$

Одновременно, при известных $U_{\text{мб}}$ и $E_{\text{б max}}$, определяется низкочастотный угол отсечки в максимальном режиме.

$$\cos \theta_{\text{н max}} = \frac{E'_6 - E_{\text{б max}}}{U_{\text{мб}}}.$$

Учитывая, что низкочастотный и высокочастотный углы отсечки связаны почти линейно, строится график зависимости $\theta_{\text{н}} = f(\theta_{\text{в}})$ в виде прямой на рисунке 6.4 для данного случая.

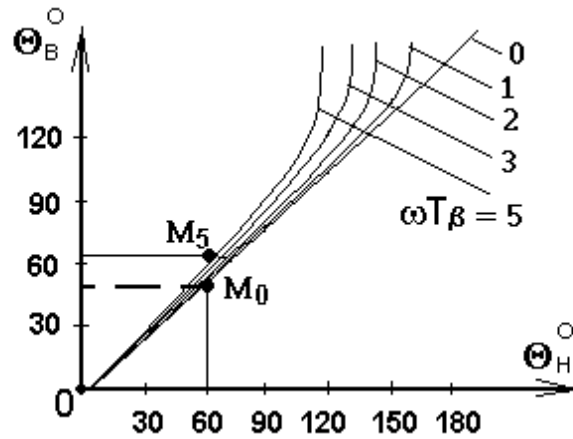


Рис. 6.4 – Низкочастотный и высокочастотный углы отсечки

Далее задаются значения $I_{\text{кл}} < I_{\text{кл max}}$ и для каждого их этих значений определяется β_1 по формуле:

$$\beta_1 = \frac{I_{\text{кл}}}{S_{\text{эф}} U_{\text{мб}}}.$$

Затем по таблицам для коэффициентов Берга [1] определяется $\theta_{\text{в}}$, а с помощью графика (рис. 6.4) определяется $\theta_{\text{н}}$. По низкочастотному углу отсечки $\theta_{\text{н}}$ определяется соответствующее напряжение смещения

$$E_{\text{б}} = E'_6 - U_{\text{мб}} \cos \theta_{\text{н}}.$$

Таким образом, каждому заданному $I_{к1}$ устанавливается в соответствии некоторое смещение E_6 , т. е. получается СМХ. Для удобства расчетов можно вести в виде таблицы 6.1.

Таблица 6.1 – Порядок расчета СМХ

$I_{к1}$	$\beta_1 = \frac{I_{к1}}{S_{эф} U_{мб}}$	$\theta_в$	$\theta_н$	$E_6 = E'_6 - U_{мб} \cos \theta_н$	$I_{к0}$	I_{60}	Примечание
							Максимальный режим

Одновременно рассчитываются величины:

$$I_{к0} = \frac{I_{к1} \alpha_0(\theta_в)}{\alpha_1(\theta_в)}, \quad I_{60} = \frac{I_{к0} Y_{11}}{Y_{21}}.$$

По результатам расчета строится СМХ (рис. 6.5).

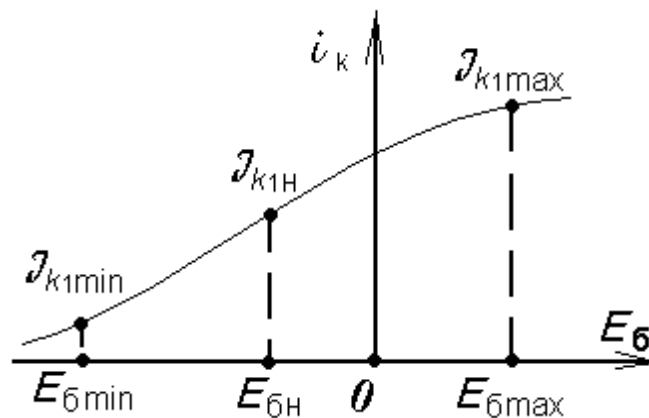


Рис. 6.5 – Вычисленная СМХ

В реальной статической модуляционной характеристике верхняя точка соответствует максимальному режиму.

Вычисляется первая гармоника тока коллектора для несущего режима $I_{к1н} = I_{к1max} / (1 + m)$ и откладывается это значение на графике (рис. 6.5).

Проекция этой точки на ось E_6 определяет напряжение смещения в несущем режиме $E_{6н}$.

Теперь определяется амплитуда необходимого модулирующего напряжения на базе транзистора $U_\Omega = E_{6\max} - E_{6н}$. Если отрезок равен U_Ω , то получается смещение, соответствующее минимальному режиму $E_{6\min}$, и по этой точке определяется $I_{к1\min}$. По соотношению величин $I_{к1\max}$, $I_{к1н}$, $I_{к1\min}$ можно оценить искажения при модуляции. Если $I_{к1\max} - I_{к1\min} = I_{к1н} - I_{к1\min}$, т. е. модуляция вверх и вниз идет симметрично – искажения отсутствуют. В противном случае можно вычислить глубину модуляции вверх и вниз соответственно:

$$m_{\text{вв}} = \frac{I_{к1\max} - I_{к1н}}{I_{к1н}}, \quad m_{\text{вн}} = \frac{I_{к1н} - I_{к1\min}}{I_{к1н}}.$$

Относительная разность вычисленных значений определяет величину искажений при модуляции:

$$k_{\text{нел}} = \frac{m_{\text{вв}} - m_{\text{вн}}}{m_{\text{вв}}}.$$

Требуемую мощность модулятора оцениваем по формуле:

$$P_\Omega = 0,5U_\Omega I_\Omega,$$

где $I_\Omega = I_{60\max} - I_{60н}$.

Остается еще сделать ряд замечаний, касающихся особенностей базовой модуляции. Для максимального режима должна быть сделана проверка на выполнение неравенств:

$$e_{к\max} = E_к + U_{тк\max} \leq U_{к\text{ доп}},$$

$$I_{к1\max} \leq I_{к\text{ доп}}.$$

Несущий режим является самым тяжелым для транзистора с точки зрения рассеиваемой на нем мощности. Поэтому необходимо провести проверку

$$P_{\text{кн}} = P_{0\text{н}} - P_{1\text{н}} \leq P_{\text{к доп}},$$

где $P_{0\text{н}} = I_{\text{к0н}} E_{\text{к}}$, $P_{1\text{н}} = \frac{P_{1\text{макс}}}{(1+m)^2}$.

В минимальном режиме проводится проверка цепи базы на максимальное обратное напряжение

$$e_{\text{б обр}} = |E_{\text{б min}} - U_{\text{мб}}| \leq U_{\text{бэ доп}}.$$

6.4 Усилитель модулированных колебаний

В многокаскадном передатчике все каскады после модулируемого работают в режиме усиления модулированных колебаний. При этом на вход транзистора подается модулированное напряжение возбуждения

$$U_{\text{мб}} = U_{\text{мб н}} (1 + m_{\text{вх}} \cos \Omega t \cos \omega t),$$

где $m_{\text{вх}}$ — коэффициент модуляции на входе, а напряжение смещения $E_{\text{б}}$ остается постоянным.

Режим усиления модулированных колебаний можно рассматривать как один из методов модуляции, где модулирующим фактором является напряжение возбуждения. При изменении напряжения возбуждения амплитуда и угол отсечки импульса коллекторного тока меняются так же, как при изменении напряжения смещения, что делает этот вид модуляции похожим на модуляцию смещением. Энергетические соотношения в режиме усиления модулированных колебаний такие же, как и при модуляции смещения, поскольку активный элемент работает в недонапряженном режиме, поэтому транзистор выбирается с номинальной мощностью, не меньшей мощности в максимальном режиме $P_{1\text{макс}}$.

Особо нужно поговорить о выборе смещения при усилении модулированных колебаний.

При смещении $E_{\text{б}} = E'_{\text{б}}$ угол отсечки коллекторного тока $\theta_{\text{к}} = 90^\circ$. Он не меняется при изменении амплитуды возбуждения. СМХ есть

$I_{к1} = f(U_{тб})$ и представляет собой прямую линию, проходящую через начало координат.

В этом случае происходит линейное усиление модулированных колебаний, причем глубина модуляции на выходе $m_{вых}$ такая же, как на входе $m_{вх}$.

При $E_6 < E'_6$, угол отсечки коллекторного тока $\theta_k < 90^\circ$ и изменяется в процессе модуляции от $\theta_{k \min}$ до $\theta_{k \max}$.

СМХ в этом случае в первом приближении может быть прямой, сдвинутой относительно начала координат вправо. В этом случае глубина модуляции на выходе получается больше чем на входе, т. е. такой режим позволяет осуществить углубление модуляции. Если глубина модуляции на входе $m_{вх}$, а на выходе требуется $m_{вых} > m_{вх}$, то угол отсечки для максимального режима можно вычислить по формуле:

$$\cos \theta_{k \max} = \frac{m_{вых} - m_{вх}}{m_{вых} (1 + m_{вх})}.$$

После выбора транзистора и определения угла отсечки рассчитывается максимальный режим, причем для повышения к.п.д. максимальный режим выбирается критическим. В результате расчета определяются все необходимые величины, в том числе E_6 , $U_{тб \max}$, $I_{к1 \max}$, $I_{к0 \max}$, которые нужны при построении СМХ. Для построения СМХ необходимо воспользоваться известной формулой $I_{к1} = S_{эф} U_{тб} \beta_1$, но учесть, что процедура расчета несколько иная, чем при модуляции смещением.

Надо задать ряд значений β_1 от $\beta_{1 \max}$ до $\beta_1 = 0$ (порядка десяти точек) и для каждого значения определить высокочастотный угол отсечки θ_v . По графику $\theta_n = f(\theta_v)$ (рис. 6.4) найти соответствующие низкочастотные углы отсечки, по ним определить амплитуду напряжения возбуждения и, наконец, соответствующие токи. Данные удобнее вносить в таблицу 6.2.

Таблица 6.2 – Порядок определения высокочастотного угла отсечки θ_v

β_1	θ_v	θ_n	$U_{m\phi} = \frac{E'_\phi - E_\phi}{\cos\theta_n}$	$I_{k1} = S_{\text{эф}} U_{m\phi} \beta_1$	Примечание

По данным таблицы 6.2 строится СМХ $I_{k1} = f(U_{m\phi})$ и на ней отображаются три режима модуляции – максимальный, несущий, минимальный. По этим трем точкам можно определить величину искажений, возникающих при усилении модулированных колебаний аналогично тому, как это делалось для модуляции смещением.

Следует отметить, что проверка на допустимые токи и напряжения проводится для максимального режима, а на допустимую мощность рассеяния транзистора – в несущем режиме.

7 ПЕРЕДАТЧИКИ С ОДНОПОЛОСНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

Однополосная модуляция (ОМ) широко используется в системах радиосвязи и обладает рядом преимуществ перед обычной амплитудной модуляцией [1]. К ним относятся более узкая полоса частот радиоканала, лучшие энергетические характеристики радиопередатчиков.

Структурная схема однополосного радиопередатчика (рис. 7.1) содержит в своем составе последовательно соединенный однополосный возбуждатель и линейный усилитель.

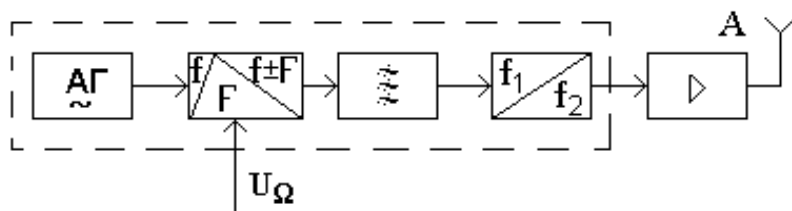


Рис. 7.1 – Структурная схема однополосного передатчика

В возбуждере формируется однополосный сигнал на некоторой сравнительно низкой частоте (128 или 500 кГц), который затем трансформируется с помощью преобразователей частоты к рабочей частоте радиопередатчика. В большинстве случаев однополосные модуляторы строятся по фильтровому методу. Значительно реже в передатчиках малой мощности при пониженных требованиях к ним используются формирователи, построенные по фазокомпенсационному методу. Возбудители, использующие фильтровый метод, содержат задающий генератор, балансный модулятор, фильтр, преобразователи частоты (один или несколько).

При проектировании линейных усилителей следует помнить, что амплитуда однополосного сигнала пропорциональна модулирующему напряжению. В режиме молчания мощность на выходе радиопередатчика равна нулю. В задании на курсовое проектирование (прил. А) обычно указывают максимальную мощность в антенне P_A и рабочую частоту.

Номинальная мощность активного элемента оконечного каскада с учетом к.п.д. контура η_k и фидера η_f определяется по формуле:

$$P_N \geq \frac{K_{пз} P_A}{\eta_k \eta_f} = K_{пз} P_{i \max},$$

где для ламп $K_{пз} = 1,1-1,4$, а для транзисторов $K_{пз} = 2$ [1]. Поскольку формирование однополосного сигнала осуществляется на малом уровне мощности, передатчик содержит несколько каскадов усиления модулированных колебаний, а умножители частоты в тракте усиления однополосного сигнала не используются.

Усилители однополосного сигнала можно разделить на две группы – маломощные предварительные усилители и мощные выходные каскады. Предварительные усилители обычно одноконтурные, работающие без отсечки коллекторного тока (класс А).

Мощные выходные каскады могут быть выполнены как на транзисторах, так и на лампах. Если $P_{i \max}$ меньше 500 Вт, выходной каскад рекомендуется выполнять на транзисторах, в противном случае – на лампе.

Транзисторные выходные каскады могут содержать несколько транзисторов и схемы сложения мощностей, при этом номинальная мощность каждого из транзисторов соответственно уменьшается. Часто используются двухтактные схемы с углом отсечки 90° (класса В). Двухтактные выходные каскады обеспечивают высокую линейность амплитудной характеристики, подавление четных гармоник, более высокий к.п.д. (потребляемая мощность в режиме молчания близка к нулю).

Ламповые оконечные каскады рекомендуется строить по одноконтурной схеме без сеточных токов [1]. Для получения более высокой линейности как лампы, так и транзисторы недоиспользуются по мощности. Энергетический расчет сводится к расчету режима максимальной мощности, аналогично усилителям модулированных колебаний при $\theta_k = 90^\circ$.

Методика расчета балансных модуляторов дана в литературе [1].

8 ЧАСТОТНАЯ МОДУЛЯЦИЯ В ПЕРЕДАТЧИКАХ

8.1 Особенности структурных схем передатчиков с частотной модуляцией

Частотная модуляция (ЧМ) находит широкое применение в УКВ диапазоне ($\lambda = 1-10$ м). Частотная и фазовая модуляции (ФМ) являются разновидностями угловой модуляции. При ЧМ и ФМ изменяется частота и фаза ВЧ-колебания пропорционально мгновенному значению передаваемого сигнала $U_{\Omega}(t)$.

При ЧМ и ФМ амплитуда модулированного колебания постоянна и не зависит от передаваемого сигнала

$$U(t) = U_{\text{н}} \cos(\omega t + \varphi_0) = U_{\text{н}} \cos \varphi(t),$$

где ω – частота ВЧ колебания, φ_0 – начальная фаза.

При ЧМ и ФМ $\omega(t)$ и $\varphi(t)$ меняются во времени по сложному закону. При отсутствии модуляции колебание $U(t)$ является чисто гармоническим сигналом, а его фаза меняется во времени по линейному закону:

$$\varphi(t) = \omega_{\text{н}} t + \varphi_0,$$

где $\omega_{\text{н}}$ – несущая частота гармонического колебания.

Различие между ЧМ и ФМ состоит в том, что при гармонической ЧМ девиация фазы $\Delta\varphi_{\text{max}} = \Delta\omega_{\text{max}} / \Omega$ обратно пропорциональна частоте модулирующего колебания U_{Ω} . При гармонической ФМ девиация частоты $\Delta\omega_{\text{max}} = \Omega \Delta\varphi_{\text{max}}$ прямо пропорциональна частоте модулирующего колебания. При ЧМ девиация частоты зависит только от амплитуды модулирующего колебания, а девиация фазы – от его амплитуды и частоты. При ФМ девиация фазы зависит только от амплитуды модулирующего колебания, а девиация частоты зависит как от его амплитуды, так и от частоты. Следовательно, существует возможность косвенного получения ЧМ колебания

из ФМ. Для этого модулирующее колебание U_{Ω} сначала подается на интегрирующую цепь, а затем на фазовый модулятор.

Достоинством ЧМ по сравнению с АМ является ее более высокая помехоустойчивость. При выборе структурной схемы ЧМ-передатчика необходимо разрешить противоречие между требованиями к параметрам частотной модуляции (заданная девиация частоты, линейность модуляционной характеристики и др.) и получением высокой стабильности средней частоты. Существует два основных метода формирования сигналов с ЧМ: прямой и косвенный.

Прямой метод предполагает модуляцию частоты задающего генератора и умножение частоты в последующих каскадах передатчика (рис. 8.1).

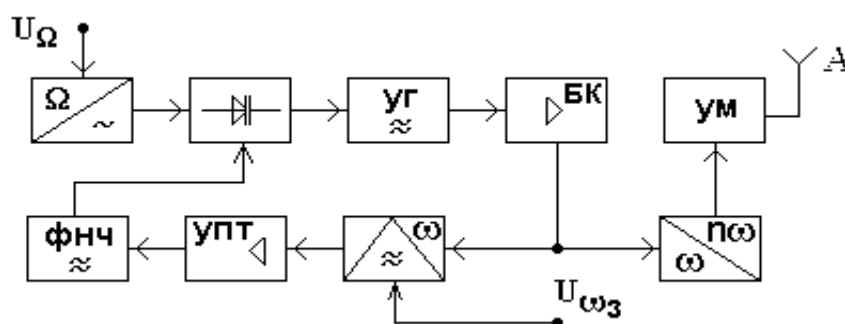


Рис. 8.1 – Прямой метод ЧМ:

УГ – управляемый генератор, БК – буферный каскад,
УМ – усилитель мощности, УПТ – усилитель постоянного тока,
ФНЧ – фильтр нижних частот, А – антенна

Для стабилизации средней частоты ω_n в схеме на рисунке 8.1 используется автоматическая подстройка частоты (АПЧ), которая корректирует медленные уходы частоты ω_n . Для того чтобы АПЧ не ослабляла полезную модуляцию, образную связь в системе АПЧ по частоте модуляции $\Omega_{\min} < \Omega < \Omega_{\max}$ исключают с помощью фильтра нижних частот (ФНЧ) с полосой пропускания меньше $\Omega_{\min}$.

Можно обойтись без системы АПЧ, если управлять частотой кварцевого генератора КГ (рис. 8.2), который создает колебания с долговременной нестабильностью частоты $10^{-5} - 10^{-6}$.



Рис. 8.2 – Схема ЧМ без АПЧ:
КГ – кварцевый генератор

Однако относительный диапазон управления частотой невелик и составляет $10^{-3} - 10^{-4}$. Косвенный метод основан на возможности преобразования фазовой модуляции в частотную модуляцию. Модулирующее напряжение подается на модулятор фазы через интегрирующую цепь (рис. 8.3).

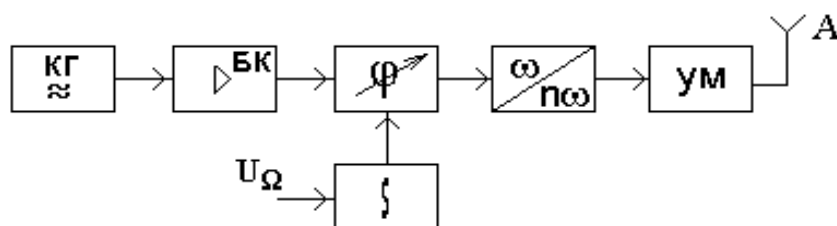


Рис. 8.3 – Схема формирования ЧМ

Задающий кварцевый генератор позволяет получить высокую стабильность средней частоты. Недостатками этого метода являются трудность получения большой девиации на низких частотах модулирующего сигнала и необходимость умножения девиации с очень большой кратностью – порядка $10^2 - 10^3$. Существуют другие способы получения ЧМ сигналов: комбинированный и интерполяционный [1].

Применение умножителей частоты в передатчиках с ЧМ позволяет понизить частоту задающего генератора, что облегчает ее стабилизацию.

Умножители частоты используются для углубления модуляции при ЧМ, т. к. при умножении несущей частоты в n раз абсолютная девиация частоты также умножается в n раз.

8.2 Проектирование модуляторов при ЧМ

Формирование ЧМ колебаний в передатчиках осуществляется в настоящее время чаще прямым методом. В качестве управляющих элементов широко используют варикапы (полупроводниковые диоды, барьерная емкость закрытого p - n -перехода которых зависит от приложенного напряжения) и вариконды (конденсаторы с сегнетоэлектриком). Вопросы построения таких модуляторов рассматриваются в [1].

Варикапы способны под действием напряжения сигнала U_{Ω} изменять свою емкость. Зависимость емкости варикапа от модулирующего напряжения определяется выражением:

$$C_{\text{в}} = C_{\text{вн}} (1 + X)^{-\chi},$$

где $C_{\text{вн}}$ – емкость варикапа в режиме молчания; $X = \frac{e_{\text{в}}(t)}{(\varphi_{\text{к}} + E_{\text{вн}})}$ – нормиро-

ванное мгновенное напряжение на варикапе; $E_{\text{вн}}$ – постоянное напряжение на варикапе; $\varphi_{\text{к}}$ – контактная разность потенциалов.

В последнем выражении учтено, что контактная разность потенциалов запирает переход. Внешнее запирающее напряжение увеличивает разность потенциалов на переходе и уменьшает его емкость. Поэтому направление отсчета для напряжения $e_{\text{в}}$ выбирается таким, что для закрытого перехода оно положительно.

Для кремниевого перехода $\varphi_{\text{к}} = 0,7$ В. Для «резких» переходов показатель степени $\chi = 0,5$, а для «сверхрезких» $\chi = 1-2$.

Основные параметры варикапов – максимальная и минимальная емкости $C_{\text{в min}}$ и $C_{\text{в max}}$, максимальное обратное напряжение и добротность $Q_{\text{в}}$.

Параметры некоторых варикапов приведены в таблице 8.1, а также имеются в [1].

Таблица 8.1 – Параметры варикапов

Тип варикапа	$C_{\text{в min}} - C_{\text{в max}}$, пФ	$Q_{\text{в}}$	$E_{\text{вн}}$, В	f , МГц	$C_{\text{обр max}}$, В
КВ 102 А	14...23	40	4	50	45
КВ 104 Е	95...143	150	4	10	45
КВ 106 Д	15...35	60	4	50	90
КВ 109 Г	8...17	160	4	50	25
КВ 110 А	12...18	300	4	50	45

Варикапы являются элементами колебательной системы автогенератора. Они вносят определенный вклад в температурную нестабильность частоты автогенератора и паразитную амплитудную модуляцию. Эти свойства варикапов характеризуются ТКЕ и добротностью $Q_{\text{в}} = (2\pi f_{\text{в}} C_{\text{в}} r_{\text{в}})$. ТКЕ у варикапов положительные и имеют величину порядка 10^{-4} – 10^{-6} К $^{-1}$. Добротность варикапа зависит от величины напряжения на нем и уменьшается с ростом частоты. В [1] указывают значения $Q_{\text{в}}$ и сведения об абсолютном значении напряжения $E_{\text{в}}$ на варикапе и частоте $f_{\text{в}}$, при которых он имеет данную добротность. На рабочей частоте f добротность $Q_{\text{вн}} = Q_{\text{в}} f_{\text{в}} / f$.

Применение варикапов позволяет осуществить ЧМ с допустимым уровнем искажений сигналов при максимальной относительной девиации $\Delta\omega / \omega$ частоты порядка 10^{-2} .

Напряжение на варикапе является суммой напряжения смещения, модулирующего и высокочастотного:

$$e_{\text{в}} = E_{\text{вн}} + U_{\Omega} \cos \Omega t + U_{\text{мв}} \cos \omega t.$$

На практике существуют различные варианты соединения варикапа с контуром автогенератора. На рисунке 8.4 приведена схема частотно-модулированного автогенератора, применяемая в диапазонных генераторах.

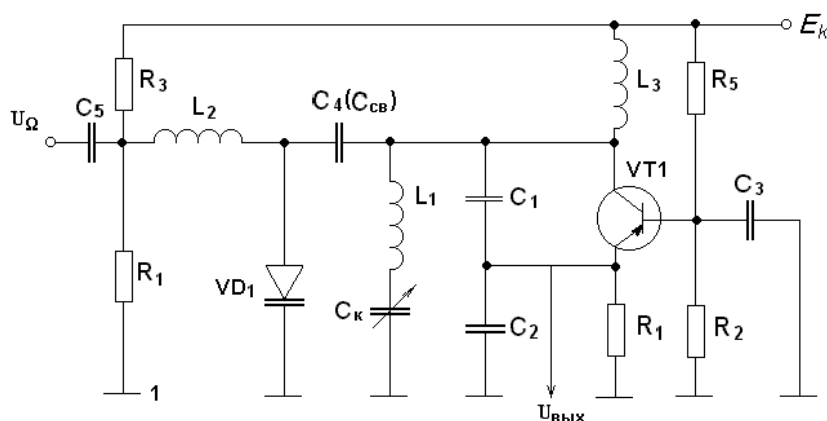


Рис. 8.4 – Схема ЧМ автогенератора

В данном примере автогенератор выполнен по схеме емкостной трехточки. Транзистор включен по схеме с общей базой. Положительная обратная связь создается емкостным делителем C_1 , C_2 . Напряжение на вход буферного каскада или умножителя снимается с R_1 . Резонансная частота контура автогенератора определяется в основном L_1 и C_K . Управляющий варикап подключен параллельно емкости делителя с помощью конденсатора связи C_4 .

Эквивалентная схема колебательного контура приведена на рисунке 8.5.

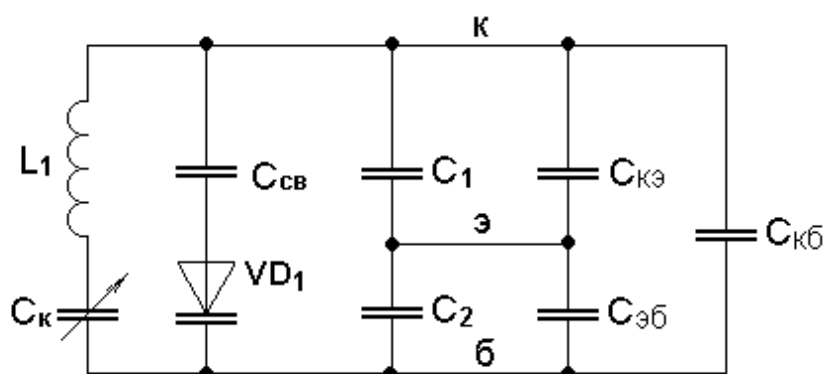


Рис. 8.5 – Эквивалентная схема модулируемого контура

Элементы $C_{ЭБ}$, $C_{КБ}$ и $C_{КЭ}$ отражают межэлектродные емкости транзистора VT_1 .

Коэффициент управления емкостью контура

$$P_y = P_B^2 P_C^2 C_{BH} C_{KH}^{-1},$$

где $P_B = \frac{C_{CB}}{C_{CB} + C_{BH}}$ – коэффициент включения варикапа; $P_C = \frac{C_K}{C_K + C_{DB}}$ – коэффициент схемы.

Емкость делителя с подключенным варикапом

$$C_{DB} = \frac{(C_1 + C_{K3})(C_2 + C_{36})}{C_1 + C_2 + C_{K3} + C_{36}} + P_B C_{BH}.$$

Емкость контура в режиме молчания (несущей частоты)

$$C_{KH} = \frac{C_K C_{DB}}{C_K + C_{DB}} + C_0,$$

где C_0 – паразитная емкость контура.

Для ослабления влияния на частоту автогенератора емкость делителя без варикапа $C_D = C_{DB} - \rho_B C_{BH}$ выбирается много больше емкости контура, т. е. $C_D \approx (3-6)C_K$. Поэтому $P_C^2 \ll 1$ и схема рекомендуется при $P_y \leq (0,05-0,1)$.

Другой вариант включения варикапа приведен на рисунке 8.6. Такая схема часто применяется в ЧМ передатчиках звукового сопровождения телевизионных программ.

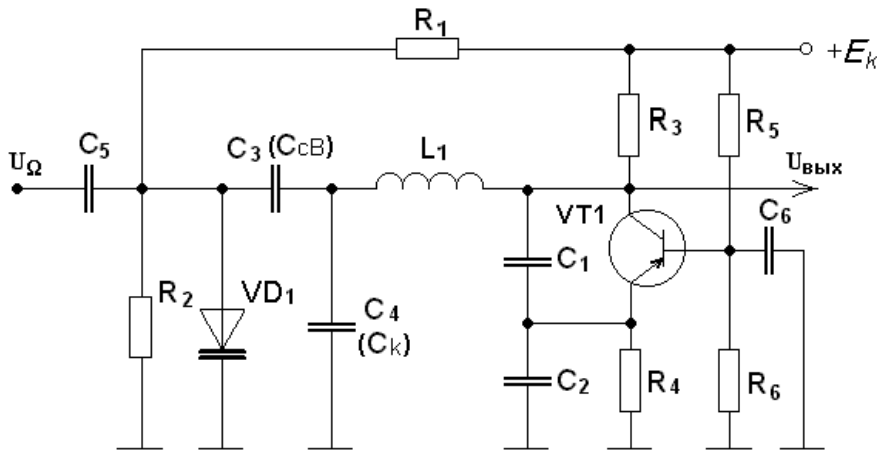


Рис. 8.6 – Вариант схемы с ЧМ

Варикап в данной схеме включен параллельно емкости контура. Емкость контура в режиме молчания

$$C_{\text{кн}} = C_0 + \frac{C_D C_{\text{кл}}}{C_D + C_{\text{кл}}}.$$

Величины C_0 и C_D определяются аналогично схеме, приведенной на рисунке 8.5. Емкость $C_{\text{кл}} = C_{\text{к}} + P_{\text{в}} C_{\text{вк}}$.

Коэффициент $P_{\text{с}} = C_D / (C_D + C_{\text{к+1}})$ при $C_D \gg C_{\text{к}}$ близок к единице.

В данной схеме можно получить большую связь варикапа с контуром и большее значение относительной девиации $\Delta\omega / \omega$. Эти преимущества легче реализуются при использовании варикапов с высоким значением напряжения $e_{\text{обр max}}$.

Эквивалентная схема контура с прямым включением варикапа приведена на рисунке 8.7.

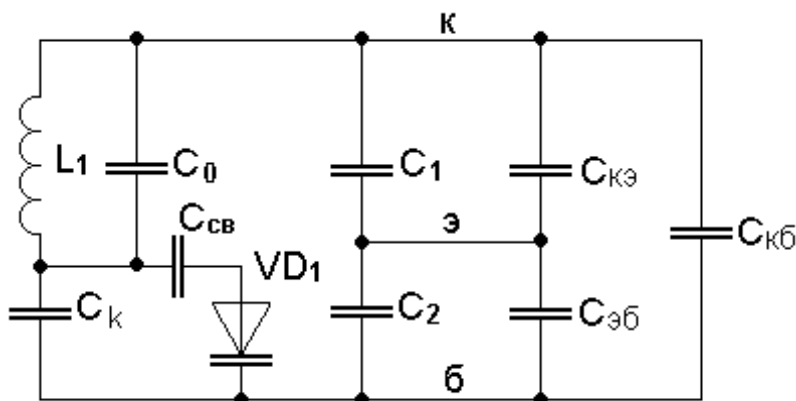


Рис. 8.7 – Эквивалентная схема модулируемого контура

8.3 Методика расчета возбuditеля при ЧМ

Исходными данными для расчета возбuditеля являются:

- 1) частота передатчика f ;
- 2) девиация частоты Δf ;
- 3) полоса частот модуляции $\Omega_{\text{max}} - \Omega_{\text{min}}$;

4) нестабильность частоты передатчика δ .

1. Выбрать тип варикапа и определить его основные параметры. Задаться постоянным напряжением $E_{\text{вн}}$ на варикапе в режиме несущей. Рабочая точка выбирается так, чтобы

$$C_{\text{вх}} \approx 0,5(C_{\text{в min}} + C_{\text{в max}}).$$

Для примера на рисунке 8.8 показана вольт-фарадная характеристика варикапа с резким переходом со значением $\chi = 0,5$. Рекомендуемое значение $E_{\text{вн}} \leq 0,2e_{\text{обр max}}$.

2. Вычислить квазипиковую амплитуду модулирующего напряжения

$$U_{\Omega \text{ max}} = X_{\text{max}} (\varphi_k + E_{\text{вн}}),$$

где $X_{\text{max}} = \frac{(7-2\chi)}{3} \left(4k \pm \frac{\Delta f_N}{f} \right)$ – относительная квазипиковая амплитуда,

$k = (0,01-0,02)$ – допустимый коэффициент гармоник.

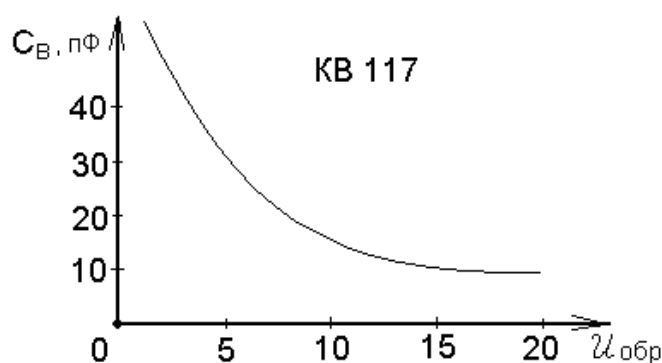


Рис. 8.8 – Вольт-фарадная характеристика варикапа

Для «резких» переходов варикапа $\chi = 0,5$, $\Delta f_N = \Delta f / N$ – исходная девиация частоты автогенератора, обратно пропорциональная результирующему коэффициенту умножения N .

3. Рассчитать коэффициент управления

$$P_y = \frac{2\Delta f_N}{\chi \cdot X_{\text{max}}}$$

и выбрать схему частотно-модулированного автогенератора.

4. Найти емкости C_K , C_D и $C_{св}$. Ориентировочно $C_K \approx (2-5)\lambda$, где C_K в пикофарадах, а длина рабочей волны λ в метрах.

Для схем на рисунках 7.4 и 7.6 $P_c = 0,1-0,14$, $P_c = 0,7-0,9$ соответственно. Задаться величиной P_c , принимая $C_K \approx C_{кн}$.

5. Определить коэффициент включения

$$P_B = \frac{\sqrt{P_y C_{кн} C_{вн}^{-1}}}{P_c}.$$

Проверить выполнение условия $0,1 \leq P_B \leq 1$. Емкость связи в приведенных выше схемах $C_{св} = P_B C_{вн} / (1 - P_B)$. Емкость делителя (рис. 7.4, 7.6) $C_{Dв} = C_K (1 - P_c) / P_c$, $C_{Dк} = P_c C_{к1} (1 - P_c)$ соответственно.

6. Допустимое значение амплитуды высокочастотного напряжения на варикапе

$$U_f = E_{вн} - U_{\Omega \max},$$

где $U_{\Omega \max}$ – максимальная амплитуда модулирующего напряжения.

7. Перейти к определению исходных данных для проектирования автогенератора. В приведенных выше схемах возбудителей напряжение на выходе автогенератора равно напряжению на делителе. В схеме автогенератора (рис. 8.4) $U_{кб} = U_f / P_B$. Для схемы (рис. 8.6) $U_{кб} = \frac{U_f C_{кн}}{P_B C_D}$.

Сопротивление нагрузки транзистора

$$R_{0e} = P_{тр}^2 \rho Q_{нагр}.$$

Нагруженной добротностью $Q_{нагр}$ следует задаться. Коэффициент включения транзистора $P_{тр} = C_{кн} / C_D$ и волновое сопротивление $\rho = (2\pi f C_{кн})^{-1}$ вычисляются.

Для сохранения высокой добротности контура выбрать

$$Q_{нагр} = (0,3-0,6) Q_{хх},$$

где Q_{xx} – собственная добротность контура. Без учета потерь, вносимых варикапом, добротность $Q_{xx} = 75\text{--}150$. Включение варикапа уменьшает ее до

$$Q_{xx}^* = Q_{xx} \cdot Q_{\text{вн}} / (Q_{xx} P_{\text{в}} + Q_{\text{вф}}).$$

Добротность варикапов в режиме несущей частоты $Q_{\text{вн}}$ примерно равна добротности варикапа на частоте с учетом девиации, т. е. $Q_{\text{вн}} \approx Q_{\text{вф}}$.

Мощность, которую транзистор автогенератора развивает на нагрузке, равна

$$P_1 = \frac{0,5U_{\text{кв}}^2}{R_{\text{н}}} = \frac{0,5U_{\text{кв}}^2}{P_{\text{тр}}^2 \rho Q_{\text{нагр}}}.$$

Если модулируемый автогенератор рассчитан ранее, то величину емкости $C_{\text{св}}$ следует вычислить по известным значениям $C_{\text{к}}$ и $C_{\text{Д}}$.

Методика расчета возбuditелей с кварцевой стабилизацией частоты, а также при наличии автоматической подстройки частоты аналогична вышеизложенной методике.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В данных методических указаниях изложены методы расчета и рекомендации по проектированию современных радиопередающих устройств. Для более детального ознакомления с конкретными вопросами следует обращаться к специальной литературе, а по вопросам оформления курсовых проектов – к Образовательному стандарту ТУСУР 01–2013. Работы студенческие по направлениям подготовки и специальностям технического профиля. Общие требования и правила оформления. – Режим доступа: https://storage.tusur.ru/files/40668/rules_tech_01-2013.pdf.

ЛИТЕРАТУРА

1. Радиопередающие устройства : учебник для вузов [Электронный ресурс] / под ред. В. В. Шахгильдяна. – 3-е изд., перераб. и доп. – М. : Радио и связь, 2003. – 560 с. // Сайт «Публичная библиотека». – Режим доступа: http://publ.lib.ru/ARCHIVES/SH/SHANGIL%27DYAN_Vagan_Vaganovich/Shahgil%27dyan_V.V..html#004 (дата обращения: 04.04.2018).

2. Дегтярь Г. А. Устройства генерирования и формирования сигналов : учебник / Г. А. Дегтярь. – Новосибирск : Изд-во НГТУ, 2005. – Ч. 1. – 480 с.

3. Шахгильдян В. В. Проектирование устройств генерирования и формирования сигналов в системах подвижной радиосвязи : учебник для вузов / В. В. Шахгильдян, В. Л. Карякин. – М. : Солон-пресс, 2011. – 400 с.

4. Шахгильдян В. В. Проектирование радиопередающих устройств : учеб. пособие для вузов [Электронный ресурс] / В. В. Шахгильдян, М. С. Шумилин. – 2-е изд., перераб. и доп. – М. : Радио и связь, 1984 // Сайт «Публичная библиотека». – Режим доступа: http://publ.lib.ru/ARCHIVES/SH/SHANGIL%27DYAN_Vagan_Vaganovich/Shahgil%27dyan_V.V..html#004 (дата обращения: 04.04.2018).

5. Бордус А. Д. Устройства генерирования и формирования сигналов : учеб. пособие / А. Д. Бордус. – Томск : ФДО, ТУСУР, 2018. – 261 с.

6. Карякин В. Л. Устройства генерирования и формирования сигналов в системах подвижной радиосвязи : учебник для вузов / В. Л. Карякин. – М. : Радио и связь, 2007. – 336 с.

ПРИЛОЖЕНИЕ А

Варианты заданий на курсовое проектирование

Номер варианта	Мощность в режиме молчания, Вт	Рабочая частота, МГц	Вид передачи R_A , Ом	Система модуляции	Коэффициент модуляции m , или девиация, Гц	Полоса частот модуляции, Гц	Система стабилизации частоты
1	5	144	Связь 75	Базовая	0,8	300–3 500	LC
2	3	100	Связь 36	Базовая	0,8	300–3 500	LC
3	10	80	Связь 50	Коллект.	1	300–3 500	Кварц
4	15	27	Связь 75	Коллект.	1	300–3 500	Кварц
5	20	33	Связь 75	Коллект.	1	300–3 500	Кварц
6	2	144	Связь 36	Базовая	0,8	300–3 500	LC
7	30	27	Связь 50	ЧМ	3500	300–3 500	Кварц
8	25	70	Связь 36	Коллект.	1	300–3 500	Кварц
9	10	80	Связь 36	ЧМ	3500	300–3 500	Кварц
10	8	148	Связь 50	Базовая	0,8	300–3 500	Кварц
11	2	27	Связь 36	Базовая	0,8	300–3 500	LC
12	4	40	Связь 36	Базовая	0,8	300–3 500	LC
13	5	70	Связь 50	ЧМ	3500	300–3 500	Кварц
14	15	100	Связь 75	ЧМ	3500	300–3 500	Кварц
15	10	27	Связь 36	ЧМ	3500	300–3 500	Кварц
16	100	12	Вещание 75	Анодная	1	20–16 000	Кварц
17	80	8	Вещание 50	Сеточная	0,8	20–16 000	Кварц
18	150	6	Вещание 75	Анодная	1	20–16 000	Кварц
19	40	27	Связь 50	Коллект.	1	300–3 500	Кварц
20	200	10	Вещание 75	Анодно-экранная	1	20–16 000	Кварц
21	30	14	Связь 50	Коллект.	1	300–3 500	Кварц
22	250	8	Вещание 75	Анодно-экранная	1	20–16 000	Кварц
23	10	20	Связь 36	Коллект.	1	300–3 500	Кварц
24	300	6	Вещание 75	Анодно-экранная	1	20–16 000	Кварц
25	5	27	Связь 36	Базовая	0,8	300–3 500	LC
26	100	7	Вещание 75	Сеточная	0,8	20–16 000	Кварц
27	20	144	Связь 36	Коллект.	1	300–3 500	Кварц
28	350	5	Вещание 75	Анодно-экранная	1	20–16 000	Кварц
29	10	100	Связь 50	Коллект.	1	300–3 500	Кварц
30	5	80	Связь 36	Базовая	0,8	300–3 500	LC

ПРИЛОЖЕНИЕ Б

Параметры биполярных транзисторов

Тип	f_t , ГГц	$P_{\text{доп}}$, Вт	$S_{\text{гр}}$, А/В	r_b , Ом	$\tau_{\text{ос}}$, пс	C_k , пФ	C_3 , пФ	$i_{k \text{ доп}}$, ($i_{k0 \text{ доп}}$), А	$U_{k \text{ доп}}$, ($U_{k0 \text{ доп}}$), В	$ U_{b \text{ доп}} $, В	P_1 , Вт	K_p , дБ	f^* , ГГц	L_b , нГн	L_c , нГн	L_{k3} , нГн	E_n , В
КТ331	0,25	0,015	0,002	—	120	5	8	(0,02)	15	3	—	—	—	—	—	—	—
КТ324	0,8	0,015	0,001	—	180	2,5	2,5	(0,02)	10	4	—	—	—	—	—	—	—
КТ617А	0,15	0,5	0,2	—	120	15	50	0,4	20	4	—	—	—	—	—	—	—
КТ607А	1	1,5	0,1	—	10	4	—	0,15	35	4	1	6	1	—	—	—	20
КТ643А	7	1,1	—	—	0,5	1,5	4,5	0,2	(25)	3	0,5	4	7	0,3	0,6	0,5	15
КТ642А	8	0,5	—	—	—	1,0	1,7	(0,06)	20	2	0,1	4	8	0,3	0,5	0,5	12
КТ647А	10	0,8	—	—	—	0,8	2,0	(0,09)	18	2	0,2	3	10	0,3	0,5	0,5	15
КТ648А	12	0,6	0,1	4,0	—	1,5	2,5	(0,06)	18	2	0,05	3	12	0,3	0,5	0,5	12
КТ809А	0,006	40	4,0	—	—	200	—	3	400	4	—	—	—	—	—	—	—
КТ828А	0,007	50	4,5	0,6	—	100	2000	5	800	5	—	—	—	—	—	—	—
КТ840А	0,012	60	4,0	—	—	—	—	6	400	—	—	—	—	—	—	—	—
КТ912А	0,09	—	1	0,5	—	200	1200	(20)	70	5	70	10	0,03	5	5	5	27
КТ950Б	0,1	—	1	—	—	160	1100	(7)	65	4	50	20	0,03	2,3	2,1	4	28
КТ903	0,12	30	0,4	2	—	180	1200	3	60	3	10	2	0,05	5	5	5	30
КТ922В	0,3	—	1,0	0,5	15	55	500	9	65	4	40	9	0,2	2,4	0,9	2,4	28
КТ909Б	0,5	—	1	0,5	20	60	500	8	60	3,5	35	2,0	0,5	2,5	0,2	2	28
КТ920Б	0,8	10	0,3	0,5	7	10	50	1	36	4	7	10	0,175	2,6	1,2	2,4	12,6
КТ930А	0,9	75	1	—	8	60	800	6	50	4	40	7,5	0,4	1,42	0,24	1,6	28
КТ970А	1,2	170	3	—	16	150	—	(13)	50	4	100	6	0,4	—	0,2	0,87	28
КТ913В	1,5	12	0,3	1	8	10	80	2	55	3,5	10	6	1,0	2,5	0,25	2,0	28
КТ911А	1,8	3,0	0,08	2,5	25	6	18	(0,4)	40	3	0,8	3	1,8	2,5	0,2	2,5	28
КТ937Б	6,5	7,4	0,2	0,5	0,6	5	35	(0,45)	(25)	2,5	4	3	5	0,25	—	—	21
КТ963А	10	2,1	0,08	—	—	1,5	4,8	(0,2)	(18)	1,5	1	3	10	—	—	—	15

$*f$ — частота, на которой измерены выходная мощность P_1 и коэффициент усиления K_p .

ПРИЛОЖЕНИЕ В

Параметры полевых транзисторов с барьером Шоттки средней и большой мощности

Тип	f_p , ГГц	P_1 , Вт	K_p , дБ	η , %	U_0 , В
3П602А-2	12	0,18	2,6	25	7
3П602Б-2	12	0,1	3	20	7
3П602В-2	12	0,05	3	20	7
3П602Г-2	10	0,45	2,6	30	7,5
3П602Д-2	8	0,5	3	40	7,5
3П603А-2	12	0,5	3	20	8
3П603Б-2	12	1	3	35	8
3П603В-2	12	2,5	3	–	8
3П604А-2	18	0,2	3	20	7
3П604Б-2	18	0,225	3	15	7
3П604В-2	18	0,075	3	25	7
3П604Г-2	18	0,050	3	20	7
3П910А-2	8	0,5	3	25	7
3П910Б-2	8	1	3	25	7
3П915А-2	8	5	3	35	7
3П915Б-2	8	3	3	22	7

ПРИЛОЖЕНИЕ Г

Параметры умножительных диодов

Тип	$C_{пФ}$ при $U = 6 В$	f_{uh} , ГГц	$U_{доп}$, В	$P_{доп}$, Вт	τ_{β} , нс	$t_{в}$, нс	$L_{корп}$, нГн	$C_{корп}$, пФ
2A602A	4,7...8,7	15	60	2,5	100	5	1,9	0,5...0,7
2A602Б	2,7...4,7	25	60	1,5	100	5	1,9	0,5...0,7
2A602В	1,7...2,7	30	45	1,0	100	5	1,9	0,5...0,7
2A602Г	1,2...1,7	50	45	0,7	100	5	1,9	0,5...0,7
2A602Д	1,0...1,3	50	30	0,5	100	5	1,9	0,5...0,7
2A604A	0,8...1,1	100...150	40...45	1,0	10...	0,02...0,05	0,7	0,2...0,4
2A604Б	1,0...1,3				40			
КА605А	0,85...1,45	100	30	1,0	—	—	0,5	0,17
КА605Б	0,55...0,95	130	30	0,7				
КА606А	0,5...1,2			0,8	—	—	—	—
КА606Б	0,3...0,7			0,6				
2A608А	1,2...3,5	60	45	4,0	80	0,1	3,0	0,3
2A609А	1,1...1,8	150	40	2,0	30...70	0,1...0,25	0,7	0,25
2A609Б	0,8...1,3			1,0				
2A609А-5	0,8...1,5	100...150	30	1,5	30...70	0,1...0,25	0,5	0,17
2A609Б-5	0,5...0,8			1,0				

ПРИЛОЖЕНИЕ Д

Формулы для расчета высокочастотных Y-параметров транзистора по схеме с ОЭ

Расчет вспомогательных параметров:

$$h = 1 + \frac{40I_{\text{э}}r'_6}{\beta_0},$$

$$M = \frac{40I_{\text{э}}r'_6}{h},$$

$$\varepsilon_f = f / f_{\text{т}},$$

$$\mu^2 = 1 + \varepsilon_f^2 M^2.$$

Расчет Y-параметров:

$$\dot{Y}_{11} = \frac{40I_{\text{э}}}{\mu^2 h} \left(\frac{1}{\beta_0} + \varepsilon_f^2 + j\varepsilon_f \left(1 - \frac{M}{\beta_0} \right) \right),$$

$$\dot{Y}_{12} = -\frac{0,4\varepsilon_f M \omega C_{\text{к}}}{\mu^2 h} - j\omega C_{\text{к}} \frac{1 + \mu^2 h}{2\mu^2 h},$$

$$\dot{Y}_{21} = \frac{40I_{\text{э}}}{\mu^2 h} (1 - j\varepsilon_f M),$$

$$\dot{Y}_{22} = \frac{0,4\varepsilon_f M^2 \omega C_{\text{к}}}{\mu^2 h} + j\omega C_{\text{к}} \left(1 + 0,4 \frac{M}{\mu^2} \right).$$

ПРИЛОЖЕНИЕ Е
Пример оформления титульного листа
курсовой работы (проекта)

Министерство науки и высшего образования Российской Федерации
Федеральное государственное бюджетное образовательное
учреждение высшего образования

**ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ СИСТЕМ
УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ (ТУСУР)**

Кафедра телевидения и управления (ТУ)

РАСЧЕТ И КОНСТРУИРОВАНИЕ РАДИОПЕРЕДАТЧИКА

Пояснительная записка к курсовому проекту по дисциплине
«Устройства генерирования и формирования сигналов» (УГФС)

Студент гр. _____

И. И. Иванов

Руководитель проекта

доцент каф. ТУ

А. Д. Бордус

ПРИЛОЖЕНИЕ Ж

Пример оформления курсовой работы (проекта)

ЗАДАНИЕ

на курсовое проектирование по дисциплине «Устройства генерирования и формирования сигналов» (УГФС) студенту группы ____ И.И. Иванову

1 Тема проекта: Расчет и конструирование радиопередатчика

2 Исходные данные к проекту:

2.1 Мощность радиопередатчика 70 Вт

2.2 Рабочая волна передатчика 54,5 МГц

2.3 Вид передачи связь

2.4 Система модуляции базовая

2.5 Максимальный коэффициент модуляции или девиации 0,8

2.6 Полоса частот модуляции 300–3 500

2.7 Система стабилизации частоты кварц

2.8 Способ связи с антенной $R_A = 50 \text{ Ом}$

3 Содержание пояснительной записки

3.1 Выбор и обоснование структурной схемы передатчика

3.2 Построение и расчет схем ступеней высокой частоты

3.3 Расчет режима модуляции и модуляционной характеристики

3.4 Выбор и составление схем выходного каскада модулятора

3.5 Определение параметров источников питания

3.6 Конструкторский расчет деталей

3.7 Составление перечня элементов к схеме

4 Графические работы

4.1 Структурная схема передатчика

4.2 Полная принципиальная схема передатчика с модулятором

1 РАСЧЕТ И ОБОСНОВАНИЕ СТРУКТУРНОЙ СХЕМЫ ПЕРЕДАТЧИКА

1.1 Обоснование структуры радиопередатчика

В начале проектирования составляется структурная схема всего тракта радиочастоты передатчика. На первом этапе схема является ориентировочной, так как в процессе выполнения работы, когда рассчитывается большинство каскадов передатчика, иногда в структурную схему приходится вносить некоторые изменения.

Если передатчик предназначен для амплитудно-модулированного вещания, он содержит модулируемый каскад. Этот каскад является почти обычным усилителем высокочастотных колебаний, однако их амплитуда на выходе пропорциональна величине модулирующего сигнала.

Модулируемый каскад рекомендуется делать оконечным, т. к. при данном виде модуляции от транзистора требуется почти четырехкратный запас по мощности, по сравнению с обычным усилительным каскадом. Число каскадов с большим запасом по мощности стремятся уменьшать, иначе происходит удорожание изделия. Именно поэтому выгоднее всего производить модуляцию оконечного каскада.

Разрабатываемый радиопередатчик по ТЗ должен содержать модулируемый каскад, в котором применена базовая амплитудная модуляция. Этот вид модуляции обладает невысокой энергетической эффективностью, однако требует от источника модулирующих колебаний гораздо меньшую выходную мощность.

Из теории модуляторов известно, что при базовой модуляции невозможно получить коэффициенты модуляции больше 0,6 без заметных искажений, что является существенным недостатком использования базовой модуляции. Чтобы получить требуемый по ТЗ коэффициент модуляции 0,8 кроме каскада базовой модуляции необходимо использовать оконечный

каскад – УМК с определенным выбором угла отсечки коллекторного тока. Это приведет к увеличению коэффициента модуляции сигнала на выходе УМК, по сравнению с входным сигналом, полученным после базовой модуляции. Таким образом, прорисовывается структура передатчика: оконечный каскад – УМК, а модулируемый каскад будет предоконечным.

В качестве возбудителя колебаний необходимо использовать автогенератор с кварцевой стабилизацией частоты. Частота кварцевого резонатора для получения относительной нестабильности $\delta \leq 10^{-5}$ не должна превышать 10 МГц. Следовательно, для получения на выходе колебаний с требуемой частотой передатчик должен содержать задающий кварцевый автогенератор с частотой, не превышающей указанного выше значения, и умножитель частоты. Задание для автогенератора частоты, отличающейся от рабочей, ведет к значительному снижению паразитных обратных связей и наводок. Это связано с тем, что мощность излучения значительно превосходит мощность автогенератора и на одинаковой частоте мощные излученные колебания, вполне вероятно, могут «просачиваться» в автогенератор, даже при его экранировании.

Все каскады, стоящие между автогенератором и антенной, являются усилительными. К ним относятся: умножитель частоты, модулируемый каскад и усилитель модулированных колебаний. В основном, активный элемент (в данном случае применены биполярные транзисторы) в усилительных каскадах включают по схеме с общим эмиттером (ОЭ), т. к. такое включение обеспечивает максимальный коэффициент усиления по мощности. Однако возможно применение и других вариантов включения АЭ. Одним из способов включения является каскадная схема. Два транзистора включаются последовательно по схеме с общей базой (ОБ) и (ОЭ). В этом случае от каскада возможно получение больших коэффициентов усиления по мощности без опасности его самовозбуждения. В данной работе применение специальных

схем включения не потребуется и во всех каскадах будет применено включение АЭ по схеме с ОЭ.

Между каскадами включены резонансные нагрузочные системы, которые служат для селекции нужной гармоникой коллекторного тока, а также для трансформации входного сопротивления последующего каскада в сопротивление нагрузки предыдущего каскада, являющееся критическим с точки зрения максимальной выходной мощности. Кроме того, выбранный тип цепей согласования осуществляет развязку каскадов по постоянному току.

По ТЗ предполагается самостоятельный выбор способа связи с антенной. Наиболее реально предположить, что передача энергии от передатчика к антенне будет осуществляться по коаксиальному кабелю. Для используемой рабочей частоты подойдет только такой вид фидера: частота слишком высока, чтобы передавать колебания по обычной двухпроводной линии (вследствие больших потерь) и недостаточна для передачи энергии по волноводу (из-за невозможности реализации низкочастотного волноводного тракта, в связи с наличием критической длины волны в волноводной). Выберем для использования одну из распространенных марок коаксиального кабеля – РК-50. Этот кабель имеет волновое сопротивление 50 Ом. Для полной отдачи энергии в антенну необходимо согласование волнового сопротивления фидера с входным сопротивлением излучателя, иначе в подводящем тракте возможно появление, наряду с падающей волной, волны отраженной от входа антенны, что может привести к уменьшению суммарной амплитуды колебаний в излучателе. Согласование означает равенство активного сопротивления антенны волновому сопротивлению используемого кабеля. При этом реактивное сопротивление антенны должно отсутствовать. Из сказанного следует – сопротивление нагрузки каскада равно 50 Ом.

1.2 Предварительные расчеты

От описания структурной схемы необходимо перейти к предварительным расчетам, которые потребуются при дальнейшем проектировании.

Исходя из заданной длины волны определяется частота выходных колебаний (частоту несущей) [1, 2]:

$$f_0 = \frac{c}{\lambda} = \frac{3 \cdot 10^8}{5,5 \text{ [м]}} = 54,54 \text{ МГц.}$$

Считая, что по техническому заданию дана средняя излучаемая в пространство мощность, необходимо определить мощность на выходе в режиме молчания. Известно, что мощность в режиме молчания отличается от средней мощности, т. к. в среднем имеется непрерывная модуляция с некоторым среднестатистическим коэффициентом модуляции, который, согласно [1], рекомендуется брать равным 0,3–0,4.

$$P_{\text{вых н}} = \frac{P_{\text{вых ср}}}{1 + \frac{m_{\text{CP}}^2}{2}} = \frac{70}{1 + \frac{0,4^2}{2}} = 64,8 \text{ Вт.}$$

Тогда максимальная (пиковая) мощность, которая должна излучаться в пространство:

$$P_{\text{вых max}} = P_{\text{вых н}} \cdot (1 + m_{\text{max}})^2 = 64,8 \cdot (1 + 0,8)^2 = 210 \text{ Вт.}$$

В связи с тем что полученная от оконечного каскада передатчика мощность не вся дойдет до антенны, так как имеются затухания в нагрузочном контуре каскада и в фидере (подводящей линии), требование к максимальной выходной мощности оконечного каскада следует усилить, учитывая вышеназванные потери. Итак, максимальная мощность, требуемая от оконечного каскада радиопередатчика с учетом затухания:

$$P_{1 \text{ max}} = \frac{P_{\text{вых max}} \cdot K_{\text{пз}}}{\eta_{\text{к}} \cdot \eta_{\text{ф}}} = \frac{210 \cdot 1,2}{0,95 \cdot 0,9} = 294,7 \text{ Вт,} \quad (1.1)$$

где $K_{\text{пз}} = 1,2$ – коэффициент производственного запаса,

$P_{\text{вых max}}$ – заданная максимальная мощность в антенне,

η_k, η_f – к.п.д. контура и фидера соответственно.

В [1] рекомендуется на этапе предварительного составления структурной схемы распределить усиление по каскадам для определения оптимального числа каскадов усиления с целью обеспечения требуемой мощности в антенне при определенной малой мощности задающего автогенератора. Однако точное число каскадов окажется известно лишь после точного расчета коэффициента усиления каждого из них. Поэтому в данной работе предварительное распределение усиления по каскадам производится не будет, а будет выдержана следующая методика: после точного расчета коэффициентов усиления по мощности окончного каскада, модулируемого каскада и умножителя частоты, станет известно, потребуется ли еще один каскад усиления мощности или нет. Если мощность возбуждения умножителя будет превышать рекомендуемую выходную мощность задающего автогенератора, необходимо будет ввести еще один резонансный усилительный каскад между модулируемым каскадом и умножителем частоты, после чего потребуется произвести перерасчет всего умножителя частоты.

На этом этап выбора структуры радиопередатчика заканчивается. Структурная схема передатчика приведена на рисунке 1.1.

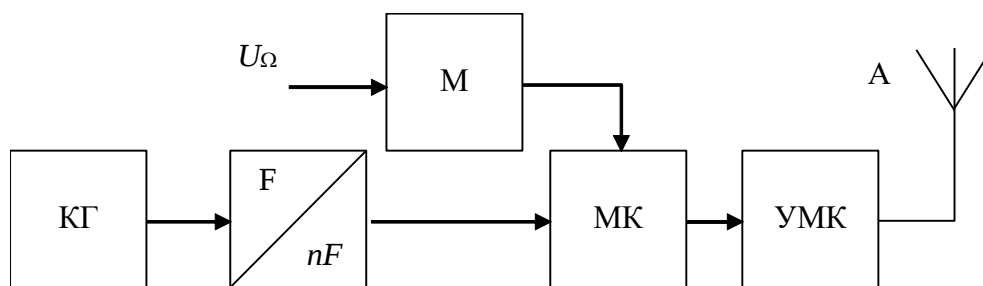


Рис. 1.1 – Структурная схема передатчика.

КГ – кварцевый автогенератор, МК – модулируемый каскад,
 nF – умножитель частоты, УМК – усилитель модулированных колебаний,
 М – модулятор, А – антенна, U_Ω – информационный сигнал

2 РАСЧЕТ ОКОНЕЧНОГО КАСКАДА

2.1 Принцип работы усилителя модулированных колебаний и предварительные расчеты

Оконечный каскад представляет собой транзисторный резонансный усилитель мощности высокой частоты, собранный по схеме с общим эмиттером.

Как было сказано в п. 1, чтобы достичь требуемого коэффициента модуляции, необходимо после базовой модуляции в предоконечном каскаде осуществить дополнительную модуляцию в оконечном каскаде, являющемся не просто усилителем высокочастотных колебаний, а усилителем модулированных колебаний (УМК). Режим усиления модулированных колебаний можно рассматривать как один из методов модуляции, где модулирующим фактором является напряжение возбуждения. При изменении напряжения возбуждения меняется амплитуда и угол отсечки импульса коллекторного тока так же, как при изменении напряжения смещения, что делает этот вид модуляции похожим на модуляцию смещением. Энергетические соотношения в режиме усиления модулированных колебаний такие же, как при модуляции смещением, поскольку активный элемент работает в недонапряженном режиме, поэтому транзистор выбирается с номинальной мощностью, не меньшей мощности в максимальном режиме. Особенности усилителя модулированных колебаний по сравнению с каскадом обычного генератора с внешним возбуждением заключаются в выборе базового смещения. При $E_6 = E'_6$ угол отсечки коллекторного тока равен 90° и не меняется при изменении амплитуды возбуждения. СМХ при этом представляет собой прямую линию, проходящую через начало координат. В этом случае происходит линейное усиление модулированных колебаний, причем глубина модуляции на выходе такая же, как на входе.

При выборе отличного от E'_6 смещения угол отсечки коллекторного тока изменяется в процессе модуляции. СМХ в этом случае в первом приближении может быть представлена прямой линией, сдвинутой относительно начала координат вправо. При этом глубина модуляции на выходе получается большей, чем на входе, т. е. такой режим позволяет осуществить углубление модуляции, что и требуется в нашем случае. Если глубина модуляции на входе $m_{\text{вх}}$, а на выходе требуется $m_{\text{вых}} > m_{\text{вх}}$, то угол отсечки коллекторного тока для максимального режима можно вычислить по формуле [2–4]:

$$\theta_{k \text{ max}} = \arccos \left(\frac{m_{\text{вых}} - m_{\text{вх}}}{m_{\text{вых}} \cdot (1 + m_{\text{вх}})} \right) = \arccos \left(\frac{0,8 - 0,6}{0,8 \cdot (1 + 0,6)} \right) = 81^\circ.$$

Данный угол отсечки следует использовать при дальнейших расчетах УМК на максимальную мощность.

2.2 Выбор транзистора

Электрический расчет УМК начнем с выбора транзистора. Как было сказано выше, он должен обеспечивать номинальную мощность на выходе, не меньшую чем мощность в максимальном режиме, т. е. 295 Вт (1.1). Исходя из максимальной мощности, а также рабочей частоты усиливаемых колебаний по [5] подбираем усилительный элемент. По всем параметрам нам для данного каскада подходит высокочастотный транзистор большой мощности структуры $n-p-n$ КТ9131А. Также могут подходить и другие транзисторы, например 2Т980А. Однако данный транзистор обладает недостаточно малым сопротивлением насыщения, из-за чего невозможно при требуемой выходной мощности обеспечить критический режим работы. Приведем требуемые для дальнейших расчетов усредненные характеристики выбранного транзистора, взятые из [5]:

- максимальный постоянный ток коллектора..... $I_{k \text{ max}} = 23 \text{ A}$;
- максимальный ток коллектора в импульсе..... $I_{k \text{ и max}} = 30 \text{ A}$;
- максимальное напряжение коллекторного перехода... $U_{kз \text{ доп}} = 100 \text{ В}$;

- максимальная средняя мощность на коллекторе..... $P_{\text{к ср}} = 400$ Вт;
- предельная частота коэффициента передачи тока
в схеме с ОЭ..... $f_T = 170$ МГц;
- емкость коллекторного перехода при напряжении
на нем..... $U_{C_{\text{к0}}} = 50$ В $C_{\text{к0}} = 800$ пФ;
- статический коэффициент передачи тока в схеме с ОЭ... $\beta_0 = (10 \div 60)$;
- высокочастотное сопротивление насыщения..... $r_{\text{нас}} = 0,08$ Ом;
- сопротивление базы..... $r'_b = 0,52$ Ом.

Нужно заметить, что следует отличать понятия предельной частоты f_T , коэффициента передачи по току в схеме с ОЭ и граничной частоты $f_{h_{21\beta}}$, коэффициента передачи по току в схеме с ОЭ, которые описаны в [3] или [5].

Предельная частота коэффициента передачи по току в схеме с ОЭ определяется значением частоты, при которой $|h_{21\beta}| = 1$, а граничная частота коэффициента передачи по току в схеме с ОЭ определяется значением частоты, при которой коэффициент усиления по току уменьшился в 1,41 раза по сравнению с его значением, измеренным на низкой частоте. В справочниках, в основном, приводится значение f_T .

Как видно, у транзисторов одной марки имеется большой разброс параметров, особенно это касается статического коэффициента передачи тока в схеме с ОЭ. Для дальнейших расчетов требуется выбрать из указанного в справочнике диапазона возможных коэффициентов передачи один и принять его за средний. В [2] рекомендуется следующая формула:

$$\beta_0 = \sqrt{\beta_{0 \min} \cdot \beta_{0 \max}} = \sqrt{10 \cdot 60} \approx 25 \text{ раз.}$$

2.3 Принципы расчета каскада на максимальную мощность

Как следует из теории, при использовании каскада на транзисторе, включенном по схеме с ОЭ, с обычной резистивной коллекторной нагрузкой, теоретически возможно получение максимального КПД 25%. При

использовании в качестве коллекторной нагрузки дросселя – 50%; а при использовании колебательного контура теоретически возможно получение к.п.д. до 100%. Именно поэтому при разработке данного радиопередатчика в качестве коллекторной нагрузки транзистора выбран колебательный контур, являющийся цепью согласования. Под согласованием понимается трансформация входного сопротивления последующего каскада в критическое сопротивление нагрузки. Такая трансформация очень важна, т. к. наилучшие электрические параметры каскада оказываются именно в критическом режиме работы. При этом амплитуда выходного напряжения и тока, а следовательно и выходная мощность, оказываются максимально возможными, а мощность, рассеиваемая на коллекторе, минимизируется. Таким образом, к.п.д. каскада в критическом режиме оказывается близким к максимальному значению. Это значит, что разогрев транзистора и затраты энергии источника питания уменьшаются до возможно малого значения. Критический режим работы достигается специальным выбором амплитуды переменного напряжения и импульса тока на коллекторе транзистора, исходя из имеющегося сопротивления насыщения усилительного элемента, выбранного напряжения коллекторного питания и заданной выходной мощностью. Критический режим обеспечивается, если на семействе выходных характеристик используемого транзистора точка пересечения линии критического режима и линии, соответствующей сопротивлению коллекторной нагрузки, соответствуют амплитуде выходного напряжения и импульса тока на коллекторе. Кроме того, при выбранных значениях амплитуд должна обеспечиваться и требуемая выходная мощность.

2.4 Вопросы теории электрического расчета цепи базы

Как известно, на высоких частотах, близких к предельной частоте f_T , транзистор обладает значительной инерционностью, которую нельзя не учитывать при расчетах. Конструируемый передатчик как раз использует

транзисторы на пределе их частотных возможностей. Упрощенная эквивалентная схема транзистора на высокой частоте без учета индуктивностей выводов приведена на рисунке 2.1.

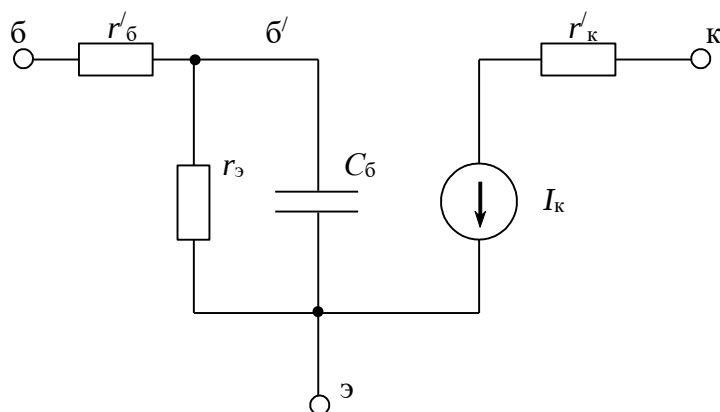


Рис. 2.1 – Эквивалентная схема транзистора

Согласно эквивалентной схеме справедлива следующая аппроксимирующая функция проходной характеристики усилительного каскада:

$$i_k(\omega_0 \cdot t) = S_{\text{эф}} \cdot U_{\text{мб}} (\cos(\omega_0 \cdot t - \tau_m) - \cos(\theta_{\text{вч}})), \quad (2.1)$$

где $S_{\text{эф}}$ – эффективная крутизна транзистора на высокой частоте;

i_k – мгновенное значение коллекторного тока.

Фактически на высокой частоте форма импульсов тока коллектора не совпадает с формой импульсов тока базы. Если импульсы тока базы считать косинусоидальными, то на коллекторе форма импульсов тока «размывается», а максимум мгновенного значения тока этого «размытия» смещается вправо по оси времени (запаздывает). Такие искаженные импульсы тока коллектора затрудняют анализ работы транзистора на высоких частотах. Для упрощения анализа вводится аппроксимирующая функция (2.1). Исходя из этой функции форма импульсов тока коллектора принимается косинусоидальной, однако импульсы имеют некоторый другой, высокочастотный угол отсечки $\theta_{\text{вч}}$, больший, чем исходный низкочастотный

на базе, и запаздывают по фазе. Высокочастотный угол отсечки в градусах приблизительно определяется следующим выражением:

$$\theta_{вч}^{\circ} = \theta_6^{\circ} + 0,5 \cdot \varphi_{др}^{\circ}, \quad (2.2)$$

где $\varphi_{др}^{\circ} = 57^{\circ} \cdot f_0 / f_T$ – угол дрейфа в градусах.

Низкочастотный угол отсечки – это и есть угол отсечки импульсов тока базы, т. к. следует считать, что даже на высокой частоте форма импульсов тока базы остается гармонической с неизменным от частоты углом отсечки, хотя и появляется некоторый сдвиг фаз между входным током и входным напряжением за счет наличия входной емкости $C_{бэ}$. На высокой частоте, стремящейся к предельной, этот сдвиг фаз приближается к 90° , что и происходит в любом конденсаторе.

Из формулы (2.1) можно найти необходимую амплитуду напряжения на базе транзистора, приравняв мгновенный ток коллектора его максимальному уровню в момент времени t , когда $\cos(\theta_k)$ принимает значение 1:

$$U_{мб} = \frac{I_{мк}}{S_{эф} \cdot (1 - \cos(\theta))}, \quad (2.3)$$

где $I_{мк}$ – амплитуда (высота) импульсов коллекторного тока.

В формуле (2.3) используется значение угла отсечки импульсов коллекторного тока θ_k° . Это и есть высокочастотный угол отсечки аппроксимированного импульса коллекторного тока, а угол отсечки импульсов вызвавшего его базового тока определяется по формуле, обратной (2.2):

$$\theta_6^{\circ} = \theta_k^{\circ} - 0,5 \cdot \varphi_{др}^{\circ}. \quad (2.4)$$

Требуемое напряжение смещения на базе для обеспечения нужного угла отсечки импульсов тока базы получается из формулы для определения угла отсечки:

$$\cos(\theta_6^{\circ}) = \frac{E_6' - E_6}{U_{мб}}.$$

Тогда

$$E_{\text{б}} = E'_{\text{б}} - U_{\text{мб}} \cdot \cos(\theta_{\text{б}}^{\circ}), \quad (2.5)$$

где $E'_{\text{б}} = 0,7$ В – напряжение отсечки коллекторного тока на проходной ВАХ транзистора при кусочно-линейной аппроксимации. Для германиевых транзисторов это значение равно 0,3 В, а для кремниевых – 0,7 В.

В [1] рекомендуется применять другую формулу:

$$E_{\text{б}} = E'_{\text{б}} - U_{\text{мб}} \cdot \cos(\theta_{\text{б}}^{\circ}) + I_{\text{б0}} \cdot r'_{\text{б}}.$$

В этой формуле учитывается падение напряжения на внутреннем сопротивлении транзистора $r'_{\text{б}}$. Таким образом, считается, что необходимо обеспечить требуемый низкочастотный угол отсечки $\theta_{\text{б}}$ не снаружи, на входе транзистора, на выводе базы, а внутри его – в точке б' (рис. 2.1). Тогда угол отсечки импульсов тока на выводе базы окажется отличным (большим) от угла отсечки импульсов тока во внутренней точке б'. Но эта точка и вывод базы – это, фактически, одна ветвь, а ток ветви в любом ее сечении – одинаков. Более того, если учитывается падение постоянного напряжения на сопротивлении транзистора $r'_{\text{б}}$ за счет протекания постоянной составляющей тока базы, то почему не учитывается падение переменного напряжения за счет протекания переменной составляющей тока. В этом случае в последней формуле амплитуду напряжения на входе $U_{\text{мб}}$ пришлось бы взять завышенной с учетом падения части переменного напряжения на резисторе $r'_{\text{б}}$, а это бы привело к получению такого же угла отсечки на выводе базы, как и внутри транзистора. Поскольку известна амплитуда переменного напряжения непосредственно на входе транзистора (т. к. в формулу (2.3) подставляют вместо эффективной крутизны усиления высокочастотное значение параметра Y_{21} справедливое для входа транзистора, а не для его внутренней точки $r'_{\text{б}}$), то следует пользоваться именно формулой (2.5).

2.5 Энергетический расчет каскада на максимальную мощность

Поскольку данный каскад является усилителем модулированных колебаний, то и мощность на выходе будет принимать различные значения в пределах от минимального до максимального. Чтобы усилительный каскад не вышел из строя при больших мгновенных значениях выходной мощности, его расчет следует производить именно на максимально возможную, а не на среднюю мощность.

Рассматривается непосредственно энергетический расчет.

Исходные данные для расчета:

- полезная мощность, генерируемая транзистором $P_1 = 295$ Вт;
- рабочая частота $f_0 = 55$ МГц;
- сопротивление нагрузки $R_n = 50$ Ом.

В силу того что оконечный каскад является УМК, для него следует выбрать угол отсечки коллекторного тока не 90° , а значение, посчитанное выше, т. е. 81° . Для данного угла отсечки подсчитываются величины коэффициентов Берга $\alpha_0(\theta)$, $\alpha_1(\theta)$ и $\alpha_2(\theta)$ по следующим формулам (угол отсечки должен быть выражен в радианах: $81^\circ = 1,41$ рад):

$$\alpha_0(\theta) = \frac{\sin(\theta) - \theta \cdot \cos(\theta)}{\pi \cdot (1 - \cos(\theta))} = \frac{\sin(1,41) - 1,41 \cdot \cos(1,41)}{\pi \cdot (1 - \cos(1,41))} = 0,28;$$

$$\alpha_1(\theta) = \frac{\theta - \sin(\theta) \cdot \cos(\theta)}{\pi \cdot (1 - \cos(\theta))} = \frac{1,41 - \sin(1,41) \cdot \cos(1,41)}{\pi \cdot (1 - \cos(1,41))} = 0,47;$$

$$\begin{aligned} \alpha_n(\theta) \Big|_{n \geq 2} &= \frac{2 \cdot (\sin(n\theta) \cdot \cos(\theta) - n \cdot \sin(\theta) \cdot \cos(n\theta))}{\pi \cdot (1 - \cos(\theta)) \cdot n \cdot (n^2 - 1)} = \\ &= \frac{2 \cdot (\sin(2 \cdot 1,41) \cdot \cos(1,41) - 2 \cdot \sin(1,41) \cdot \cos(2 \cdot 1,41))}{\pi \cdot (1 - \cos(1,41)) \cdot 2 \cdot (2^2 - 1)} = 0,24. \end{aligned}$$

Производится предварительный расчет амплитуды переменного напряжения на коллекторе [1]:

$$U'_{mk} = \frac{U_{кз доп}}{4} \cdot \left[1 + \sqrt{1 - \frac{32}{\alpha_1(\theta_k)} \cdot \frac{r_{нас}}{U_{кз доп}^2} \cdot P_1} \right] = \frac{100}{4} \cdot \left[1 + \sqrt{1 - \frac{32}{0,47} \cdot \frac{0,08}{100^2} \cdot 295} \right] \approx 48 \text{ В.}$$

Тогда максимально возможное напряжение коллекторного питания:

$$E'_k = U_{кз доп} - U'_{mk} = 100 - 48 = 52 \text{ В.}$$

Выбирается в качестве напряжения источника коллекторного питания E_k значение из стандартного ряда, удовлетворяющее условию:

$$E_k \leq E'_k.$$

Стандартный ряд значений напряжений источника питания имеет в своем составе следующие величины: 3; 4; 5; 6; 6,3; 9; 12; 12,6; 15; 20; 24; 27; 30; 40; 48; 60 В. Итак, пусть $E_k = 48 \text{ В}$.

Проверку на допустимое напряжение коллекторного перехода дополнительно проводить не требуется, т. к. условие $E_k \leq E'_k$ уже предотвращает превышение допустимого предела напряжения на коллекторе. Это связано с тем, что при предварительном расчете амплитуды колебаний напряжения на коллекторе учитывается соответствующий допустимый параметр.

Для выбранного напряжения коллекторного питания окончательного каскада уточняется значение амплитуды переменного напряжения на коллекторе [1]:

$$U_{mk} = \frac{E_k}{2} \cdot \left[1 + \sqrt{1 - \frac{8}{\alpha_1(\theta_k)} \cdot \frac{r_{нас}}{E_k^2} \cdot P_1} \right] = \frac{48}{2} \cdot \left[1 + \sqrt{1 - \frac{8}{0,47} \cdot \frac{0,08}{48^2} \cdot 295} \right] = 45,83 \text{ В.}$$

Остаточное напряжение на коллекторе:

$$e_{k \min} = E_k - U_{mk} = 48 - 45,83 = 2,17 \text{ В.}$$

Амплитуда импульса коллекторного тока определяется выражением:

$$I_{mk} = e_{k \min} / r_{нас} = 2,17 / 0,08 = 27,12 \text{ А.}$$

Как видно из последней формулы, величина импульса тока коллектора не превышает максимально допустимого значения.

Постоянная составляющая тока коллектора:

$$I_{к0} = \alpha_0(\theta_к) \cdot I_{mk} = 0,28 \cdot 27,12 = 7,56 \text{ А.}$$

Величину постоянной составляющей тока эмиттера определяют с учетом известного соотношения: ток эмиттера – это сумма тока коллектора и базы. Последний ток в β раз меньше коллекторного тока. Тогда:

$$I_{э0} = I_{к0} \cdot \left(1 + \frac{1}{\beta_0}\right) = 7,56 \cdot \left(1 + \frac{1}{25}\right) = 7,86 \text{ А.}$$

Известно, что емкость коллектор-база транзистора, зависит от приложенного между коллектором и базой напряжения и может быть рассчитана по формуле:

$$C_k = C_{к0} \cdot \sqrt{\frac{U_{Cк0}}{E_k}} = 800 \cdot 10^{-12} \cdot \sqrt{\frac{50}{48}} = 816,5 \cdot 10^{-12} \text{ Ф.}$$

Далее производится расчет высокочастотных Y -параметров транзистора на рабочей частоте:

$$h = 1 + \frac{40 \cdot I_{э0} \cdot r_6}{\beta_0} = 1 + \frac{40 \cdot 7,86 \cdot 0,5}{25} = 7,51,$$

$$M = 40 \cdot I_{э0} \cdot \frac{r_6}{h} = 40 \cdot 7,86 \cdot \frac{0,52}{7,51} = 21,67,$$

$$\varepsilon_f = \frac{f_0}{f_t} = \frac{55 \cdot 10^6}{170 \cdot 10^6} = 0,32,$$

$$\mu^2 = 1 + \varepsilon_f^2 \cdot M^2 = 1 + 0,32^2 \cdot 21,67^2 = 49,36,$$

$$\begin{aligned} Y_{11} &= \frac{40 \cdot I_{э0}}{\mu^2 \cdot h} \cdot \left[\frac{1}{\beta_0} + \varepsilon_f^2 \cdot M + i \cdot \varepsilon_f \cdot \left(1 - \frac{M}{\beta_0}\right) \right] = \\ &= \frac{40 \cdot 7,86}{49,36 \cdot 7,51} \cdot \left[\frac{1}{25} + 0,32^2 \cdot 21,67 + i \cdot 0,32 \cdot \left(1 - \frac{21,67}{25}\right) \right] = 1,99 + 0,03 \cdot i \text{ См,} \end{aligned}$$

$$\text{Re}(Y_{11}) = 1,99 \text{ См,}$$

$$Y_{21} = \frac{40 \cdot I_{э0}}{\mu^2 \cdot h} (1 - i \cdot \varepsilon_f \cdot M) = \frac{40 \cdot 8,14}{49,36 \cdot 7,51} (1 - i \cdot 0,32 \cdot 21,67) = 0,87 - 6,10 \cdot i \text{ См,}$$

$$\begin{aligned}
Y_{22} &= \frac{0,4 \cdot \varepsilon_f \cdot M^2 \cdot \omega_0 \cdot C_k}{\mu^2 \cdot h} + i \cdot \omega_0 \cdot C_k \cdot \left(1 + 0,4 \cdot \frac{M}{\mu^2}\right) = \\
&= \frac{0,4 \cdot 0,32 \cdot 21,67^2 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 55 \cdot 10^6 \cdot 816,5 \cdot 10^{-12}}{49,36 \cdot 7,51} + \\
&+ i \cdot 2 \cdot \pi \cdot 55 \cdot 10^6 \cdot 816,5 \cdot 10^{-12} \cdot \left(1 + 0,4 \cdot \frac{21,67}{49,36}\right) = 0,04 + 0,32i \text{ См}, \\
\operatorname{Re}(Y_{22}) &= 0,04 \text{ См}.
\end{aligned}$$

Активная составляющая выходного сопротивления транзистора:

$$R'_{22} = \frac{\alpha_1(\theta_k)}{\alpha_0(\theta_k) \cdot \operatorname{Re}(Y_{22})} = \frac{0,47}{0,28 \cdot 0,04} = 36,11 \text{ Ом}.$$

Первая гармоника коллекторного тока, генерируемая транзистором, определяется выражением:

$$I_{k1} = \alpha_1(\theta_k) \cdot I_{mk} = 0,475 \cdot 27,12 = 12,86 \text{ А}.$$

Если считать, что действующее значение тока первой гармоники меньше своего амплитудного значения на величину $\sqrt{2}$, то, как видно из последней формулы, эта величина не превышает максимально допустимого значения постоянного тока коллектора.

Первая гармоника коллекторного тока, протекающая через выходное сопротивление транзистора:

$$I'_{k1} = U_{mk} / R'_{22} = 45,8 / 36,11 = 1,26 \text{ А}. \quad (2.6)$$

Первая гармоника коллекторного тока, протекающая через нагрузочный контур:

$$I''_{k1} = I_{k1} - I'_{k1} = 12,86 - 1,26 = 11,60 \text{ А}. \quad (2.7)$$

Оптимальное сопротивление нагрузки идеального транзистора, обеспечивающее критический режим:

$$R_{\text{ое кр}} = U_{mk} / I_{k1} = 45,83 / 12,86 = 3,56 \text{ Ом}.$$

Употребляется выражение «идеальный транзистор», т. к. по формуле для U_{mk} амплитуда переменного напряжения на коллекторе и амплитуда

импульса тока рассчитываются для критического режима именно идеального транзистора без учета потерь на выходном сопротивлении R_{22} .

Это связано с тем, что на начальном этапе энергетического расчета каскада точное значение этого сопротивления неизвестно, т. к. Y -параметры транзистора рассчитываются позже определения амплитуды переменного напряжения на коллекторе, амплитуды импульса тока коллектора, постоянной составляющей тока коллектора и, наконец, постоянной составляющей тока эмиттера, поскольку на основе последней и определяются Y -параметры.

Следовательно, при расчете по формуле для U_{mk} не учитывается и мощность потерь, выделяющаяся на сопротивлении R_{22} . Чтобы все-таки обеспечить требуемую выходную мощность и учесть потери на выходном сопротивлении транзистора, в выражение (1.1) вводится коэффициент производственного запаса $K_{пз}$.

Поскольку выходное сопротивление транзистора оказывается включенным параллельно входному сопротивлению контура, то для нахождения требуемой входной проводимости цепи согласования из требуемой критической проводимости нагрузки следует вычесть выходную проводимость транзистора.

На основе вышесказанного определяется входное сопротивление нагрузочного контура, необходимое для обеспечения критического режима:

$$R_{вх\ к} = U_{mk} / I''_к = 45,83 / 11,60 = 3,95 \text{ Ом.} \quad (2.8)$$

Потребляемая мощность:

$$P_0 = I_{к0} \cdot E_k = 7,56 \cdot 48 = 362,88 \text{ Вт.}$$

Мощность переменного тока, поступающая в нагрузочный контур:

$$P'_1 = \frac{1}{2} \cdot U_{mk} \cdot I''_{к1} = \frac{1}{2} \cdot 45,83 \cdot 11,60 = 265,80 \text{ Вт.}$$

Таким образом, в нагрузочный контур поступает не вся генерируемая транзистором мощность P_1 , а лишь ее часть P'_1 , причем разность $P_1 - P'_1$ составляют высокочастотные потери в транзисторе за счет наличия паразитного сопротивления R'_{22} . Эти потери снижают к.п.д. генератора с внешним возбуждением и ухудшают тепловой режим работы транзистора.

К.п.д. генератора (без учета потерь в нагрузочном контуре):

$$\eta = \frac{P'_1}{P_0} = \frac{265,80}{362,88} = 0,7 \cdot 100\% = 70\%.$$

Мощность, рассеиваемая на коллекторе транзистора:

$$P_k = P_0 - P'_1 = 362,88 - 265,80 = 97,08 \text{ Вт.}$$

Далее необходимо перейти к энергетическому расчету цепей эмиттера и базы.

Угол дрейфа на рабочей частоте:

$$\varphi_{др} = \frac{f_0}{f_T} = \frac{55 \cdot 10^6}{170 \cdot 10^6} = 0,32 \text{ рад.} \quad (2.9)$$

Угол отсечки импульсов базового тока имеет следующее значение:

$$\theta_6 = \theta_k - 0,5 \cdot \varphi_{др} = 1,41 - 0,5 \cdot 0,32 = 1,25 \text{ рад.}$$

Для полученного угла отсечки импульсов тока базы определяются значения $\alpha_0(\theta_6) = 0,25$ и $\alpha_1(\theta_6) = 0,44$.

Модуль комплексной крутизны на рабочей частоте:

$$|Y_{21}| = \sqrt{\text{Re}^2(Y_{21}) + \text{Im}^2(Y_{21})} = \sqrt{0,87^2 + 6,10^2} = 6,17 \text{ См.}$$

Амплитуда напряжения возбуждения на рабочей частоте:

$$U_{m6} = \frac{I_{mk}}{|Y_{21}| \cdot (1 - \cos(\theta_k))} = \frac{27,12}{6,17 \cdot (1 - \cos(1,41))} = 5,19 \text{ В.} \quad (2.10)$$

Постоянная составляющая тока базы:

$$I_{60} = \frac{I_{k0}}{\beta_0} = \frac{7,56}{25} = 0,30 \text{ А.}$$

Напряжение смещения, обеспечивающее требуемый угол отсечки тока базы, для $n-p-n$ -транзистора, согласно формуле (2.5), имеет следующее значение:

$$E_6 = 0,7 - 5,19 \cdot \cos(1,25) = -0,92 \text{ В.} \quad (2.11)$$

Активная составляющая входного сопротивления транзистора на рабочей частоте:

$$R_{\text{вх}} = \frac{\alpha_1(\theta_6)}{\alpha_0(\theta_6) \cdot \operatorname{Re}(Y_{11})} = \frac{0,44}{0,25 \cdot 1,99} = 0,85 \text{ Ом,}$$

где $\operatorname{Re}(Y_{11})$ – действительная часть входной проводимости транзистора.

Мощность возбуждения на рабочей частоте без учета потерь во входном согласующем контуре (эти потери будут учтены при расчете модулируемого каскада):

$$P_{\text{возб}} = \frac{0,5 \cdot U_{\text{мб}}^2}{R_{\text{вх}}} = \frac{0,5 \cdot 5,19^2}{0,85} = 15,84 \text{ Вт.} \quad (2.12)$$

Коэффициент усиления по мощности на рабочей частоте без учета потерь во входном и выходном согласующих контурах:

$$K_p = \frac{P_1}{P_{\text{возб}}} = \frac{295}{15,84} = 18,62. \quad (2.13)$$

Общая мощность, рассеиваемая транзистором, определяется выражением:

$$P_{\text{тр}} = P_{\text{к}} + P_{\text{возб}} = 97,08 + 15,84 = 112,92 \text{ Вт.}$$

Как видно из последней формулы, мощность, рассеиваемая транзистором, не превышает максимально допустимого значения.

2.6 Электрический расчет нагрузочной системы выходного каскада

Назначение нагрузочной системы – фильтрация высших гармоник и согласование транзистора с нагрузкой.

Для обеспечения фильтрации высших гармоник нагрузочная система настраивается на частоту нужной гармоники сигнала.

Настроенная в резонанс с требуемой гармоникой нагрузочная система обладает чисто активным сопротивлением. Согласование нагрузки заключается в том, чтобы, подключив нагрузочную систему к транзистору и нагрузке, обеспечить оптимальное (критическое) сопротивление нагрузки транзистора $R_{\text{ое кр}}$.

При согласовании не должно нарушаться условие резонанса, должен обеспечиваться по возможности большой к.п.д. нагрузочной системы, добротность нагрузочной системы должна оставаться достаточно высокой для сохранения хорошей фильтрации высших гармонических составляющих.

В узкополосных усилителях мощности на транзисторах широкое применение получил П-образный контур, принципиальная схема которого изображена на рисунке 2.2 (упрощенная схема на рисунке 2.3).

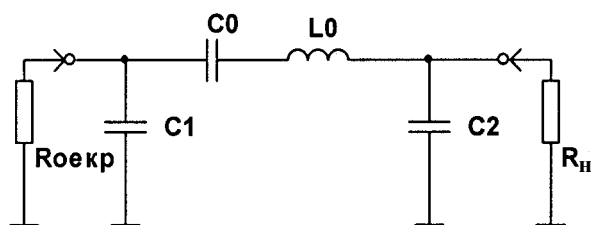


Рис. 2.2 – Схема П-контура

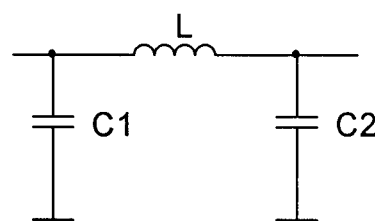


Рис. 2.3 – Упрощенная схема П-контура

Данная цепь согласования (ЦС) – параллельный колебательный контур с разделенными емкостями. Такое разделение и обеспечивает получение коэффициентов включения транзистора и нагрузки в контур, отличных от единицы. При определенном выборе коэффициентов включения осуществляется трансформация сопротивления нагрузки в оптимальное сопротивление для каскада.

Часто при расчетах величина индуктивности $L0$ оказывается невыполнимо малой. Поскольку L , $L0$, $C0$ находятся в соотношении:

$$X_L = X_{L0} - X_{C0}, \quad (2.14)$$

то при введении конденсатора $C0$ для постоянства величины эквивалентной индуктивности контура L необходимо увеличить значение индуктивности $L0$ (скомпенсировать отрицательную емкостную реактивность). Это при определенном соотношении между $C0$ и L приведет к реальности выполнения катушки индуктивности $L0$.

Порядок расчета П-контура следующий [1]:

Задается величина характеристического сопротивления контура:

$$\rho = 250 \text{ Ом}. \quad (2.15)$$

Определяется эквивалентная индуктивность контура L :

$$L = \frac{\rho}{2 \cdot \pi \cdot f_0} = \frac{250}{2 \cdot \pi \cdot 55 \cdot 10^6} = 7,29 \cdot 10^{-7} \text{ Гн}.$$

Определяется минимально требуемая индуктивность контура $L0'$:

$$L0' = \frac{\sqrt{R_{\text{вх к}} \cdot R_{\text{н}}}}{2 \cdot \pi \cdot f_0} = \frac{\sqrt{3,95 \cdot 50}}{2 \cdot \pi \cdot 55 \cdot 10^6} = 4,10 \cdot 10^{-8} \text{ Гн}.$$

Величина $L0$ принимается равной 1 мкГн из условий, что $L0 > L0'$ и $L0 > L$. Последнее условие следует из соотношения (2.14).

Определяется $C0$ также из выражения (2.14):

$$C0 = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot f_0^2 \cdot (L0 - L)} = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot (55 \cdot 10^6)^2 \cdot (10^{-6} - 7,29 \cdot 10^{-7})} = 31,47 \cdot 10^{-12} \text{ Ф}.$$

Определяется величина емкостей конденсаторов $C1$ и $C2$, исходя из требуемых коэффициентов включения для согласования нагрузки с транзистором:

$$\begin{aligned} C1 &= \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot f_0^2 \cdot L} \cdot \left[1 + \sqrt{\left(\frac{4 \cdot \pi^2 \cdot f_0^2 \cdot L^2}{R_{\text{вх к}} \cdot R_{\text{н}}} - 1 \right) \cdot \frac{R_{\text{н}}}{R_{\text{вх к}}}} \right] = \\ &= \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot (55 \cdot 10^6)^2 \cdot 7,29 \cdot 10^{-7}} \cdot \left[1 + \sqrt{\left(\frac{4 \cdot \pi^2 \cdot (55 \cdot 10^6)^2 \cdot (7,295 \cdot 10^{-7})^2}{3,95 \cdot 50} - 1 \right) \cdot \frac{50}{3,95}} \right] = \\ &= 748,4 \cdot 10^{-12} \text{ Ф}, \end{aligned}$$

$$C2 = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot f_0^2 \cdot L} \cdot \left[1 + \sqrt{\left(\frac{4 \cdot \pi^2 \cdot f_0^2 \cdot L^2}{R_{\text{вх к}} \cdot R_{\text{н}}} - 1 \right) \cdot \frac{R_{\text{вх к}}}{R_{\text{н}}}} \right] =$$

$$= \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot (55 \cdot 10^6)^2 \cdot 7,29 \cdot 10^{-7}} \cdot \left[1 + \sqrt{\left(\frac{4 \cdot \pi^2 \cdot (55 \cdot 10^6)^2 \cdot (7,29 \cdot 10^{-7})^2}{3,954 \cdot 50} - 1 \right) \cdot \frac{3,954}{50}} \right] =$$

$$= 69,94 \cdot 10^{-12} \text{ Ф},$$

Рассчитывается внесенное в контур сопротивление:

$$r_{\text{вн}} = \frac{R_{\text{н}}}{1 + \omega_0^2 \cdot R_{\text{н}}^2 \cdot C2^2} = \frac{50}{1 + (2 \cdot \pi \cdot 55 \cdot 10^6 \cdot 50 \cdot 69,94 \cdot 10^{-12})^2} = 20,52 \text{ Ом}.$$

Конечно, к внесенному в контур со стороны нагрузки сопротивлению следует добавить сопротивление, обусловленное выходной проводимостью транзистора, которое при представлении ее последовательным включением активной и емкостной составляющей определяется формулой:

$$r_{\text{вн22}} = \text{Re} \left(\frac{1}{Y_{22}} \right) = \text{Re} \left(\frac{1}{0,04 + 0,32i} \right) = 0,41 \text{ Ом}.$$

Однако, как видно из последнего выражения, полученное значение гораздо меньше сопротивления, вносимого нагрузкой, поэтому пренебрежение потерями со стороны транзистора не приведет к большой ошибке в расчетах. Определяется добротность нагруженного контура:

$$Q_{\text{н}} = \frac{\rho}{r_0 + r_{\text{вн}}} = \frac{250}{0,16 + 20,52} = 12,08,$$

где $r_0 = 0,16 \text{ Ом}$ – сопротивление собственных потерь в контуре.

В [1] рекомендуется принимать для этого параметра значения в пределах $1 \div 2 \text{ Ом}$, однако поскольку данная величина точно определяется в процессе конструктивного расчета контурной катушки индуктивности L_0 , сразу назначается для сопротивления потерь его фактическая величина, рассчитанная в выражении (2.15).

Рассчитывается фактический коэффициент фильтрации П-контура:

$$\Phi = Q_{\text{н}} \cdot (n^2 - 1) \cdot n = 12,08 \cdot (2^2 - 1) \cdot 2 = 72,49,$$

где n – порядок колебательной цепи. Для одиночного колебательного контура (однотактная схема) $n = 2$, для двухтактной схемы $n = 3$.

Такой коэффициент фильтрации обеспечивает уровень внеполосных излучений по второй гармонике, определяемый формулой, взятой из [3]:

$$P_{2\text{вых}} = P_{\text{вых ср}} \cdot \left(\frac{\alpha_2(\theta_k)}{\Phi \cdot \alpha_1(\theta_k)} \right)^2 = 70 \cdot \left(\frac{0,24}{72,49 \cdot 0,47} \right)^2 = 3,46 \text{ мВт.}$$

Как видно, внеполосные излучения проектируемого радиопередатчика не будут превышать нескольких милливатт (не были учтены высшие гармоники, однако их вклад крайне незначителен), что, по сравнению с полезной выходной мощностью 70 Вт, очень мало. Низкий уровень внеполосных излучений станет важным достоинством разрабатываемого изделия.

Для каскадов усиления модулированных колебаний и для модулируемых каскадов необходимо проверить нагрузочную систему на обеспечение требуемой полосы пропускания $2\Delta f$. Для АМ требуемая полоса пропускания равна удвоенной максимальной частоте модуляции:

$$2 \cdot \Delta f_{\text{тр}} = 2 \cdot F_{\text{в}} = 2 \cdot 3500 = 7 \text{ кГц.} \quad (2.16)$$

Определяется фактически получившаяся полоса пропускания:

$$2\Delta f = \frac{f_0}{Q_n} = \frac{55 \cdot 10^6}{12,06} = 4,52 \text{ МГц.} \quad (2.17)$$

Как видно при сравнении результатов вычислений по формулам (2.16) и (2.17), нагрузочный контур окончного каскада обеспечивает полосу пропускания гораздо более широкую, чем ширина спектра модулирующего сигнала. Это значит, что модулирующий сигнал, перенесенный на несущую частоту, при прохождении ЦС подвергнется минимальным линейным искажениям, что и требуется обеспечить.

2.7 Компенсация паразитной выходной емкости транзистора оконечного каскада

Как следует из принципов работы избирательных систем, для постоянства резонансной частоты выходную емкость транзистора требуется вычесть из емкости $C1$, а входную емкость последующего каскада (или емкость нагрузки) – из $C2$, т. е. паразитные емкости транзисторов (входная и выходная) входят в общую эквивалентную емкость колебательного контура ЦС и, следовательно, влияют на его резонансную частоту. Таким образом, фактические емкости $C1_{\text{ф}}$ и $C2_{\text{ф}}$, которые требуется впаять в схему, определяются выражениями:

$$C1_{\text{ф}} = C1 - C_{\text{вых пар}}, \quad (2.18)$$

$$C2_{\text{ф}} = C2 - C_{\text{вх пар}}. \quad (2.19)$$

Следует отметить, что рассчитанные Y -параметры определяют значения эквивалентной емкости и активного сопротивления при параллельном их включении (рис. 2.4), т. к. их проводимости складываются именно при параллельном включении. Для нахождения соответствующих величин при последовательном включении необходимо взять мнимую и действительную часть от комплексного числа, обратного соответствующему Y -параметру, т. е. перейти от проводимостей к сопротивлениям. При этом сумме мнимой и действительной части комплексного сопротивления будет соответствовать последовательное включение элементов (рис. 2.5). Аналогичные рисунки можно привести и для Y_{11} .

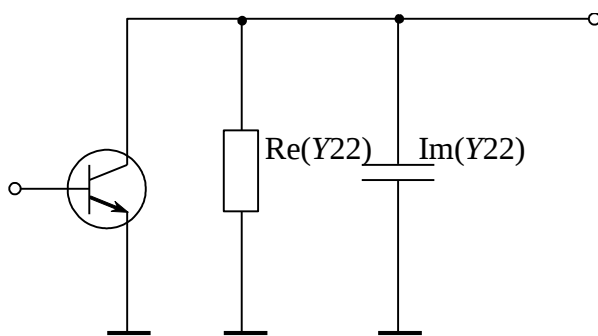


Рис. 2.4 – Эквивалентная схема 1

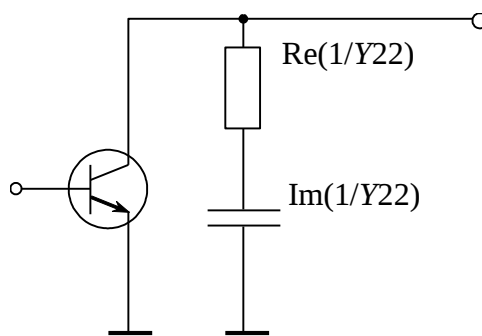


Рис. 2.5 – Эквивалентная схема 2

При параллельном и последовательном включении из соответствующих Y -параметров, рассчитанных выше, определяются входная и выходная емкости транзистора, используемого в данном каскаде усиления:

$$C_{\text{вых пар}} = \frac{\text{Im}(Y_{22})}{\omega_0} = \frac{0,32}{2 \cdot \pi \cdot 55 \cdot 10^6} = 959,9 \cdot 10^{-12} \text{ Ф};$$

$$C_{\text{вх пар}} = \frac{\text{Im}(Y_{11})}{\omega_0} = \frac{0,03}{2 \cdot \pi \cdot 55 \cdot 10^6} = 109,4 \cdot 10^{-12} \text{ Ф};$$

$$C_{\text{вых посл}} = \frac{1}{\omega_0 \cdot \left| \text{Im} \left(\frac{1}{Y_{22}} \right) \right|} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 55 \cdot 10^6 \cdot 2,98} = 978,3 \cdot 10^{-12} \text{ Ф};$$

$$C_{\text{вх посл}} = \frac{1}{\omega_0 \cdot \left| \text{Im} \left(\frac{1}{Y_{11}} \right) \right|} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 55 \cdot 10^6 \cdot 9,42 \cdot 10^{-3}} = 309,7 \cdot 10^{-9} \text{ Ф}.$$

В двух последних формулах знак модуля стоит из-за того, что в мнимой части комплексного сопротивления при емкостном его характере появляется знак минус.

Если при расчетах по формулам (2.18) и (2.19) значения емкостей оказались отрицательными, то это значит, что выходная емкость транзистора превышает емкость, требуемую для контура. Следовательно, просто уменьшением $C1_{\text{ф}}$ или $C2_{\text{ф}}$ невозможно скомпенсировать соответственно выходную емкость транзистора и емкость нагрузки. В этом случае конденсатор, например $C1$ (рис. 2.2), следует исключить вовсе, используя вместо него выходную емкость транзистора. Но она все равно велика, поэтому необходимо скомпенсировать ее значение, исходя из той же идеологии, для которой было записано выражение (2.18), последовательным подключением дополнительной катушки индуктивности $L_{\text{доп}}$.

Принципиальная схема получившейся цепи согласования, обобщенной на случай недостаточной величины $C1$ и $C2$ (выходная емкость

транзистора и емкость нагрузки больше расчетных $C1$ и $C2$ соответственно), приведена на рис. 2.6.

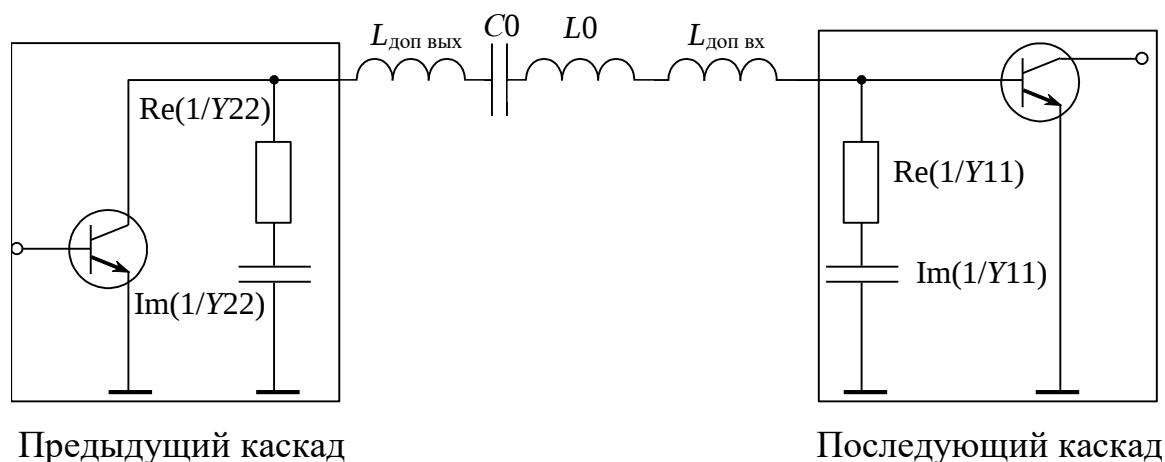


Рис. 2.6 – Схема цепи согласования

Разумеется, катушки $L_{\text{доп вых}}$, $L_{\text{доп вх}}$ и $L0$ отдельно реализовывать не придется, т. к. можно все их свести к катушке $L0$. Тогда фактическая величина индуктивности катушки $L0_{\text{ф}}$ может быть найдена по формуле:

$$L0_{\text{ф}} = L_{\text{доп вых}} + L_{\text{доп вх}} + L0. \quad (2.20)$$

При переходе к схеме на рисунке 2.6 необходимо также перейти и к представлению входного и выходного сопротивления транзисторов как последовательно соединенных активного сопротивления и паразитной емкости. Это обязательно, т. к. колебательный контур хотя и является параллельным по способу поступления и выхода энергии, однако образован последовательно включенными эквивалентной катушкой индуктивности $L_{\text{э}}$, эквивалентной емкостью $C_{\text{э}}$ и эквивалентным сопротивлением потерь r (рис. 2.7) (слово «контур» значит замкнутое последовательное соединение элементов).

При последовательном представлении шунтирующих элементов, кроме того, сразу определяется вносимое в контур со стороны входа и выхода активное сопротивление потерь. Именно к такому контуру сводится П-образная цепь согласования на рисунке 2.7.

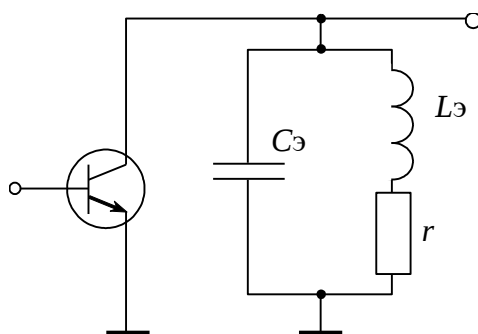


Рис. 2.7 – Схема параллельного контура

Таким образом, П-образный контур, помимо L_0 и C_0 , будут образовывать паразитные емкости $C_{\text{вых посл}}$ и $C_{\text{вх посл}}$.

Определение величины индуктивности $L_{\text{доп}}$. Необходимо учесть, что эта катушка должна компенсировать не всю, например, выходную емкость транзистора, а лишь ту ее часть, которая больше C_1 (результатирующая остаточная емкость должна равняться расчетной контурной емкости).

На основе вышеизложенного порядок определения $L_{\text{доп}}$ следующий:

– рассчитывается часть выходной проводимости, реактивную составляющую которой требуется скомпенсировать:

$$Y_{22\text{комп}} = \text{Re}(Y_{22}) + i \cdot (\text{Im}(Y_{22}) - \omega_0 \cdot C_1); \quad (2.21)$$

– определяется для последовательного представления активной и емкостной составляющей величина части паразитной выходной емкости, подлежащей компенсации:

$$C_{22\text{комп}} = \frac{1}{\omega_0 \cdot \left| \text{Im} \left(\frac{1}{Y_{22\text{комп}}} \right) \right|}; \quad (2.22)$$

– аналогично соотношению (2.18) находится величина компенсирующей индуктивности:

$$L_{\text{доп}} = \frac{1}{\omega_0^2 \cdot C_{22\text{комп}}}. \quad (2.23)$$

Такой же порядок расчета и дополнительной катушки индуктивности для компенсации части входной емкости последующего каскада (если это требуется).

Для окончного каскада проектируемого передатчика требуется введение катушки $L_{\text{доп}}$ со стороны выхода транзистора, поскольку он обладает чрезмерно большой выходной емкостью (как, впрочем, и емкостями между другими электродами). Это объясняется большими размерами транзистора, о чем еще будет сказано ниже.

Со стороны нагрузки цепи согласования окончного каскада подключен коаксиальный кабель, который, как было определено в подразделе (1.1), согласован с антенной. Следовательно, со стороны нагрузки никакой паразитной емкости, исходя из выражения (2.19), учитывать не придется, тогда $C2_{\text{ф}} = C2$.

На основе вышесказанного по формулам (2.21) – (2.23) производится расчет катушки $L_{\text{доп}}$ применительно к окончному каскаду данного радио-передатчика:

$$Y_{22\text{комп}} = 0,04 + i \cdot (0,32 - 2 \cdot \pi \cdot 55 \cdot 10^6 \cdot 748,4 \cdot 10^{-12}) = 0,04 + 0,07i \text{ См},$$

$$\frac{1}{Y_{22\text{комп}}} = \frac{1}{0,04 + 0,07i} = 6,21 - 9,89i \text{ Ом},$$

$$C_{22\text{комп}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 55 \cdot 10^6 \cdot 9,89} = 294,8 \cdot 10^{-12} \text{ Ф},$$

$$L_{\text{доп}} = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot 55 \cdot 10^6)^2 \cdot 294,8 \cdot 10^{-12}} = 28,88 \cdot 10^{-9} \text{ Гн}.$$

Как видно из последнего выражения, величина дополнительной индуктивности очень мала по сравнению с $L0$ (на два порядка, т. е. более чем в 100 раз), поэтому неиспользование формулы (2.20) не приведет к большим ошибкам в расчетах. Более точно выходную емкость транзистора можно будет скомпенсировать в процессе настройки готового изделия изменением емкости конденсатора $C0$, который будет дополнительным.

2.8 Конструктивный расчет элементов нагрузочной системы

В процессе конструктивного расчета нагрузочной системы необходимо определить размеры нестандартных деталей (катушка индуктивности L_0). В оконечном каскаде катушка индуктивности является наиболее нестандартной по сравнению с катушками нагрузочных систем других каскадов. Это связано с наибольшей требуемой мощностью, которую должна пропустить через себя цепь согласования оконечного каскада. Особенно это важно, если выходная мощность имеет большие значения (как в нашем случае). Изготовить катушку индуктивности на малую мощность можно многими различными и общеизвестными среди конструкторов РЭА и радиоинженеров способами.

Методика расчета катушек на большие мощности не так распространена ввиду ее редкого применения, т. к. гораздо чаще приходится изготавливать катушки индуктивности малой мощности. По этим соображениям данный подраздел очень важен при курсовом проектировании. Ввиду наличия большого числа различных способов изготовления катушек индуктивности малой мощности, следует предоставить изготовителю разрабатываемого радиопередатчика свободу выбора одного из этих способов, а не принуждать его использовать какой-то конкретный, указанный в настоящем документе. Именно поэтому рекомендуемый конструктивный расчет нагрузочной системы приводится лишь для оконечного каскада. При желании данную методику можно использовать и для расчета других катушек индуктивности и дросселей, имеющихся в схеме проектируемого передатчика.

Используемая ниже методика расчета взята из [1]. Согласно этой методике, катушка будет намотана на каркасе из немагнитного материала, представляющего собой цилиндр. Плоскость витков перпендикулярна продольному осевому сечению цилиндра (рис. 2.8). Поскольку, как будет

видно далее из формулы (2.24), диаметр провода катушки окажется достаточно большим (6 мм), каркас, поддерживающий витки, можно исключить после намотки катушки.

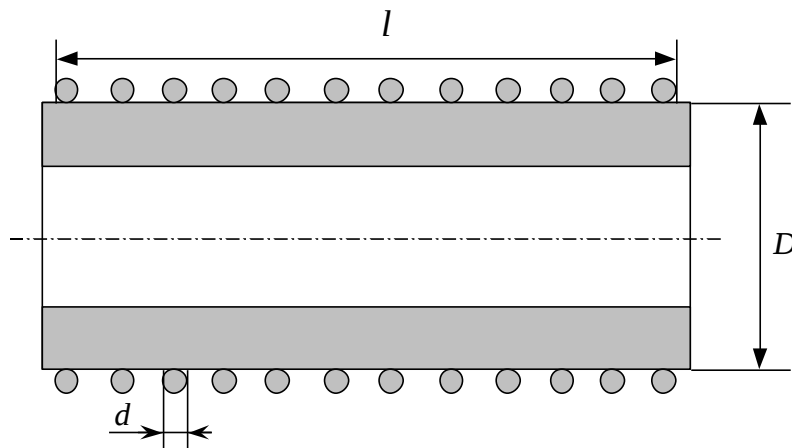


Рис. 2.8 – Конструкция катушки

Расчет контурной катушки $L0$ производится в следующем порядке:

- задается соотношение длины катушки к ее диаметру:

$$\vartheta = \frac{l}{D} = 0,6;$$

- определяется площадь продольного сечения катушки при удельной тепловой нагрузке $K_s = 0,116 \text{ Вт/см}^2$:

$$S = \frac{P_1}{K_s} (1 - \eta_k) = \frac{294}{0,11 \cdot 10^4} (1 - 0,99) = 25,34 \text{ см}^2;$$

- определяется длина l и диаметр D катушки по формулам:

$$l = \sqrt{\vartheta \cdot S} = \sqrt{0,6 \cdot 25,34 \cdot 10^{-4}} = 3,9 \text{ см},$$

$$D = \sqrt{\frac{S}{\vartheta}} = \sqrt{\frac{25,34 \cdot 10^{-4}}{0,6}} = 6,5 \text{ см};$$

- определяется число витков N катушки:

$$N = 10 \cdot \sqrt{\frac{L0 [\text{мкГн}] \cdot (\vartheta + 0,44)}{D [\text{см}]}} = 10 \cdot \sqrt{\frac{1 \cdot (0,6 + 0,44)}{6,5}} = 4.$$

Для определения требуемого диаметра провода необходимо предварительно вычислить величину амплитуды тока, протекающего по катушке индуктивности, а следовательно и во всем контуре. В частности, ток контура протекает через конденсатор $C1$, который включен параллельно выходу транзистора. Тогда амплитуда колебаний тока контура определится как отношение амплитуды колебаний на конденсаторе (и на коллекторе, т. к. они включены параллельно) к величине емкостного сопротивления конденсатора:

$$I_{\text{конт}} = U_{\text{мк}} \cdot \omega_0 \cdot C1 = 45,84 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 55 \cdot 10^6 \cdot 7,48 \cdot 10^{-10} = 11,76 \text{ А.}$$

Минимально требуемый диаметр d (мм) провода катушки определяется выражением:

$$d = 0,18 \cdot I_{\text{конт}} \cdot \sqrt[4]{f_0} = 0,18 \cdot 11,76 \cdot \sqrt[4]{55} = 5,75 \text{ мм,} \quad (2.24)$$

где $I_{\text{конт}}$ – амплитуда контурного тока, А;

f_0 – рабочая частота, МГц.

Примем диаметр провода равным 6 мм. Вычислим собственное сопротивление потерь контурной катушки на рабочей частоте:

$$r_0 = \frac{0,52 \cdot D \cdot N \cdot \sqrt{f_0}}{d} \cdot 10^{-3} = \frac{0,52 \cdot 65 \cdot 4 \cdot \sqrt{55}}{6} \cdot 10^{-3} = 0,16 \text{ Ом,} \quad (2.25)$$

где f_0 – рабочая частота, МГц;

d – диаметр провода, мм;

D – диаметр катушки, мм.

Определим коэффициент полезного действия контура:

$$\eta = \frac{r_{\text{вн}}}{r_0 + r_{\text{вн}}} = \frac{20,52}{0,16 + 20,52} = 0,99.$$

2.9 Уточнение принципиальной схемы каскада

В данном параграфе необходимо выявить окончательный вид и состав принципиальной схемы всего каскада. Кроме транзистора, ЦС и емкости

нейтрализации в каскад входят цепи питания и смещения. Кроме того, следует окончательно выбрать номиналы применяемых пассивных элементов, исходя из стандартных рядов значений.

Расчет цепи смещения постоянного напряжения на базе. Как видно из результата расчета по формуле (2.11), требуемое напряжение смещения на базе оказалось меньше нуля. Отрицательные смещения возможно реализовать не только применением общеизвестного базового делителя, но и использованием специальной цепи автоматического базового смещения, для которой не требуется дополнительного внешнего источника питания (в отличие от базового делителя). Это связано с тем, что при положительных смещениях мощность, требующаяся для обеспечения постоянного уровня напряжения на базе, потребляется от источника напряжения смещения.

При отрицательных смещениях эта мощность, наоборот, вычитается из действующей на входе каскада переменной мощности возбуждения и, поступая в источник смещения, «заряжает» его. Термин «заряжает» полностью справедлив, только если в качестве источника смещения используются реактивные элементы (конденсатор или дроссель) или аккумулятор.

К сожалению, в данном каскаде цепь автоматического смещения неприменима, т. к. ее напряжение определяется постоянной составляющей входного тока, которая изменяется в зависимости от изменения амплитуды напряжения на входе, а амплитуда напряжения – это переменная величина, поскольку в предыдущем каскаде происходит амплитудная модуляция. Исходя из этого можно воспользоваться для смещения постоянного напряжения на базе транзистора обычным базовым делителем.

Недостаток этой схемы – использование дополнительного источника напряжения смещения. Принципиальная схема используемого метода создания базового смещения приведена на рисунке 2.9.

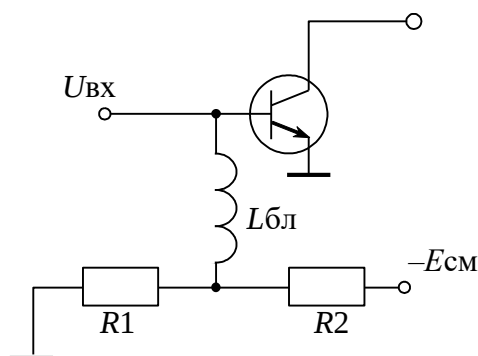


Рис. 2.9 – Схема базового смещения

Отличие базового делителя при отрицательных смещениях – полное отсутствие протекания через его резисторы постоянной составляющей базового тока. Это связано с тем, что делитель и вход транзистора включены параллельно и их разделяет высокочастотный дроссель $L_{бл}$. Этот дроссель предотвращает прохождение высокочастотной составляющей тока, протекающего с выхода предыдущего каскада к точке соединения резисторов $R1$ и $R2$. А кроме высокочастотного гармонического переменного тока больше никакой ток между названными точками появиться не может.

Так происходит, поскольку ток от выхода предыдущего каскада к точке соединения резисторов $R1$ и $R2$ может быть вызван только наличием разности потенциалов между этими точками. Но данная разность потенциалов изменяется по чисто гармоническому закону колебаний высокой частоты без всякой отсечки (отсечка импульсов тока есть только у той его составляющей, которая протекает от выхода предыдущего каскада в базу транзистора), а высокую частоту дроссель $L_{бл}$ не пропускает. Именно поэтому через базовый делитель протекает только постоянный ток самого делителя, вызванный наличием напряжения источника смещения $E_{см}$.

Расчет параметров цепи базового смещения. Для этого изначально задается величина постоянного тока, протекающего через резистивный делитель, а также величина отрицательного напряжения цепи базового

смещения из стандартного ряда значений. Пусть $I_{\text{дел}} = 50$ мА и $E_{\text{см}} = -3$ В. Исходя из этого рассчитаются номиналы элементов:

$$R1 = \frac{|E_6|}{I_{\text{дел}}} = \frac{0,92}{0,05} = 18,44 \text{ Ом},$$

$$R2 = \frac{|E_{\text{см}} - E_6|}{I_{\text{дел}}} = \frac{3 - 0,92}{0,05} = 41,55 \text{ Ом},$$

$$L_{\text{бл}} = \frac{20 \cdot R_{\text{вх}}}{\omega_0} = \frac{20 \cdot 0,85}{2 \cdot \pi \cdot 55 \cdot 10^6} = 50,09 \cdot 10^{-9} \text{ Гн}.$$

Определяется мощность, на которую должны быть рассчитаны резисторы $R1$ и $R2$:

$$P_{R1} = \frac{E_6^2}{R1} = \frac{(-0,92)^2}{18,44} = 0,04 \text{ Вт},$$

$$P_{R2} = I_{\text{дел}}^2 \cdot R2 = 0,05^2 \cdot 41,55 = 0,10 \text{ Вт}.$$

Как видно, мощности, рассеиваемые резисторами, не превышают 125 мВт, поэтому выбираются для конструируемого радиопередатчика в качестве резисторов базового делителя оконечного каскада резисторы марки МЛТ-0,125, являющиеся наиболее дешевыми и имеющими разброс номиналов 10%.

Расчет цепи коллекторного питания. Существуют два основных способа подачи напряжения питания к каскаду, схема которого приведена на рисунке 2.7: последовательный (рис. 2.10) и параллельный (рис. 2.11).

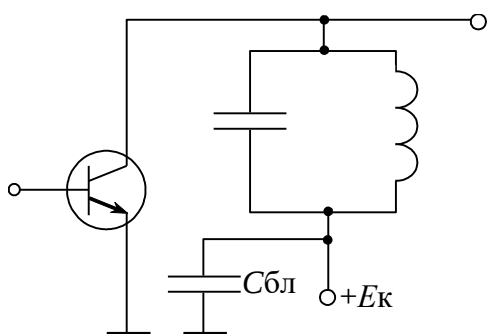


Рис. 2.10 – Схема питания 1

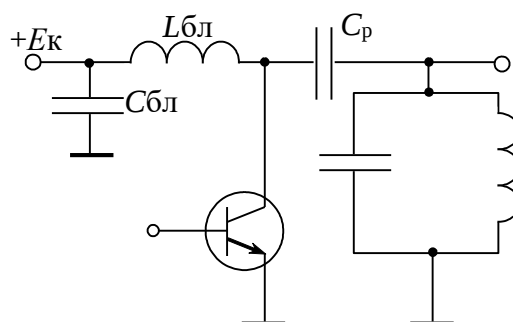


Рис. 2.11 – Схема питания 2

При последовательном способе источник коллекторного питания постоянный ток от источника питания беспрепятственно проходит *последовательно* через контур (его катушку индуктивности) к коллектору транзистора. В параллельной схеме напрямую параллельно коллектору транзистора источник питания включить нельзя, т. к. он обладает малым выходным сопротивлением во всей полосе частот, что зашунтирует колебательный контур. Чтобы этого не происходило, приходится использовать дроссель $L_{\text{бл}}$, который сильно увеличивает выходное сопротивление источника коллекторного питания на рабочей частоте, исключая шунтирование. При этом выходное сопротивление источника питания по постоянному току остается неизменно малым.

Конденсаторы $C_{\text{бл}}$ в обеих схемах призваны замкнуть путь переменной составляющей тока не через источник питания, а через их емкостное сопротивление (конденсаторов). Эти конденсаторы можно и не ставить, если источник питания в своем составе их содержит.

Достоинством последовательной схемы питания является отсутствие дополнительного дросселя, однако для используемого П-образного контура согласования она неприменима, т. к. между катушкой индуктивности L_0 и коллектором транзистора содержится разделительный конденсатор C_0 , который постоянный ток, в отличие от L_0 , не пропустит (рис. 2.2).

Кроме того, при подключении источника питания параллельно конденсатору C_2 (что требуется для последовательного коллекторного питания) постоянный ток потечет через нагрузку, что недопустимо. Из этих соображений применяется параллельное коллекторное питание. Рассчитываются номиналы элементов цепи питания:

$$L_{\text{бл}} = \frac{20 \cdot R_{\text{вх к}}}{\omega_0} = \frac{20 \cdot 3,95}{2 \cdot \pi \cdot 55 \cdot 10^6} = 230,8 \cdot 10^{-9} \text{ Гн}, \quad (2.26)$$

$$C_{\text{бл}} = \frac{1}{20 \cdot \omega_0^2 \cdot L_{\text{бл}}} = \frac{1}{20 \cdot (2 \cdot \pi \cdot 55 \cdot 10^6)^2 \cdot 230 \cdot 10^{-9}} = 1,84 \cdot 10^{-12} \text{ Ф}. \quad (2.27)$$

Как видно из результатов расчета, значения номиналов элементов $L_{\text{бл}}$, $C_{\text{бл}}$ для обеих цепей (коллекторного питания и базового смещения) оказались невыполнимо малы. Конденсатор $C_{\text{бл}}$ можно из схемы исключить, т. к. значение его емкости сравнимо с емкостью подводящих проводов и емкостью монтажа. Эти паразитные емкости сами обеспечат замыкание переменной составляющей тока. Что же касается блокировочных дросселей, то рассчитываются только минимально требуемые значения индуктивностей.

Если выбрать большие номиналы, то разделение переменной и постоянной составляющей тока произойдет в дросселе еще эффективнее. Исходя из этого, номиналы обоих блокировочных дросселей принимаются равными 1 мкГн. Такая величина индуктивности является минимально реализуемой. Одинаковые номиналы индуктивностей облегчат их изготовление.

Для точной подстройки резонансной частоты выходного контура и ввода транзистора в критический режим вместо конденсаторов C_0 и C_2 используются подстроечные конденсаторы переменной емкости. Их номиналы следует выбрать вблизи рассчитанных, но несколько больше с учетом того, что в реальном устройстве может потребоваться изменение емкости как в меньшую, так и в большую сторону.

Выберем номиналы элементов из стандартного ряда значений E24. Этот ряд предполагает разброс номиналов в пределах 10%, этого достаточно, т. к. элементы, обладающие таким разбросом значений, – наиболее дешевые. Из приведенного значения ряда рассчитываем номинал радиоэлемента.

1.0	1.3	1.8	2.4	3.3	4.3	5.6	7.5
1.1	1.5	2.0	2.7	3.6	4.7	6.2	8.2
1.2	1.6	2.2	3.0	3.9	5.1	6.8	9.1

Чтобы получить номинал радиоэлемента, необходимо значение из ряда помножить на 10 в соответствующей степени.

Исходя из этого приведена окончательная принципиальная схема каскада (рис. 2.12).

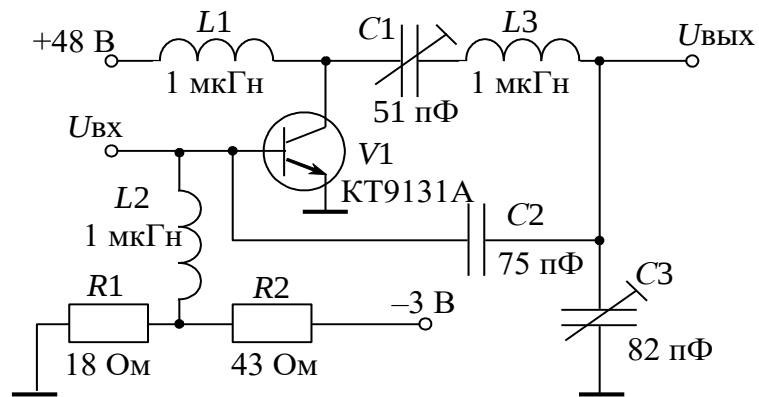


Рис. 2.12 – Схема усилительного каскада

3 РАСЧЕТ МОДУЛИРУЕМОГО КАСКАДА

3.1 Теория базовой модуляции и предварительные расчеты

При базовой модуляции в такт с модулирующим сигналом изменяется напряжение смещения на базе, а амплитуда напряжения возбуждения и напряжение коллекторного питания остаются постоянными.

При изменении напряжения смещения, т. е. при изменении положения рабочей точки, происходит одновременное изменение высоты импульса коллекторного тока и его угла отсечки, что приводит к эффективному изменению амплитуды первой гармоники анодного тока, в чем и заключается эффект модуляции высокочастотного сигнала.

Следует помнить, что эффект модуляции имеет место лишь при работе с отсечкой коллекторного тока. В случае же работы без отсечки тока, т. е. в линейном режиме, амплитуда первой гармоники коллекторного тока меняться не будет. Только постоянная составляющая коллекторного тока будет меняться по закону модулирующего сигнала.

Отметим также, что при базовой модуляции недопустим заход в перенапряженный режим, т. к. в этом режиме первая гармоника коллекторного тока слабо зависит от величины напряжения смещения и характер этой зависимости – сугубо нелинейный.

Поэтому будем считать, что модуляция осуществляется при работе с отсечкой коллекторного тока в области недонапряженного режима. С другой стороны, известно, что недонапряженный режим обладает рядом недостатков. Главный недостаток – низкое использование коллекторного питания и, как следствие, низкий к.п.д. коллекторной цепи. Поэтому необходимо стремиться сделать режим по возможности близким к критическому режиму. Фактически максимальный режим при базовой модуляции делают критическим.

Таким образом, расчет каскада начинается с максимального режима, принимая напряженность режима критическим. При этом мощность, которую должен отдать транзистор в максимальном режиме, определяется по формуле [1]:

$$P_{1\max} = \frac{P_{\text{возб max}} \cdot K_{\text{пз}}}{\eta_{\text{к}}} = \frac{15,74 \cdot 1,1}{0,68} = 25,47 \text{ Вт}, \quad (3.1)$$

где $K_{\text{пз}} = 1,1$ – коэффициент производственного запаса;

$P_{\text{возб max}}$ – заданная максимальная мощность возбуждения последующего каскада;

$\eta_{\text{к}}$ – к.п.д. контура.

Поскольку оконечный каскад был рассчитан на максимальную мощность в режиме модуляции, то его мощность возбуждения будет являться максимальной выходной мощностью модулируемого каскада (без учета потерь в контуре согласования).

В формуле (3.1) максимальная мощность на выходе каскада – это требуемая мощность возбуждения оконечного каскада, рассчитанная в выражении (2.12). Отличие данной формулы от формулы (1.1) заключается в отсутствии множителя $\frac{1}{\eta_{\text{ф}}}$, т. к. считается, что каскады связаны непосредственно короткими проводниками с достаточным сечением.

Значение к.п.д. контура получается из результата расчета колебательной системы в п. 3.4.

Известно, что при базовой модуляции статическая модуляционная характеристика имеет три участка, при углах отсечки более 120° . Нижний – нелинейный участок. Средний – линейный. И верхний – нелинейный участок. Для полного использования линейного участка СМХ и получения максимальной глубины неискаженной модуляции угол отсечки в максимальном режиме $\theta_{\text{к max}}$ нужно выбирать в районе $110 \div 120^\circ$. Исходя из этого,

$\theta_{к\max}$ принимается равным 120° . Для такого значения угла отсечки коллекторного тока производится расчет каскада на максимальную мощность.

3.2 Выбор транзистора

Выбор транзистора будем производить аналогично тому, как это сделано в подразделе (2.2), т. е. исходя из максимальной мощности 25,47 Вт (3.1). По всем параметрам нам для данного каскада подходит высокочастотный транзистор большой мощности структуры *n-p-n* 2Т922В.

Требуемые для дальнейших расчетов усредненные характеристики выбранного транзистора [5]:

- максимальный постоянный ток коллектора $I_{к\max} = 3 \text{ А};$
 - максимальный ток коллектора в импульсе $I_{к\text{ и } \max} = 9 \text{ А};$
 - максимальное напряжение коллекторного перехода .. $U_{кэ\text{ доп}} = 60 \text{ В};$
 - максимальная средняя мощность на коллекторе $P_{к\text{ ср}} = 40 \text{ Вт};$
 - предельная частота коэффициента передачи тока в схеме с О... $f_T =$
 $= 300 \text{ МГц};$
 - емкость коллекторного перехода
 при напряжении на нем $U_{Cк0} = 5 \text{ В}$ $C_{к0} = 65 \text{ пФ};$
 - статический коэффициент передачи тока
 в схеме с ОЭ $\beta_0 = (10 \div 150);$
 - высокочастотное сопротивление насыщения $r_{\text{нас}} = 1 \text{ Ом};$
 - сопротивление базы $r'_{б} = 0,5 \text{ Ом}.$
- Примем для $\beta_0 = \sqrt{\beta_{0\min} \cdot \beta_{0\max}} = \sqrt{10 \cdot 150} \approx 40 \text{ раз}.$

3.3 Энергетический расчет каскада на максимальную мощность

Расчет модулируемого каскада на максимальную мощность полностью идентичен приведенному в п. 2.5. Вычисления сделаны в математическом

пакете MathCad 7.0, в результате чего получились следующие электрические параметры:

- напряжение источника коллекторного питания $E_k = 30 \text{ В}$;
- амплитуда переменного напряжения на коллекторе $U_{mk} = 26,4 \text{ В}$;
- амплитуда импульса коллекторного тока $I_{mk} = 3,59 \text{ А}$;
- постоянная составляющая тока коллектора $I_{k0} = 1,46 \text{ А}$;
- входная комплексная проводимость транзистора $Y_{11} = 1,89 + 0,33i \text{ См}$;
- модуль комплексной входной проводимости транзистора $|Y_{11}| = 1,92 \text{ См}$;
- комплексная крутизна усиления транзистора $Y_{21} = 3,23 - 9,94i \text{ См}$;
- модуль комплексной крутизны усиления транзистора $|Y_{21}| = 10,46 \text{ См}$;
- выходная комплексная проводимость транзистора $Y_{22} = 0,01 + 0,01i \text{ См}$;
- первая гармоника тока, генерируемая транзистором $I_{k1} = 1,92 \text{ А}$;
- первая гармоника тока,
протекающая через нагрузочный контур $I''_{k1} = 1,72 \text{ А}$;
- критическое сопротивление нагрузки
идеального транзистора $R_{oe \text{ кр}} = 13,69 \text{ Ом}$;
- требуемое входное сопротивление цепи согласования .. $R_{вх \text{ к}} = 15,3 \text{ Ом}$;
- потребляемая от источника питания мощность $P_0 = 43,81 \text{ Вт}$;
- полезная мощность переменного тока,
поступающая в нагрузочный контур $P'_1 = 22,78 \text{ Вт}$;
- максимальная мощность,
рассеиваемая на коллекторе транзистора $P_k = 44,83 \text{ Вт}$;
- угол дрейфа на рабочей частоте $\varphi_{др} = 10,42^\circ$;
- угол отсечки импульсов тока базы $\theta_6 = 114,8^\circ$;
- амплитуда напряжения возбуждения на рабочей частоте . $U_{m6} = 0,22 \text{ В}$;
- постоянная составляющая тока базы $I_{60} = 38 \text{ мА}$;
- напряжение постоянного смещения на базе в макс. режиме $E_6 = 0,79 \text{ В}$;

- активная составляющая входного сопротивления
на рабочей частоте $R_{вх} = 0,72 \text{ Ом};$
- мощность возбуждения $P_{возб} = 0,03 \text{ Вт};$
- коэффициент усиления по мощности на рабочей частоте ... $K_p = 624,8;$
- допустимый коэффициент усиления по мощности $K_{p \text{ доп}} = 1,22 \cdot 10^3;$
- общая мощность, рассеиваемая транзистором $P_{тр} = 21,07 \text{ Вт}.$

После расчета производится проверка на превышение допустимого тока коллектора, мощности, рассеиваемой транзистором, и допустимого напряжения между коллектором и эмиттером. Проверка дала отрицательный результат, т. е. отсутствие превышения по всем параметрам.

3.4 Электрический расчет нагрузочной системы модулируемого каскада

Электрический расчет нагрузочной системы модулируемого каскада полностью идентичен произведенному в п. 2.6 расчету нагрузочной системы окончного каскада. Вычисления были сделаны в математическом пакете MathCad 7.0, в результате чего получились следующие электрические параметры:

- принятая величина характеристического сопротивления .. $\rho = 250 \text{ Ом};$
- эквивалентная индуктивность контура $L = 0,72 \cdot 10^{-6} \text{ Гн};$
- принятая величина используемой катушки
индуктивности $L_0 = 1 \text{ мкГн};$
- емкость конденсатора C_0 $C_0 = 31,47 \text{ пФ};$
- требуемая емкость конденсатора C_1 $C_1 = 202,3 \text{ пФ};$
- требуемая емкость конденсатора C_2 $C_2 = 3,41 \text{ нФ};$
- добротность нагруженного контура $Q_n = 398,2;$
- полоса пропускания контура $2\Delta f = 137 \text{ кГц};$
- к.п.д. нагруженного контура $\eta_k = 68,1\%.$

3.5 Компенсация паразитной выходной емкости транзистора и входной емкости оконечного каскада

Теория компенсации паразитной емкости была описана выше в п. 2.7. Требуется скомпенсировать выходную емкость транзистора данного каскада, которая определяется из его Y -параметров:

$$C_{\text{вых пар}} = \frac{\text{Im}(Y_{22})}{\omega_0} = \frac{0,01}{2 \cdot \pi \cdot 55 \cdot 10^6} = 43,72 \cdot 10^{-12} \text{ Ф.}$$

Поскольку данный каскад нагружен на комплексное входное сопротивление оконечного каскада, необходимо учесть также и эту входную емкость, которая рассчитана, как

$$C_{\text{вх пар}} = \frac{\text{Im}(Y_{11})}{\omega_0} = 109,4 \text{ пФ.}$$

Видно, что паразитные выходные емкости не превышают требуемых емкостей контура $C1$ и $C2$, к которому они подключаются. Поэтому для компенсации из номиналов $C1$ и $C2$ высчитываются соответствующие паразитные емкости согласно формулам (2.18) и (2.19).

$$C_{1\phi} = 202,3 \cdot 10^{-12} - 43,72 \cdot 10^{-12} = 158,6 \cdot 10^{-12} \text{ Ф,}$$

$$C_{2\phi} = 3,41 \cdot 10^{-12} - 1,09 \cdot 10^{-12} = 3,30 \cdot 10^{-12} \text{ Ф.}$$

3.6 Расчет СМХ модулируемого каскада

Для грубой оценки положения СМХ можно принять ее линейной и построить по двум точкам: точке максимальной выходной мощности, соответствующей максимальному току коллектора и максимальному смещению на базе, и точке запираания транзистора, когда ток коллектора равен нулю при смещении рабочей точки до напряжения запираания, которое определяется следующей формулой:

$$E_{\text{б зап}} = E'_6 - U_{\text{мб}} = 0,7 - 0,22 = 0,48 \text{ В.}$$

Такая линейная СМХ позволяет приближенно оценить многие параметры режима модуляции, но не отражает искажений, возникающих при базовой модуляции.

Более точно СМХ можно рассчитать, используя определение средней крутизны усиления транзистора. Средняя крутизна усиления транзистора – это отношение амплитуды тока первой гармоники на коллекторе к амплитуде напряжения возбуждения на входе (на базе). Разумеется, чтобы произошла модуляция, средняя крутизна обязательно должна меняться. Свое максимальное значение она принимает в максимальном режиме, для которого мы произвели энергетический расчет в п. 3.3. Тогда по определению:

$$S_{\text{cp max}} = \frac{I''_{\text{к1 max}}}{U_{\text{мб}}} = \frac{3,71}{0,48} = 7,85 \text{ А/В.} \quad (3.2)$$

Как было сказано, при базовой модуляции изменяется угол отсечки импульсов тока базы. Вследствие этого средняя крутизна изменяется по закону изменения коэффициента γ_1 , связанного с коэффициентом Берга α_1 , и зависящего от угла отсечки θ_6 :

$$\gamma_1(E_6) = \alpha_1(\theta_6(E_6)) \cdot (1 - \cos(\theta_6(E_6))). \quad (3.3)$$

В последней формуле величины γ_1 и θ_6 являются функциями напряжения смещения E_6 , что соответствует базовой модуляции. Формула эта справедлива при работе транзистора на низких частотах, но она фактически употребляется и при работе на средних и высоких частотах, только в ней необходимо подставлять высокочастотный угол отсечки θ_6 , зависящий от низкочастотного θ_6 :

$$\theta_6^\circ(E_6) = \theta_6^\circ(E_6) + 0,5 \cdot \varphi_{\text{др}} = \theta_6^\circ(E_6) - 0,5 \cdot 10,42^\circ, \quad (3.4)$$

где

$$\theta_6^\circ(E_6) = \arccos\left(\frac{E'_6 - E_6}{U_{\text{мб}}}\right) - \quad (3.5)$$

низкочастотный угол отсечки импульсов тока базы;

$\varphi_{др}$ – угол дрейфа, найденный для каскада согласно (2.2) в п. 3.3.

Исходя из вышесказанного, переменная величина средней крутизны усиления транзистора, зависящая от напряжения смещения, определяется следующим выражением:

$$S_{cp}(E_6) = S_{эф} \cdot \gamma_1(E_6),$$

где $S_{эф}$ – эффективная крутизна транзистора на высокой частоте, если бы он работал без отсечки тока (в линейном режиме), т. е. отношение мгновенного значения тока коллектора к мгновенному значению напряжения эмиттерного перехода при кусочно-линейной аппроксимации проходной ВАХ транзистора.

В [1] рекомендуется использовать в качестве эффективной крутизны значение модуля, рассчитанного высокочастотного параметра транзистора $|Y_{21}|$.

Согласно (3.2) выражение для статической модуляционной характеристики как функции первой гармоники тока коллектора от величины напряжения смещения имеет вид:

$$I_{к1}(E_6) = S_{cp}(E_6) \cdot U_{m6} = |Y_{21}| \cdot U_{m6} \cdot \gamma_1(E_6) = 10,46 \cdot 0,22 \cdot \gamma_1(E_6). \quad (3.6)$$

Подставляя в последнюю формулу для коэффициента U_I высокочастотный угол отсечки импульсов тока коллектора, соответствующий низкочастотному углу отсечки импульсов тока базы при конкретном значении переменной величины напряжения базового смещения, получают точки графика СМХ модулируемого каскада. Данные вычисления можно выполнить с помощью математического пакета MathCad 7.0, получив графическое изображение формулы (3.6), приведенное на рисунке 3.1.

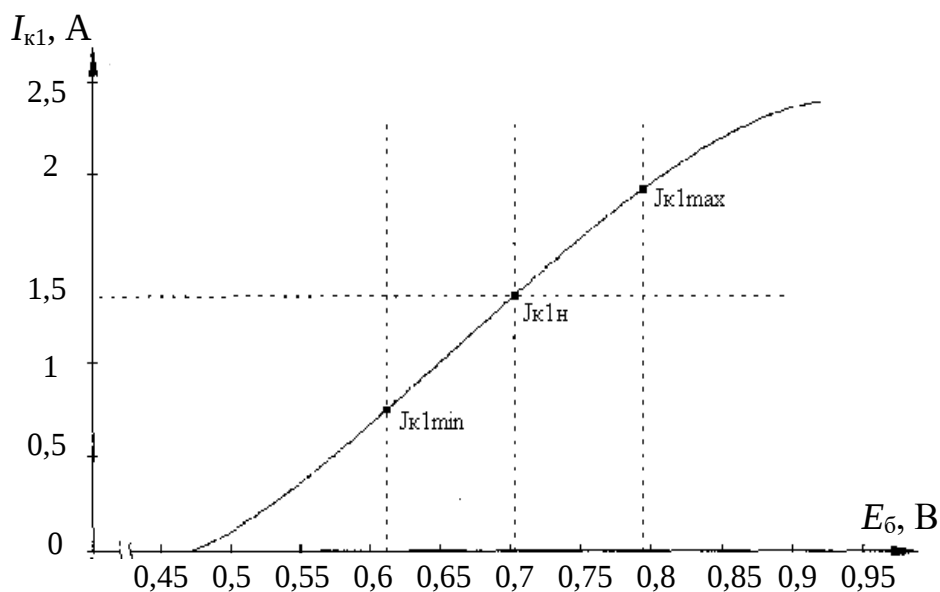


Рис. 3.1 – Вид расчетной СМХ

На рисунке 3.1 пунктиром обозначены точки максимального и минимального режима, а также режима несущей частоты. Эти значения будут рассчитаны далее в п. 3.8.

На основании построенной зависимости тока первой гармоники коллекторного тока от напряжения смещения можно получить зависимость постоянной составляющей коллекторного тока от напряжения смещения, используя коэффициенты Берга:

$$I_{к0}(E_6) = I_{к1}(E_6) \cdot \frac{\alpha_0(\theta_b(E_6))}{\alpha_1(\theta_b(E_6))}.$$

Зная зависимость постоянной составляющей тока коллектора, можно получить зависимость постоянной составляющей тока базы, используя рассчитанные ранее Y -параметры транзистора:

$$I_{б0}(E_6) = I_{к0}(E_6) \cdot \frac{|Y_{11}|}{|Y_{21}|} = I_{к0}(E_6) \cdot \frac{1,92}{10,46}. \quad (3.7)$$

Зависимость постоянной составляющей тока базы нам пригодится ниже при расчете цепей смещения (п. 3.8).

3.7 Расчет СМХ всего передатчика

Поскольку в разрабатываемом радиопередатчике помимо модулируемого каскада имеется усилитель модулированных колебаний с режимом подмодуляции, то результирующая СМХ всего передатчика, состоящая из СМХ модулируемого каскада и СМХ УМК, будет отличаться от СМХ на рисунке 3.1.

По результирующей СМХ следует определять: коэффициент модуляции, необходимое положение рабочей точки (для режима молчания), точек минимального и максимального режимов, а также судить о величине нелинейных искажений огибающей АМ-сигнала, которые возникают в результате нелинейности результирующей СМХ.

Расчет СМХ УМК аналогичен расчету, произведенному выше по формулам (3.3)–(3.6), и определяется следующими выражениями:

$$\theta_{\text{б УМК}}(E_{\text{б}}) = \arccos\left(\frac{E_{\text{б}} - E_{\text{б УМК}}}{U_{\text{мб УМК}}(E_{\text{б}})}\right) = \arccos\left(\frac{0,7 + 0,92}{U_{\text{мб УМК}}(E_{\text{б}})}\right), \quad (3.8)$$

$$\theta_{\text{в УМК}}(E_{\text{б}}) = \theta_{\text{б УМК}}(E_{\text{б}}) + 0,5 \cdot \varphi_{\text{др УМК}} = \theta_{\text{б УМК}}(E_{\text{б}}) + 0,5 \cdot 0,32, \quad (3.9)$$

$$\gamma_{1\text{УМК}}(E_{\text{б}}) = \alpha_1(\theta_{\text{в УМК}}(E_{\text{б}})) \cdot (1 - \cos(\theta_{\text{в УМК}}(E_{\text{б}}))), \quad (3.10)$$

$$I_{\text{к1УМК}}(E_{\text{б}}) = |Y_{21\text{УМК}}| \cdot U_{\text{мк}}(E_{\text{б}}) \cdot \gamma_{1\text{УМК}}(E_{\text{б}}). \quad (3.11)$$

В четырех последних выражениях физические величины левых частей равенств являются функциями напряжения смещения на базе транзистора модулируемого каскада, хотя и записаны для УМК. Это необходимо, т. к. результирующая СМХ – это все равно функция от напряжения смещения на базе именно модулируемого каскада, как и выражение (3.6).

В формуле (3.8) фигурирует значение амплитуды переменного напряжения на базе транзистора каскада усилителя модулированных колебаний $U_{\text{мб УМК}}(E_{\text{б}})$, которая является функцией от напряжения смещения на базе транзистора модулируемого каскада и напрямую зависит от тока первой гармоники выходного тока модулируемого каскада, т. е. выражения (3.6).

Определение связи между этими физическими величинами из условия равенства мощности, выходящей из контура модулируемого каскада и мощности возбуждения каскада УМК. Это условие принято на основании формулы (3.1), где приравнены максимальные мощности.

Равенство мощностей выполняется не только для максимальных значений, но и для любых мгновенных значений мощности, зависящих от мгновенного напряжения модулирующего сигнала (или от E_6):

$$P_1(E_6) = \frac{P_{\text{возб УМК}}(E_6) \cdot K_{\text{пз}}}{\eta_{\text{к}}}. \quad (3.12)$$

Мощность $P_1(E_6)$, генерируемая транзистором, выделяется на сопротивлении критического режима $R_{\text{ое кр}}$ и пропорциональна квадрату первой гармоники выходного тока транзистора модулируемого каскада – выражение (3.6):

$$P_1(E_6) = \frac{I_{\text{к1}}^2(E_6) \cdot R_{\text{ое кр}}}{2}. \quad (3.13)$$

Мощность возбуждения каскада УМК выделяется на его входном сопротивлении $R_{\text{вх УМК}}$ и пропорциональна квадрату напряжения возбуждения $U_{\text{мб УМК}}$:

$$P_{\text{возб УМК}}(E_6) = \frac{U_{\text{мб УМК}}^2(E_6)}{2 \cdot R_{\text{вх УМК}}}. \quad (3.14)$$

Подставляя (3.13) и (3.14) в (3.12) и решая получившееся уравнение относительно $U_{\text{мб УМК}}$, получаем зависимость амплитуды напряжения возбуждения УМК от напряжения смещения на базе транзистора модулируемого каскада:

$$U_{\text{мк}}(E_6) = I_{\text{к1}}(E_6) \cdot \sqrt{R_{\text{ое кр}} \cdot R_{\text{вх УМК}} \cdot \frac{\eta_{\text{к}}}{K_{\text{пз}}}} = I_{\text{к1}}(E_6) \cdot \sqrt{13,69 \cdot 0,85 \cdot \frac{0,68}{1,1}}. \quad (3.15)$$

Формула (3.11) является статической модуляционной характеристикой всего усилителя. Однако она не учитывает потери тока (и мощности) на выходном сопротивлении транзистора оконечного каскада $R_{22\text{УМК}}$. Чтобы это сделать, необходимо выразить ток на выводе коллектора транзистора

$I''_{к1УМК}$ через ток, генерируемый транзистором (3.11) и величину сопротивления потерь. Простейшие манипуляции с формулами (2.12) и (2.13) приводят к следующему уточненному выражению для СМХ всего усилителя:

$$I''_{к1УМК}(E_6) = \frac{I_{к1УМК}(E_6)}{1 + \frac{R_{вх к УМК}}{R_{22УМК}}} = \frac{I_{к1УМК}(E_6)}{1 + \frac{3,95}{36,11}}. \quad (3.16)$$

Расчеты проводятся с использованием математического пакета MathCad, последовательно подставляя значения физических величин левых частей равенств формул (3.3)–(3.6), (3.8)–(3.11), (3.15) и (3.16) одна в другую при конкретных значениях напряжения смещения на базе транзистора модулируемого каскада, получают точки СМХ всего передатчика. Результатом является следующее графическое представление формулы (3.16), приведенное на рисунке 3.2.

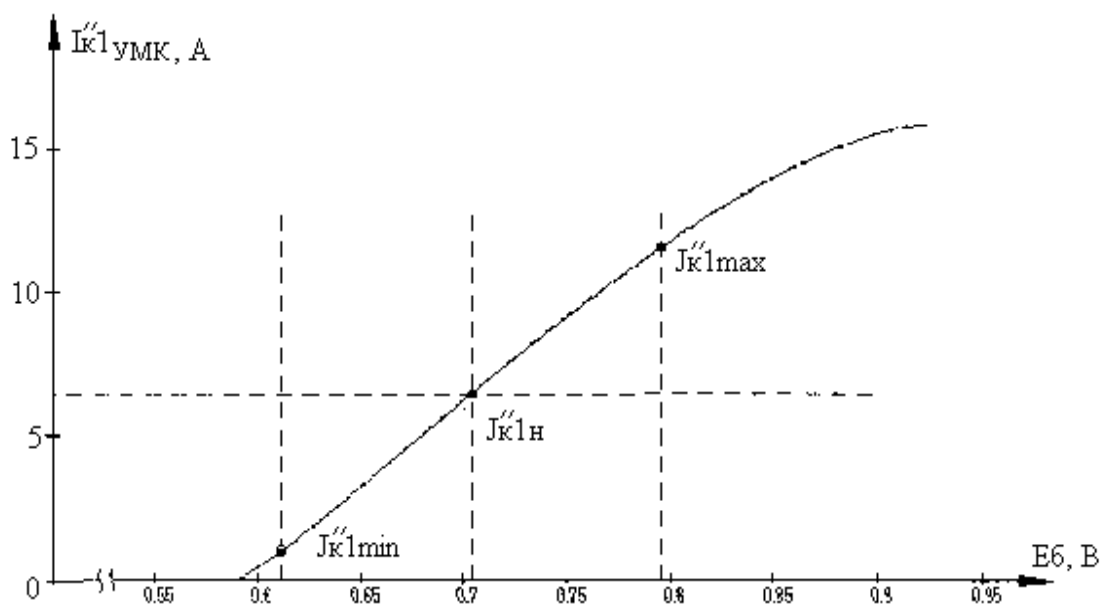


Рис. 3.2 – Уточненная СМХ

3.8 Расчет параметров входной цепи модулируемого каскада и определение свойств СМХ

По получившемуся графику СМХ всего передатчика (рис. 3.2) можно определить положение рабочей точки, т. е. смещение на базе транзистора,

при котором выходной ток оконечного каскада радиопередатчика равен току в режиме молчания. Для этого необходимо определить величину первой гармоники тока, поступающего в нагрузочный контур оконечного каскада, работающего в режиме молчания:

$$I''_{\text{к1нec УМК}} = \frac{I_{\text{к1max УМК}}}{1 + m_{\text{вых}}} = \frac{11,59}{1 + 0,8} = 6,44 \text{ А.}$$

По графику (рис. 3.2) определяем значение напряжения смещения в режиме молчания и максимальном режиме. $E_{\text{б нec}} = 0,70 \text{ В}$, $E_{\text{б max}} = 0,79 \text{ В}$. Значение напряжения смещения в максимальном режиме, определенное по СМХ полностью совпадает с рассчитанным в п. 3.3. Данный факт дает нам право судить о правильности произведенного расчета СМХ. Зная две последние величины, можно вычислить максимальную амплитуду модулирующего напряжения:

$$U_{\Omega} = E_{\text{б max}} - E_{\text{б нec}} = 0,79 - 0,70 = 0,09 \text{ В.}$$

Исходя из амплитуды модулирующего напряжения и напряжения смещения в режиме молчания, определяем минимальное напряжение смещения:

$$E_{\text{б min}} = E_{\text{б нec}} - U_{\Omega} = 0,70 - 0,09 = 0,61 \text{ В.}$$

По графику СМХ на рисунке 3.2 найдем значение первой гармоники тока на коллекторе транзистора УМК в минимальном режиме. $I_{\text{к min УМК}} = 1,01 \text{ А}$.

Как видно из рисунка 3.2, СМХ на краях рабочего диапазона изменения напряжений смещения имеют нелинейный характер, вследствие чего коэффициент модуляции в нижней от режима молчания части СМХ может оказаться отличным от коэффициента модуляции в верхней части. Это приводит к искажениям передаваемого сигнала.

Рассчитывают названные свойства СМХ.

$$m_{\text{вв}} = \frac{I''_{\text{к1max УМК}} - I''_{\text{к1нec УМК}}}{I''_{\text{к1нec УМК}}} = \frac{11,59 - 6,44}{6,44} = 0,8,$$

$$m_{\text{BH}} = \frac{I''_{\text{клmax УМК}} - I''_{\text{клнec УМК}}}{I''_{\text{клнec УМК}}} = \frac{6,44 - 1,05}{6,44} = 0,84,$$

$$k_{\text{нел}} = \left| \frac{m_{\text{BB}} - m_{\text{BH}}}{m_{\text{BB}}} \right| = \left| \frac{0,8 - 0,84}{0,8} \right| = 0,05.$$

Так как коэффициент модуляции в верхнюю сторону полностью совпадает с требуемым по ТЗ. Это обусловлено тем, что расчет максимального выходного тока (для верхней части СМХ) производился исходя из требуемого коэффициента модуляции, а выходной ток в минимальном режиме определялся по СМХ.

Из последней формулы видно, что нелинейность процесса модуляции не превышает 10%, что для речи вполне приемлемо.

Расчет электрических параметров входа каскада, необходимых для наложения энергетических требований, предъявляемых к модулятору (оконечному усилителю низкой частоты (УНЧ) модулирующего сигнала).

Для определения амплитуды низкочастотных колебаний тока модулирующего сигнала по формуле (3.7) определяются значения постоянной составляющей тока базы в максимальном режиме и режиме молчания с применением математического пакета MathCad.

$$I_{\text{б0 нec}} = 0,16 \text{ A}, I_{\text{б0 max}} = 0,26 \text{ A}.$$

Тогда

$$I_{\Omega} = I_{\text{б0 max}} - I_{\text{б0 нec}} = 0,26 - 0,16 = 0,10 \text{ A}.$$

Требуемая мощность модулятора оценивается по формуле:

$$P_{\Omega} = 0,5 \cdot U_{\Omega} \cdot I_{\Omega} = 0,5 \cdot 0,09 \cdot 0,10 = 4,5 \cdot 10^{-3} \text{ Вт}. \quad (3.17)$$

Низкочастотное входное сопротивление транзистора по смещению:

$$R_{\Omega} = \frac{U_{\Omega}}{I_{\Omega}} = \frac{0,09}{0,10} = 0,9 \text{ Ом}. \quad (3.18)$$

В [1] рекомендуется произвести проверку на превышение в режиме молчания предельных значений мощности, рассеиваемой на коллекторе

транзистора, и максимально допустимого обратного напряжения эмиттерного перехода, однако данные проверки уже были произведены при расчете модулируемого каскада на максимальную мощность (п. 3.3).

3.9 Уточнение принципиальной схемы каскада

Расчет цепи базового смещения. Поскольку напряжение смещения остается положительным, изменяясь при модуляции, цепь автосмещения неприменима. Поэтому используется базовый делитель. Отличие рассчитываемого делителя от цепи, использованной в п. 2.9, в том, что в верхнем плече делителя модулируемого каскада будет дополнительно к току делителя протекать постоянная составляющая тока базы.

Это связано с тем, что при модуляции угол отсечки базового тока может достигать 120° , а при углах, больших 90° , эмиттерный переход открывается и ток из источника питания цепи смещения протекает непосредственно из базового делителя в базу транзистора, а затем – в эмиттер и на общий провод. Исходя из этого производится расчет.

Ток делителя принимается равным пяти постоянным составляющим тока базы в режиме молчания:

$$I_{\text{дел}} = 5 \cdot I_{\text{б0 нес}} = 5 \cdot 0,16 = 0,80 \text{ А.}$$

Сопротивление нижнего плеча делителя:

$$R2 = \frac{E_{\text{б нес}}}{I_{\text{дел}} - I_{\text{б0 нес}}} = \frac{0,70}{0,82 - 0,16} = 1,07 \text{ Ом.}$$

Сопротивление верхнего плеча делителя при напряжении питания цепи смещения, взятом из стандартного ряда значений и равном 3 В:

$$R1 = \frac{E_{\text{см}} - E_{\text{б нес}}}{I_{\text{дел}}} = \frac{3 - 0,70}{0,82} = 2,79 \text{ Ом.}$$

Мощность, на которую должны быть рассчитаны резисторы базового делителя:

$$P_{R2} = \frac{E_{\text{б несс}}^2}{R2} = \frac{0,70^2}{1,07} = 0,46 \text{ Вт},$$

$$P_{R1} = I_{\text{дел}}^2 \cdot R1 = 0,82^2 \cdot 2,79 = 1,88 \text{ Вт}.$$

Исходя из расчетных мощностей для резистора $R1$ выбирается марка МЛТ-0,5, а для резистора $R2$ – МЛТ-2.

Чтобы базовый делитель не шунтировал вход усилительного элемента по высокой частоте, необходимо отделить его от базы транзистора высокочастотным дросселем. Рассчитаем минимально допустимое значение индуктивности этого дросселя:

$$L_{\text{др1}} \geq \left(\frac{20 \cdot R_{\text{вх}}}{\omega_0} = \frac{20 \cdot 0,72}{2 \cdot \pi \cdot 55 \cdot 10^6} = 42,07 \cdot 10^{-9} \text{ Гн} \right).$$

Дроссель $L_{\text{др}}$ должен не только плохо пропускать высокую частоту, но и хорошо пропускать низкую частоту модулирующего сигнала. Исходя из этого, определим максимальную величину индуктивности, обеспечивающую пропускание верхних частот спектра модулирующего сигнала:

$$L_{\text{др2}} \leq \left(\frac{R_{\text{вх}}}{20 \cdot \Omega_{\text{в}}} = \frac{0,72}{20 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 3,5 \cdot 10^3} = 1,63 \cdot 10^{-6} \text{ Гн} \right).$$

Между двумя полученными значениями величина индуктивности дросселя принимается равной 1 мкГн, как и индуктивности дросселей оконечного каскада. Одинаковые значения индуктивностей упростят изготовление передатчика.

Как видно из результатов расчетов по формулам (3.17) и (3.18), хотя мощность, требуемая от модулятора, мала, входное сопротивление каскада низкочастотному модулирующему сигналу также мало. Поэтому подавать модулирующий сигнал непосредственно через разделительный конденсатор на базовый делитель в точку соединения резисторов нецелесообразно. Необходимо трансформировать низкое входное сопротивление каскада в высокое. Для модулятора при неизменной мощности возбуждения

по низкочастотному входу такую функцию выполнит низкочастотный трансформатор. Вторичная обмотка данного трансформатора для получения эффекта сложения мгновенных напряжений (постоянного смещения и модулирующего сигнала) должна быть включена последовательно между источником смещения (базовым делителем) и нагрузкой (входом транзистора).

Расчет цепи коллекторного питания. Расчет полностью идентичен расчету, произведенному для оконечного каскада в п. 2.9. После расчета по формулам (2.26) и (2.27) получились следующие предельные значения номиналов элементов: $L_{дрз} \geq 893$ нГн, $C_{бл} \geq 0,48$ пФ. Величина индуктивности дросселя цепи коллекторного питания принимается равной 1 мкГн.

Для точной подстройки резонансной частоты выходного контура и ввода транзистора в критический режим вместо конденсаторов $C0$ и $C1$ используются подстроечные конденсаторы переменной емкости. Их номиналы следует выбрать вблизи рассчитанных, но несколько больше с учетом того, что в реальном устройстве может потребоваться изменение емкости как в меньшую, так и в большую сторону.

Выбираем номиналы элементов из стандартного ряда значений $E24$. Исходя из этого в заключение данного раздела приводится окончательная принципиальная схема модулируемого каскада (рис. 3.3).

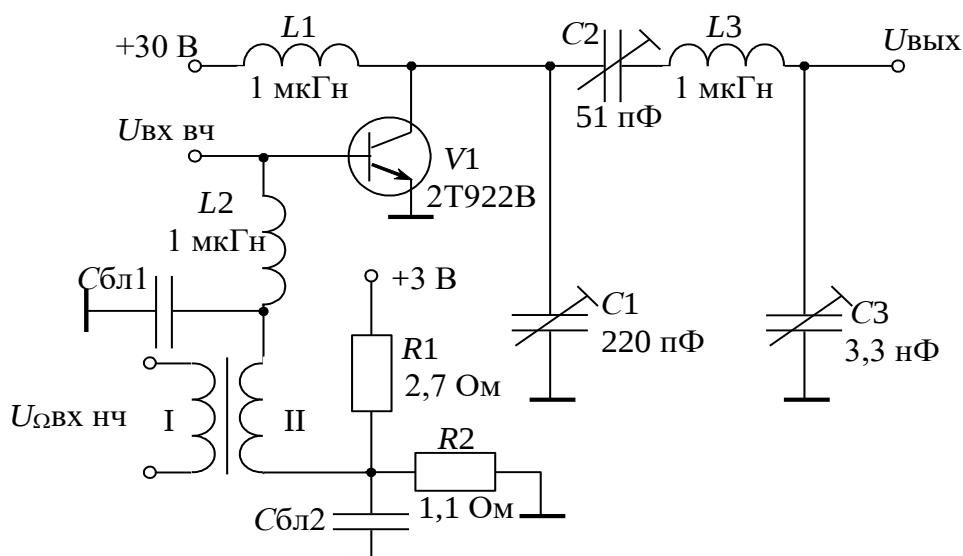


Рис. 3.3 – Схема модулируемого каскада

4 РАСЧЕТ УМНОЖИТЕЛЯ ЧАСТОТЫ

4.1 Теоретические сведения и предварительные расчеты

Особенностью транзисторных умножителей частоты, по сравнению с усилителями мощности, является меньший к.п.д. Это обусловлено, во-первых, меньшей амплитудой высших гармоник в импульсе коллекторного тока и, во-вторых, высокой добротностью колебательного контура (нагрузочной системы).

Высокая добротность контура требуется, чтобы сигнал претерпевал меньшее затухание во время свободных колебаний между импульсами тока умножаемой частоты. Транзисторы рекомендуется выбирать с большим значением граничной частоты и работать при пониженном напряжении коллекторного питания. Если предельная частота коэффициента усиления тока в схеме с ОЭ для выбранного транзистора гораздо больше рабочей частоты, то транзистор можно считать безынерционным элементом. Требуемая выходная мощность умножителя рассчитывается по формуле, аналогичной (3.1)

$$P_{\text{вых}} = \frac{P_{\text{возб}} \cdot K_{\text{пз}}}{\eta_{\text{к}}} = \frac{0,03 \cdot 1,1}{0,26} = 0,15 \text{ Вт.} \quad (4.1)$$

В выражении (4.1) значение к.п.д. контура берется из результата расчета колебательной системы в п. 4.4.

Определение требуемого коэффициента умножения частоты

Поскольку в кварцевых автогенераторах не рекомендуется использовать частоты выше 10 МГц, то коэффициент умножения определяется формулой:

$$n \approx \left(\frac{f_0}{f_{\text{АГ доп}}} = \frac{55}{10} \right) \approx 5,5,$$

где $f_{\text{АГ доп}}$ — допустимая частота колебаний задающего автогенератора.

Принимая $n = 5$, определим точное значение частоты колебаний автогенератора:

$$f_{\text{АГ}} = \frac{f_0}{n} = \frac{55 \cdot 10^6}{5} = 10,1 \cdot 10^6 \text{ Гц.}$$

Частота колебаний задающего автогенератора получилась больше рекомендуемой частоты, что вполне допустимо.

В одном каскаде умножителя частоты не рекомендуется использовать коэффициенты умножения, больше трех. Это связано с большим затуханием свободных колебаний в контуре во время отсутствия импульсов умножаемой частоты. Расчет, проведенный в данном параграфе, показал, что с одним умножителем затухание амплитуды свободных колебаний в контуре за пять периодов умножения частоты не превысит 5%. Такая величина затухания вполне допустима, т. к. при малых коэффициентах умножения затухание оказывается больше (порядка 15% за 2 периода умноженной частоты).

Расчет угла отсечки импульсов тока [1]:

$$\theta_k = \frac{120^\circ}{n} = \frac{120^\circ}{5} = 24^\circ.$$

Для полученного угла отсечки определяем коэффициенты Берга: $\alpha_0(24^\circ) = 0,09$, $\alpha_1(24^\circ) = 0,17$, $\alpha_5(24^\circ) = 0,11$.

4.2 Выбор транзистора

Выбор транзистора проводится аналогично тому, как это сделано в п. 2.2, т. е. исходя из мощности 150 мВт. По всем параметрам нам для данного каскада подходит высокочастотный транзистор средней мощности структуры n - p - n КТ610А.

Требуемые для дальнейших расчетов усредненные характеристики выбранного транзистора [5]:

– максимальный постоянный ток коллектора $I_{k \text{ max}} = 300 \text{ мА}$;

- максимальный ток коллектора в импульсе $I_{к\text{ и max}} = 500 \text{ мА}$;
- максимальное напряжение коллекторного перехода $U_{кэ\text{ доп}} = 26 \text{ В}$;
- максимальная средняя мощность на коллекторе $P_{к} = 1,5 \text{ Вт}$;
- предельная частота коэффициента передачи тока
в схеме с ОЭ $f_{т} = 1 \text{ ГГц}$;
- емкость коллекторного перехода при напряжении
на нем $U_{Cк0} = 10 \text{ В}$ $C_{к0} = 3 \text{ пФ}$;
- статический коэффициент передачи тока в схеме с ОЭ $\beta_0 = (50 \div 300)$;
- высокочастотное сопротивление насыщения $r_{\text{нас}} = 10 \text{ Ом}$;
- сопротивление базы $r'_6 = 50 \text{ Ом}$.

Примем $\beta_0 = \sqrt{\beta_{0\text{min}} \cdot \beta_{0\text{max}}} = \sqrt{50 \cdot 300} \approx 122,5 \text{ раз}$.

4.3 Энергетический расчет каскада умножителя

В [1] для энергетического расчета каскада рекомендуется использовать приведенную ниже методику.

Вычисляется вспомогательный параметр $E_{к\text{ min}}$:

$$E_{к\text{ min}} = \sqrt{\frac{8 \cdot P_5 \cdot r_{\text{нас}}}{\alpha_5(\theta_{\kappa})}} = \sqrt{\frac{8 \cdot 0,15 \cdot 10}{0,11}} = 10,55 \text{ В}.$$

Напряжение источника питания принимается равным 12 В.

Определяется величина проходной емкости при конкретном значении напряжения между коллектором и базой:

$$C_{\kappa} = C_{к0} \cdot \sqrt{\frac{U_{Cк0}}{E_{\kappa}}} = 3 \cdot 10^{-12} \cdot \sqrt{\frac{10}{12}} = 2,73 \cdot 10^{-12} \text{ Ф}.$$

Вычисляется:

- коэффициент использования коллекторного напряжения:

$$\xi = 0,5 \cdot \left(1 + \sqrt{1 - \frac{E_{к\text{ min}}^2}{E_{\kappa}^2}} \right) = 0,5 \cdot \left(1 + \sqrt{1 - \frac{10,55^2}{12^2}} \right) = 0,73;$$

- амплитуда переменного напряжения на коллекторе:

$$U_{mk} = \xi \cdot E_k = 0,73 \cdot 12 = 8,86 \text{ В};$$

- амплитуда пятой гармоники коллекторного тока:

$$I_{k5} = \frac{2 \cdot P_5}{U_{mk}} = \frac{2 \cdot 0,15}{8,86} = 35 \text{ мА};$$

- максимальное значение коллекторного тока:

$$I_{km} = \frac{I_{k5}}{\alpha_5(\theta_k)} = \frac{0,035}{0,11} = 0,31 \text{ А};$$

- постоянная составляющая коллекторного тока:

$$I_{k0} = \alpha_0(\theta_k) I_{km} = 0,09 \cdot 0,31 = 28 \text{ мА};$$

- потребляемая мощность:

$$P_0 = E_k \cdot I_{k0} = 12 \cdot 0,028 = 0,33 \text{ Вт};$$

- мощность, рассеиваемая на коллекторе:

$$P_k = P_0 - P_5 = 0,33 - 0,15 = 0,17 \text{ Вт};$$

- к.п.д.:

$$\eta_n = \frac{P_5}{P_0} = \frac{0,15}{0,33} = 0,46;$$

- коэффициент передачи тока в схеме с ОЭ на частоте входных колебаний умножителя (частоте генерации автогенератора):

$$\beta = \frac{\beta_0}{\sqrt{1 + \left(\beta_0 \frac{f_{AG}}{f_T} \right)^2}} = \frac{122,5}{\sqrt{1 + \left(122,5 \cdot \frac{11 \cdot 10^6}{10^9} \right)^2}} = 73,39;$$

- крутизна усиления идеального транзистора без учета внутренних сопротивлений $r'_{б}$ и r'_c (рис. 2.1):

$$S_n = \frac{42,5 \cdot I_{km}}{2 \cdot (1 + 3,66 \cdot t_n \cdot 10^{-3})} = \frac{42,5 \cdot 0,31}{2 \cdot (1 + 3,66 \cdot 30 \cdot 10^{-3})} = 6,00 \text{ А/В},$$

где t_n – температура перехода в градусах Цельсия.

Поскольку мощность, рассеиваемая транзистором, во много раз меньше допустимой, можно считать, что переход разогревается незначительно и его температура больше комнатной, т. е. 30°C.

Тогда фактическая крутизна проходной ВАХ транзистора определяется как:

$$S = \frac{\beta}{r'_6 + r'_3 \cdot (1 + \beta) + \frac{\beta}{S_n}} = \frac{73,39}{50 + \frac{73,39}{6,00}} = 1,18 \text{ A/V.}$$

где r'_3 – сопротивление цепи эмиттера (рис. 2.1).

Если этот параметр не приведен в справочнике, то его рекомендуется принимать равным нулю.

Амплитуда переменного напряжения на базе:

$$U_{mб} = \frac{I_{mk}}{S \cdot (1 - \cos(\theta_k))} = \frac{0,31}{1,18 \cdot (1 - \cos(24^\circ))} = 3,07 \text{ В.}$$

Амплитуда первой гармоники базового тока:

$$I_{б1} = \alpha_1(\theta_k) \frac{I_{mk}}{\beta} = 0,17 \cdot \frac{0,31}{73,39} = 0,74 \text{ мА.}$$

Постоянная составляющая базового тока:

$$I_{б0} = \frac{I_{к0}}{\beta_0} = \frac{0,028}{122,5} = 0,22 \text{ мА.}$$

Мощность возбуждения:

$$P_{возб} = 0,5 \cdot U_{mб} \cdot I_{б1} = 0,5 \cdot 3,07 \cdot 7,44 \cdot 10^{-4} = 1,14 \cdot 10^{-3} \text{ Вт.}$$

Коэффициент усиления по мощности:

$$K_p = \frac{P_5}{P_{возб}} = \frac{0,15}{1,14 \cdot 10^{-3}} = 134,7.$$

Входное сопротивление:

$$R_{вх} = \frac{U_{mб}}{I_{б1}} = \frac{3,07}{7,4 \cdot 10^{-4}} = 4,13 \text{ кОм.}$$

Напряжение смещения на базе:

$$E_6 = E'_6 - U_{m6} \cdot \cos(\theta_k) = 0,7 - 3,07 \cdot \cos(24^\circ) = -2,11 \text{ В.} \quad (4.2)$$

4.4 Электрический расчет нагрузочной системы умножителя

Электрический расчет нагрузочной системы каскада умножителя частоты идентичен произведенному в п. 2.6 расчету нагрузочной системы окончного каскада.

Вычисления рекомендуется делать с помощью математического пакета MathCad 7.0.

Результатом являются следующие электрические параметры:

- величина характеристического сопротивления $\rho = 500 \text{ Ом};$
- эквивалентная индуктивность контура $L = 1,45 \cdot 10^{-6} \text{ Гн};$
- величина катушки индуктивности $L_0 = 1,6 \text{ мкГн};$
- емкость конденсатора C_0 $C_0 = 58,36 \text{ пФ};$
- емкость конденсатора C_1 $C_1 = 17,29 \text{ пФ};$
- емкость конденсатора C_2 $C_2 = 4,05 \text{ нФ};$
- добротность нагруженного контура $Q_n = 367,6;$
- к.п.д. нагруженного контура $\eta_k = 26,5\%.$

4.5 Уточнение принципиальной схемы каскада

Расчет цепи обеспечения постоянного напряжения смещения на базе для получения нужного угла отсечки импульсов базового тока. Как видно из результатов расчета по формуле (4.2), требуемое напряжение смещения оказалось отрицательным. Поскольку амплитуда колебаний входного напряжения и входного тока (постоянной и переменной составляющих) не изменяются во времени и не требуется получение изменяющегося во времени смещения, то в данном каскаде умножения частоты применима цепь автоматического базового смещения (рис. 4.1).

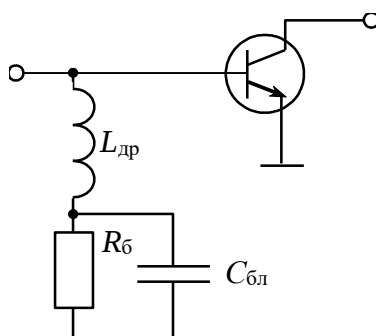


Рис. 4.1 – Схема автоматического смещения

Дроссель $L_{др}$ из всего частотного спектра импульсов тока базы пропускает только постоянную составляющую этих импульсов. Протекая через резистор $R_б$, постоянная составляющая тока вызывает на нем падение напряжения, которое заряжает конденсатор $C_{бл}$.

Таким образом, конденсатор $C_{бл}$ является источником напряжения смещения. Энергия для его заряда выделяется вследствие наличия отсечки базового тока из энергии переменного напряжения, поступающего на базу транзистора с выхода предыдущего каскада усиления. Конденсатор $C_{бл}$ осуществляет заземление «просочившихся» через $L_{др}$ остатков переменной составляющей базового тока, которые должны устраняться на этом дросселе.

Если выбрать величину индуктивности $L_{др}$ так, чтобы величиной переменной составляющей тока через резистор $R_б$ можно было пренебречь, то конденсатор $C_{бл}$ можно из схемы исключить.

Расчет номиналов элементов цепи автоматического смещения:

$$L_{др} = \frac{20 \cdot R_{вх}}{\omega_{AG}} = \frac{20 \cdot 4,13 \cdot 10^3}{2 \cdot \pi \cdot 11 \cdot 10^6} = 1,20 \cdot 10^{-3} \text{ Гн},$$

$$R_б = \frac{|E_б|}{I_{б0}} = \frac{2,11}{2,27 \cdot 10^{-4}} = 9,29 \text{ кОм}.$$

Определение мощности, на которую должен быть рассчитан резистор $R_б$:

$$P_{R_6} = \frac{E_6^2}{R_6} = \frac{(-2,11)^2}{2,27 \cdot 10^{-4}} = 4,79 \cdot 10^{-4} \text{ Вт.}$$

Исходя из расчетной мощности для резистора R_6 выбираем марку МЛТ-0,125.

Расчет цепи коллекторного питания. Он идентичен расчету, произведенному для оконечного каскада в п. 2.9. После расчета по формулам (2.26) и (2.27) получились следующие предельные значения номиналов элементов: $L_{др} \geq 14,86 \text{ мкГн}$, $C_{бл} \geq 2,86 \cdot 10^{-14} \text{ Ф}$. Конденсатор $C_{бл}$ исключим из схемы ввиду малого значения его емкости.

Для точной подстройки резонансной частоты выходного контура и ввода транзистора в критический режим вместо конденсаторов C_0 и C_1 будем использовать конденсаторы переменной емкости. Выберем номиналы элементов из стандартного ряда значений $E24$ и приведем окончательную принципиальную схему каскада умножителя частоты (рис. 4.2).

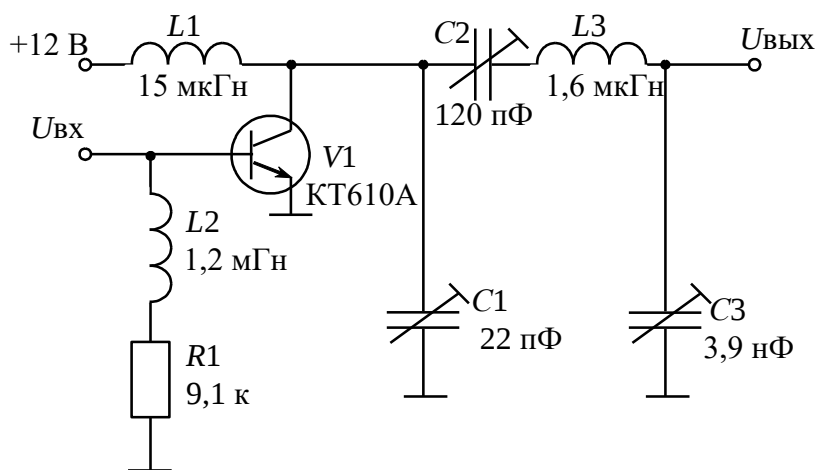


Рис. 4.2 – Схема умножителя частоты

5 РАСЧЕТ ЗАДАЮЩЕГО КВАРЦЕВОГО АВТОГЕНЕРАТОРА

5.1 Выбор схемы автогенератора

Автогенераторы (АГ) в радиопередатчиках являются первичными источниками колебаний, частота и амплитуда которых определяется только собственными параметрами схемы и должна в очень малой степени зависеть от внешних условий. В состав АГ обязательно входит активный элемент (транзистор) и колебательная система, определяющая частоту колебаний.

В многокаскадных передатчиках основные требования предъявляются к стабильности АГ. С этой целью АГ стараются защитить от внешних воздействий: температуры, вибраций, электромагнитных излучений, нестабильности напряжения источников питания и т. д. Стабильность частоты АГ существенно зависит от добротности и стабильности его колебательной системы.

В АГ с LC -контурами (их добротность обычно не выше 200–300) стабильность частоты не превышает $10^{-3} \dots 10^{-4}$. В АГ СВЧ, где используют объемные резонаторы из специальных материалов с малыми потерями, с малыми изменениями размеров при дестабилизирующих воздействиях и с добротностью до нескольких тысяч, стабилизирующее действие колебательной системы увеличено. Добротность кварцевых резонаторов (КР) во много раз превышает добротность прочих колебательных систем и составляет около $10^4 \dots 10^6$.

Современный уровень развития пьезокварцевой техники, использование кварцевых резонаторов в качестве основных элементов стабилизации частоты позволяют получить кварцевые генераторы с нестабильностью частоты до 10^{-11} за сутки.

Исходя из этого, рекомендуется использовать в качестве задающего автогенератора автогенератор с кварцевой стабилизацией частоты.

Существует много разновидностей схем кварцевых автогенераторов. В настоящее время чаще всего применяются два вида: осцилляторные схемы и схемы, в которых кварцевый резонатор включается как последовательный элемент цепи обратной связи. Рекомендуется использовать осцилляторную схему автогенератора. Во-первых, кварцевый резонатор может иметь индуктивное сопротивление только в том случае, если он исправен и кварцевая пластина в нем колеблется. В противном случае, а также в случае отсутствия в схеме кварцевого резонатора автоколебания невозможны. Во-вторых, в этом случае обеспечивается более высокая стабильность частоты автогенератора.

Из осцилляторных схем, в свою очередь, наибольшее распространение имеют автогенераторы, построенные по схеме емкостной трехточки, в которых кварцевый резонатор включен между коллектором и базой транзистора.

Эта схема выделяется из осцилляторных схем следующими тремя преимуществами: схема имеет меньшую склонность к паразитной генерации на частотах, выше рабочей; автогенератор может быть построен без катушек индуктивности, что особенно важно при исполнении в микросхеме; частоту автогенератора можно менять в достаточно широком диапазоне путем смены только кварцевого резонатора.

На основе сказанного рекомендуется выбрать осцилляторную схему емкостной трехточки.

5.2 Выбор транзистора

Так как мощность автогенератора не превышает нескольких десятков милливатт, то транзистор может быть выбран из широкого класса маломощных германиевых и кремниевых транзисторов. Определяющими факторами при выборе выступают рабочая частота автогенератора и диапазон рабочих температур.

В автогенераторе следует применять транзистор с граничной частотой, много большей рабочей частоты. В этом случае можно не учитывать инерционные свойства транзистора, благодаря чему упрощается расчет автогенератора, но главное – уменьшается нестабильность частоты, связанная с нестабильностью фазового угла крутизны.

Исходя из сказанного, рекомендуется выбрать конкретный тип транзистора.

По всем параметрам для данного каскада подходит высокочастотный транзистор малой мощности структуры *n-p-n* КТ342Б.

Требуемые для дальнейших расчетов усредненные характеристики выбранного транзистора [5]:

- максимальный постоянный ток коллектора $I_{к\max} = 50$ мА;
- максимальный ток коллектора в импульсе $I_{к\text{ и } \max} = 300$ мА;
- максимальное напряжение коллекторного перехода .. $U_{кэ\text{ доп}} = 25$ В;
- максимальная средняя мощность на коллекторе $P_k = 250$ мВт;
- предельная частота коэффициента передачи тока
в схеме с ОЭ $f_T = 300$ МГц;
- емкость коллекторного перехода
при напряжении на нем $U_{Cк0} = 5$ В $C_{к0} = 8$ пФ;
- статический коэффициент передачи тока
в схеме с ОЭ $\beta_0 = (200 \div 500)$;
- постоянная времени цепи внутренней обратной связи $\tau_{oc} = 300$ пс.

Примем $\beta_0 = \sqrt{\beta_{0\min} \cdot \beta_{0\max}} = \sqrt{200 \cdot 500} \approx 316$ раз.

5.3 Электрический расчет автогенератора

Электрический расчет кварцевого автогенератора проводится по [1].

Расчет по постоянному току. Задается величина постоянного тока коллектора $I_{к0} = 5$ мА, постоянная составляющая напряжения между

коллектором и эмиттером транзистора $E_{кэ} = 9$ В и постоянное напряжение на эмиттере относительно общего провода $E_э = 3$ В.

Рассчитывается требуемое напряжение источника питания:

$$E_к = E_{кэ} + E_э = 9 + 3 = 12 \text{ В.}$$

Определяется величина проходной емкости при конкретном значении напряжения между коллектором и базой:

$$C_к = C_{к0} \cdot \sqrt{\frac{U_{Cк0}}{E_{кэ}}} = 8 \cdot 10^{-12} \cdot \sqrt{\frac{5}{9}} = 5,96 \cdot 10^{-12} \text{ Ф.}$$

Производится сопротивление резистора обратной связи (здесь и далее обозначения элементов приведены согласно принципиальной схеме на рисунке 5.2):

$$R3 = \frac{E_э}{I_{к0}} = \frac{3}{5 \cdot 10^{-3}} = 600 \text{ Ом.}$$

Постоянная составляющая импульсов тока базы:

$$I_{б0} = \frac{I_{к0}}{\beta_0} = \frac{5 \cdot 10^{-3}}{316} = 1,58 \cdot 10^{-5} \text{ А.}$$

Задается:

— ток делителя:

$$I_{дел} = 15 \cdot I_{б0} = 15 \cdot 1,58 = 2,37 \cdot 10^{-4} \text{ А;}$$

— сопротивление делителя:

$$R_{дел} = \frac{E_к}{I_{дел}} = \frac{12}{2,37 \cdot 10^{-4}} = 5,06 \cdot 10^4 \text{ Ом;}$$

— постоянный потенциал на базе относительно общего провода:

$$E_б = E_э + E'_б = 3 + 0,7 = 3,7 \text{ В;}$$

— сопротивление резистора нижнего плеча делителя:

$$R2 = \frac{E_б}{I_{дел}} = \frac{3,7}{2,37 \cdot 10^{-4}} = 15,59 \text{ кОм;}$$

– сопротивление резистора верхнего плеча делителя:

$$R1 = R_{\text{дел}} - R2 = 5,06 \cdot 10^4 - 15,59 \cdot 10^3 = 35,01 \text{ кОм.}$$

Определяется мощность, на которую должны быть рассчитаны резисторы $R1$, $R2$ и $R3$:

$$P_{R1} = \frac{(E_k - E_6)^2}{R1} = \frac{(12 - 3,7)^2}{35,01 \cdot 10^3} = 1,96 \cdot 10^{-3} \text{ Вт,}$$

$$P_{R2} = \frac{E_6^2}{R2} = \frac{3,7^2}{15,59 \cdot 10^3} = 8,78 \cdot 10^{-4} \text{ Вт,}$$

$$P_{R3} = \frac{E_9^2}{R3} = \frac{3^2}{600} = 15 \cdot 10^{-3} \text{ Вт.}$$

Исходя из расчетных мощностей, для резисторов $R1$, $R2$ и $R3$ выбирается марка МЛТ-0,125.

Расчеты по переменному току

Определяем высокочастотное сопротивление базы:

$$r'_6 = \frac{\tau_{oc}}{C_k} = \frac{300 \cdot 10^{-12}}{5,96 \cdot 10^{-12}} = 50,31 \text{ Ом.}$$

Рассчитываем сопротивление эмиттерного перехода:

$$r_9 \approx \frac{25,6}{I_{k0} \cdot 10^3} = \frac{25,6}{5 \cdot 10^{-3}} = 5,12 \text{ Ом.}$$

Находим крутизну транзистора:

$$S = \frac{\beta_0}{r'_6 + \beta_0 \cdot r_9} = \frac{316}{50,31 + 316 \cdot 5,2} = 189 \text{ мА/В.}$$

Задаем коэффициент регенерации $G = 5,7$ и определяем управляющее сопротивление:

$$R_y = \frac{G}{S} = \frac{5,7}{0,18} = 31,6 \text{ Ом.}$$

Задаем отношение $K'_{oc} = 0,1$ и вычисляем реактивное сопротивление конденсатора $C3$:

$$X_3 = \sqrt{\frac{R_y \cdot r_{KB}}{K'_{oc}}} = \sqrt{\frac{31,6 \cdot 100}{0,1}} = 173,5 \text{ Ом.}$$

Отсюда емкость конденсатора:

$$C_3 = \frac{1}{\omega_{AG} \cdot X_3} = \frac{10^{-6}}{2 \cdot \pi \cdot 11 \cdot 173,5} = 84,1 \text{ пФ.}$$

Тогда

$$C_1 = \frac{C_3}{K'_{oc}} = \frac{84,1 \cdot 10^{-12}}{0,1} = 841 \text{ пФ.}$$

Следовательно,

$$X_1 = \frac{1}{\omega_{AG} \cdot C_1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 11 \cdot 10^6 \cdot 841 \cdot 10^{-12}} = 17,35 \text{ Ом.}$$

Определяем величину емкости блокировочного конденсатора C_2 :

$$C_2 = \frac{20}{\omega_{AG} \cdot r_g} = \frac{20}{2 \cdot \pi \cdot 11 \cdot 10^6 \cdot 5,12} = 486,3 \text{ пФ.}$$

Рассчитываем:

– дроссель L_1 цепи коллекторного питания:

$$L_1 = \frac{30 \cdot X_3}{\omega_{AG}} = \frac{30 \cdot 173,5}{2 \cdot \pi \cdot 11 \cdot 10^6} = 75,92 \text{ мкГн;}$$

– сопротивление базового делителя переменному току

$$R_{дел} \approx \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = \frac{35,01 \cdot 10^3 \cdot 15,59 \cdot 10^3}{35,01 \cdot 10^3 + 15,59 \cdot 10^3} = 10,78 \cdot 10^3 \text{ Ом.}$$

Как видно, сопротивление делителя гораздо больше реактивного сопротивления конденсатора C_1 . Следовательно, он не зашунтирует вход транзистора. Поэтому необходимость в разделительном дросселе между базовым делителем и базой транзистора отпадает.

Определяется коэффициент $\gamma_1(\theta)$ для стационарного режима:

$$\gamma_1(\theta) = \frac{1}{G} = \frac{1}{5,7} = 0,17.$$

По графику (рис. 5.1) определяется угол отсечки импульсов тока, соответствующий рассчитанному коэффициенту $\gamma_1(\theta)$. Угол равен $\theta = 58^\circ$.

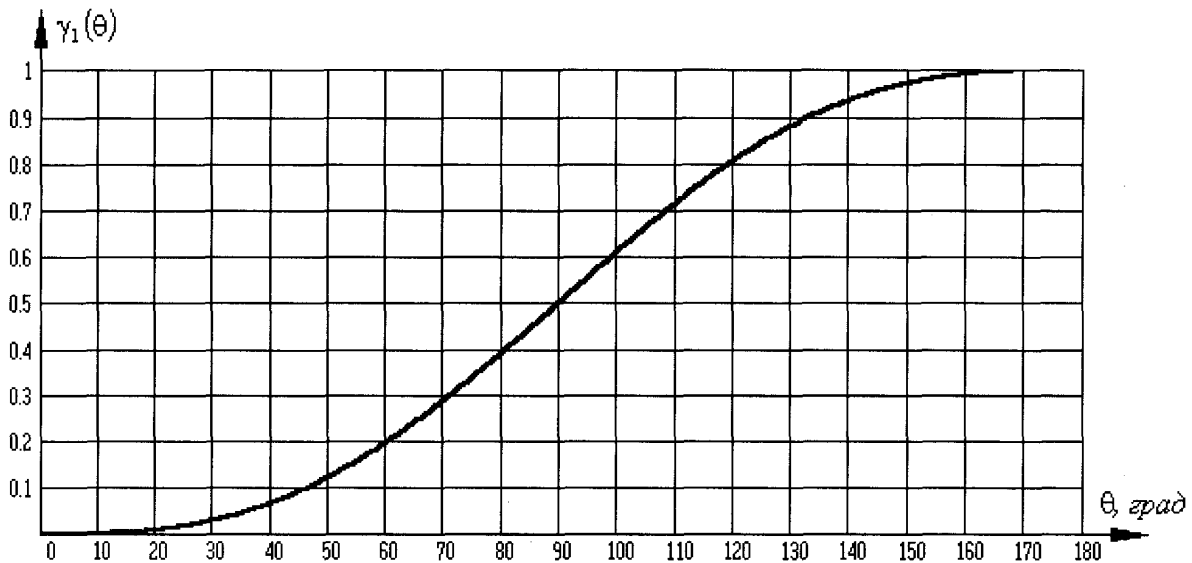


Рис. 5.1– График для определения угла отсечки импульсов тока

Для найденного угла отсечки рассчитываются коэффициенты Берга:

$$\alpha_0(58^\circ) = 0,21, \alpha_1(58^\circ) = 0,37.$$

Вычисляется амплитуда импульса коллекторного тока:

$$I_{mk} = \frac{I_{k0}}{\alpha_0(\theta)} = \frac{5 \cdot 10^{-3}}{0,21} = 24 \text{ мА.}$$

Определяется амплитуда первой гармоники коллекторного тока:

$$I_{k1} = \alpha_1(\theta) \cdot I_{mk} = 0,37 \cdot 24 \cdot 10^{-3} = 9,04 \text{ мА.}$$

Рассчитается амплитуда напряжения на базе:

$$U_{mб} = I_{k1} \cdot R_y = 9,04 \cdot 10^{-3} \cdot 31,6 = 0,27 \text{ В.}$$

Вычисляется модуль коэффициента обратной связи:

$$|K_{oc}| = \frac{X1}{\sqrt{X3^2 + r_{кв}^2}} = \frac{17,35}{\sqrt{173,5^2 + 100^2}} = 0,08.$$

Находится амплитуда переменного напряжения на коллекторе:

$$U_{mk} = \frac{U_{mб}}{|K_{oc}|} = \frac{0,27}{0,08} = 3,14 \text{ В.}$$

Определяется:

- мощность, потребляемая от источника питания коллекторной цепью:

$$P_0 = I_{к0} \cdot E_k = 5 \cdot 10^{-3} \cdot 12 = 0,06 \text{ Вт};$$

- мощность, рассеиваемая кварцевым резонатором:

$$P_{кв} = 0,5 \cdot \left(\frac{U_{мб}}{X1} \right)^2 \cdot r_{кв} = 0,5 \cdot \left(\frac{0,27}{17,35} \right)^2 \cdot 100 = 12 \text{ мВт}.$$

Оценивается величина допустимого сопротивления нагрузки:

$$R_{н доп} \geq \frac{5 \cdot 3,14^2}{12 \cdot 10^{-3}} = 4,00 \text{ кОм}.$$

Следует помнить, что входное сопротивление умножителя частоты оказалось равным 4,13 кОм, таким образом, допустимая величина сопротивления нагрузки автогенератора выдержана.

Мощность, отдаваемая в нагрузку:

$$P_{вых} = \frac{U_{мк}^2}{2 \cdot R_{н}} = \frac{3,14^2}{2 \cdot 4,13 \cdot 10^3} = 1,19 \text{ мВт}.$$

Требуемая для умножителя частоты мощность возбуждения 1,145 мВт, а амплитуда входного переменного напряжения 3,076 В. Из проведенных расчетов автогенератора видно, что обеспечено согласование автогенератора с умножителем частоты по всем основным параметрам: сопротивлению нагрузки автогенератора, мощности возбуждения умножителя частоты и требуемой амплитуды переменного напряжения на его входе.

Расчет емкости разделительного конденсатора C4:

$$C4 = \frac{20}{\omega_{АГ} \cdot R_{вх умн}} = \frac{20}{2 \cdot \pi \cdot 11 \cdot 10^6 \cdot 4,13 \cdot 10^3} = 70,62 \text{ пФ}.$$

где $R_{вх умн}$ – входное сопротивление каскада умножителя частоты.

Номиналы элементов выбираются из стандартного ряда значений E24 и формируются в окончательную принципиальную схему задающего автогенератора (рис. 5.2).

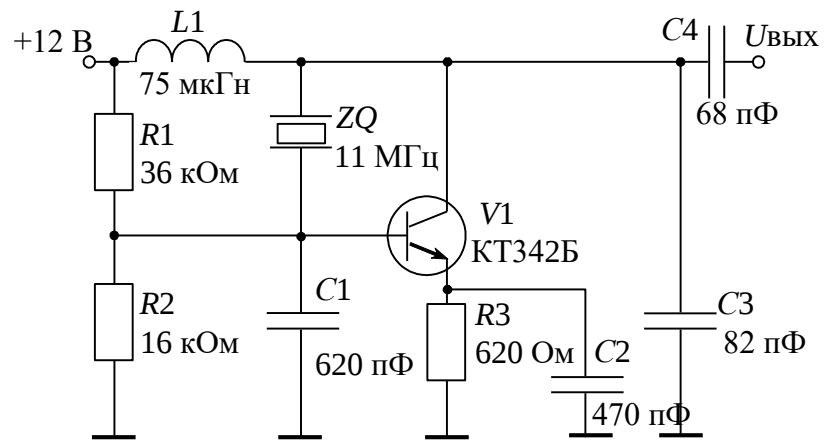


Рис. 5.2 – Схема задающего автогенератора

ЛИТЕРАТУРА

1. Радиопередающие устройства : учебник для вузов [Электронный ресурс] / под ред. В. В. Шахгильдяна. – 3-е изд., перераб. и доп. – М. : Радио и связь, 2003. – 560 с. // Сайт «Публичная библиотека». – Режим доступа: http://publ.lib.ru/ARCHIVES/SH/SHANGIL%27DYAN_Vagan_Vaganovich/Shahgil%27dyan_V.V..html#004 (дата обращения: 04.04.2018).

2. Дегтярь Г. А. Устройства генерирования и формирования сигналов : учебник / Г. А. Дегтярь. – Новосибирск : Изд-во НГТУ, 2005. – Ч. 1. – 480 с.

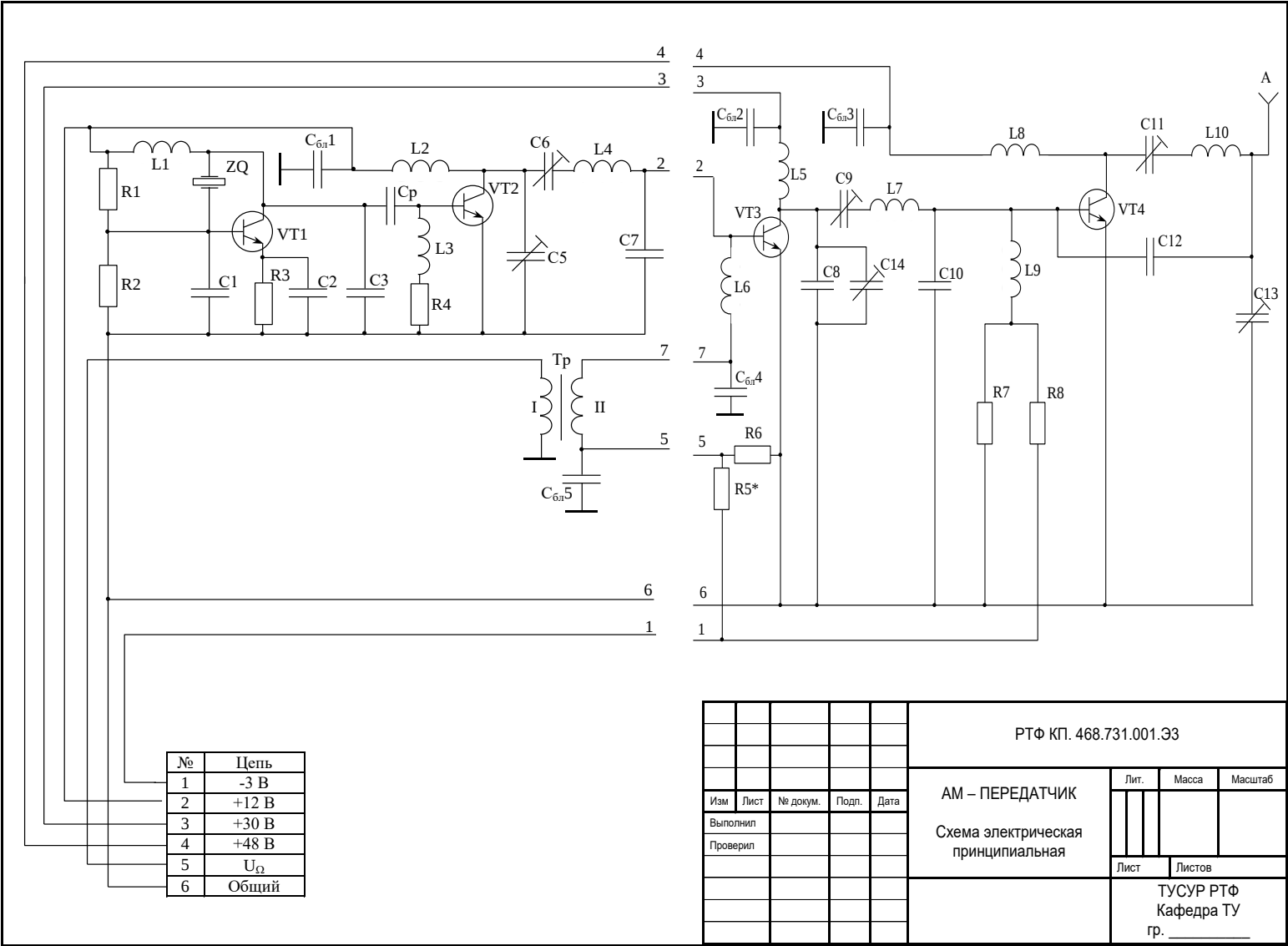
3. Шахгильдян В. В. Проектирование устройств генерирования и формирования сигналов в системах подвижной радиосвязи : учебник для вузов / В. В. Шахгильдян, В. Л. Карякин. – М. : Солон-пресс, 2011. – 400 с.

4. Шахгильдян В. В. Проектирование радиопередающих устройств : учеб. пособие для вузов [Электронный ресурс] / В. В. Шахгильдян, М. С. Шумилин. – 2-е изд., перераб. и доп. – М. : Радио и связь, 1984 // Сайт «Публичная библиотека». – Режим доступа: http://publ.lib.ru/ARCHIVES/SH/SHANGIL%27DYAN_Vagan_Vaganovich/Shahgil%27dyan_V.V..html#004 (дата обращения: 04.04.2018).

5. Бордус А. Д. Устройства генерирования и формирования сигналов : учеб. пособие / А. Д. Бордус. – Томск : ФДО, ТУСУР, 2018. – 261 с.

6. Карякин В. Л. Устройства генерирования и формирования сигналов в системах подвижной радиосвязи : учебник для вузов / В. Л. Карякин. – М. : Радио и связь, 2007. – 336 с.

Полная принципиальная схема передатчика



Позици- онное обозначе- ние		Наименование			Кол- во	Примечание					
		Конденсаторы									
C1		K10-17 620 пФ×40 В ОЖО 460 182 ТУ			1						
C2		K10-17 470 пФ×40 В ОЖО 460 182 ТУ			1						
C3		K10-17 82 пФ×40 В ОЖО 460 182 ТУ			1						
C4		K10-17 68 пФ×40 В ОЖО 460 182 ТУ			1						
C5		K10-17 22 пФ×40 В ОЖО 460 182 ТУ			1						
C6		K10-17 120 пФ×40 В ОЖО 460 182 ТУ			1						
C7		K10-17 3,9 нФ×40 В ОЖО 460 182 ТУ			1						
C8		K10-17 200 пФ×40 В ОЖО 460 182 ТУ			1						
C9, C11, C14		КТ4-25-15 / 80 пФ			3						
C10		K10-17 3,3 пФ×40 В ОЖО 460 182 ТУ			1						
C12		K10-17 75 пФ×40 В ОЖО 460 182 ТУ			1						
C13		КТ4-25-15 / 120 пФ			1						
		Резисторы ГОСТ 7113–77									
R1		МЛТ-0,125-36 кОм ±10 %			1						
R2		МЛТ-0,125-16 кОм ±10 %			1						
					РТФ КП. 468.731.001.ПЭЗ						
Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата	АМ-ПЕРЕДАТЧИК Перечень элементов		Лит.		Лист	Листов	
Выпол- нил							Э			1	2
Прове- рил							ТУСУР РТФ				

[illegible]

					РТФ КП. 468.731.001.ПЗ				Лист
									2
Изм.	Лист	№ до- кум.	Подп.	Дата					

КГ – кварцевый генератор;
 УМК – усилитель модулированных колебаний;
 ЦС – цепь согласования;
 М – модулятор

					РТФ КП. 468.731.001.Э1			
					АМ-ПЕРЕДАТЧИК	Лит.	Масса	Масштаб

Изм.	Лист	№ до- кум.	Подп.	Дата	Схема структурная						
Выпол- нил											
Проверил											
						Лист	Листов				
						ТУСУР РТФ Кафедра ТУ гр. _____					