

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

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

**Кафедра телевидения и управления
(ТУ)**

В.В. Капустин, А.Г. Ильин

**УСТРОЙСТВА ГЕНЕРИРОВАНИЯ И ФОРМИРОВАНИЯ
ЦИФРОВЫХ СИГНАЛОВ**

Учебное методическое пособие по курсовому проектированию для магистрантов, обучающихся по направлению: 11.04.01 Радиотехника

2018

Капустин В.В., Ильин А.Г. Устройства генерирования и формирования цифровых сигналов: Учебное методическое пособие по курсовому проектированию: Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР), 2018. – 56 с.

СОДЕРЖАНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	4
1. ОРГАНИЗАЦИЯ ВЫПОЛНЕНИЯ КУРСОВОГО ПРОЕКТА	5
1.1 Техническое задание	5
1.2 Организация работы над проектом	5
2. СОДЕРЖАНИЕ КУРСОВОГО ПРОЕКТА	5
2.1 Общие требования	5
2.2 Содержание пояснительной записки	5
2.2.1 Порядок проектирования передатчиков	6
2.2.2 Типовая структурная схема передатчика на транзисторах	6
2.2.3 Расчет транзисторного каскада усилителя мощности высокой частоты по схеме с общим эмиттером	8
2.2.4 Электрический расчет нагрузочной системы транзисторного каскада ..	12
2.2.5 Конструктивный расчет элементов нагрузочной системы	14
2.2.6 Расчет нагрузочной системы на полосковых линиях	16
2.2.7 Умножители частоты	19
2.2.8 Автогенераторы с параметрической стабилизацией частоты	21
2.2.9 Кварцевые автогенераторы	27
2.2.10 Амплитудная модуляция в передатчиках	32
2.2.11 Коллекторная модуляция	33
2.2.12 Комбинированная модуляция	36
2.2.13 Базовая модуляция	36
2.2.14 Усилитель модулированных колебаний	41
2.2.15 Передатчики с однополосной модуляцией	43
2.2.16 Особенности структурных схем передатчиков с частотной модуляцией	44
2.2.17 Проектирование модуляторов при ЧМ	46
2.2.18 Методика расчета возбудителя при ЧМ	50
2.2.19 Структурная схема универсального квадратурного модулятора	52
2.2.20 QPSK модулятор	53
2.2.21 Заключение	54
3 ТРЕБОВАНИЯ К ОФОРМЛЕНИЮ КУРСОВОГО ПРОЕКТА	55

ВВЕДЕНИЕ

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

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

В соответствии с рабочим диапазоном передатчики делятся на длинноволновые ($\lambda=3000$ м), средневолновые ($\lambda=200-300$ м), промежуточных волн ($\lambda=50-200$ м), коротковолновые ($\lambda=10-50$ м) и ультракоротковолновые ($\lambda \leq 10$ м).

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

При постановке задачи на проектирование учитывается не только его назначение и диапазон волн, а также учитываются следующие основные технические характеристики:

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

1. ОРГАНИЗАЦИЯ ВЫПОЛНЕНИЯ КУРСОВОГО ПРОЕКТА

1.1 Техническое задание

Курсовой проект выполняется в соответствии с техническим заданием. Техническое задание определяет:

- а) назначение проектируемого передатчика;
- б) основные параметры, необходимые для проектирования;

1.2 Организация работы над проектом

Срок выполнения курсового проекта указан в бланке технического задания. Общий объем самостоятельной работы над заданием рассчитан на 30-40 часов (из расчета 2-3 часа в неделю).

2. СОДЕРЖАНИЕ КУРСОВОГО ПРОЕКТА

2.1 Общие требования

Курсовой проект должен быть представлен пояснительной запиской (ПЗ), содержащей текст, рисунки (графики, блок-схемы, структурные схемы, электрическую принципиальную схему) и таблицы.

Текст записки должен содержать указанные ниже разделы:

- 1) титульный лист;
- 2) реферат;
- 3) задание (ТЗ);
- 4) оглавление
- 5) введение;
- 6) содержание:
 - анализ технического задания и выбор методов выполнения его требований;
 - расчет технических параметров проекта
 - расчет технических требований к ее элементам;
 - разработка схемной реализации передатчика;
- 7) заключение;
- 8) сокращения, обозначения, термины и определения;
- 9) список использованной литературы;
- 10) приложения.

2.2 Содержание пояснительной записки

Реферат – краткое точное изложение содержания документа, включающее основные фактические сведения и выводы.

Реферат помещают на отдельной странице. Заголовком служит слово «Реферат», расположенное симметрично тексту. Заголовок выполняется прописными буквами.

Реферат выполняется по ОС ТУСУР 0.1-2013 и должен содержать:

- сведения о количестве листов ПЗ, рисунков, иллюстраций, таблиц, использованных источников, приложений;
- перечень ключевых слов;
- текст реферата.

Перечень ключевых слов должен состоять из 5-10 слов или словосочетаний из ПЗ, которые в наибольшей мере характеризуют ее содержание. Ключевые слова пишутся в именительном падеже прописными буквами.

Текст реферата должен содержать:

- цель работы;
- полученные результаты и их новизну;
- основные особенности спроектированной системы;
- область применения проекта.

Задание на проектирование – составляется руководителем.

2.2.1 Порядок проектирования передатчиков.

На первом этапе изучаются технические требования к передатчику. Пример задания на курсовое проектирование выдает преподаватель.

На втором этапе переходят к расчету и составлению структурной схемы передатчика. Задачи, которые решаются на данном этапе, состоят в определении необходимого количества каскадов, выборе схем каждого из них, выборе транзисторов, способе стабилизации частоты, виде 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 перечисленных каскадов.

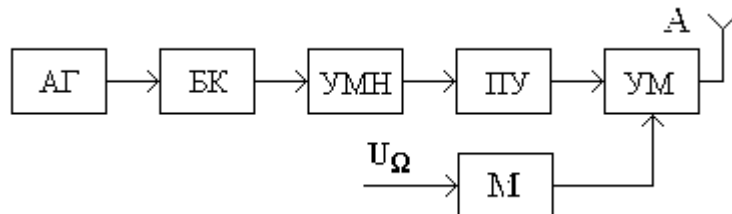
Расчетные материалы, принципиальная схема по стандартам со спецификацией, чертежи конструкции отдельных деталей и составляют проект по РПУ. Объем пояснительной записки составляет 25-30 страниц. Форма титульного листа согласно стандарту.

2.2.2 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 структурной схемы определяют минимально необходимое число питающих напряжений.

Для обеспечения высокой стабильности частоты передатчика его обычно строят по многокаскадной схеме (рисунок 2.1).



АГ – автогенератор;

БК – буферный каскад;

УМН – умножитель;

ПУ – предварительный усилитель;

УМ – усилитель мощности;

М – модулятор.

Рисунок 2.1

Колебания маломощного возбудителя с частотой f_{ar} последовательно усиливаются несколькими каскадами умножения и усиления и доводятся до заданной мощности P_1 и частотой f . В мощных оконечных транзисторных каскадах приходится объединять для совместной работы несколько транзисторов с помощью схем сложения мощностей.

Расчет структурной схемы транзисторного передатчика начинают с определения необходимого числа транзисторов для получения заданной мощности в антенне.

КПД выходной колебательной системы η_k и фидера η_ϕ на первом этапе расчета можно брать следующими [3,4]:

$$\eta_k \approx 0,8-0,95, \eta_\phi \approx 0,85-0,95.$$

Кроме того, необходимо учитывать зависимость коэффициента усиления по мощности K_p транзистора от частоты. В каскадах усиления мощности радиочастоты транзисторы часто используются на пределе их возможностей по мощности и частоте. Чаще всего они работают в области частот $f > 3 f_\beta$, поэтому K_p мал и приближенно зависит от частоты следующим образом [3]:

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

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 КПД 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 [3,4].

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

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

где $i=k-1$ число каскадов усиления.

Для повышения стабильности частоты передатчика на транзисторах мощность автогенератора не должна превышать десятков мВт, а частота кварцевого резонатора для получения относительной нестабильности частоты $\delta \leq 10^{-5}$ не должна превышать 50 МГц.

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

Поскольку энергетические показатели умножителей частоты хуже, чем усилителей мощности, в режиме умножения частоты обычно ставят первые маломощные каскады. Как правило, применяют умножение на два или на три.

На этом заканчивается составление ориентировочной структурной схемы передатчика.

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

Исходные данные для расчета: P_1 - полезная мощность,
 f - рабочая частота,
 R_H - сопротивление нагрузки.

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

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) выбираем угол отсечки коллекторного тока θ_k , обычно в пределах 70-80°. По таблицам или графикам находим величины $\alpha_1(\theta_k)$, $\alpha_0(\theta_k)$ [5];

2) амплитуда переменного напряжения на коллекторе (предварительный расчет)

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

3) напряжение источника коллекторного питания (предварительный расчет);

$$E'_k = U_{\text{кэ доп}} - U'_{\text{мк}};$$

4) для окончательного каскада целесообразно выбрать напряжение питания E_k , равное стандартному значению из следующего ряда [3,4]:

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

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

$$E_k \leq E'_k;$$

5) уточняем значение амплитуды переменного напряжения на коллекторе:

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

6) остаточное напряжение на коллекторе:

$$e_{\text{к min}} = E_k - U_{\text{мк}};$$

7) амплитуда импульса коллекторного тока

$$I_{\text{мк}} = \frac{e_{\text{к min}}}{r_{\text{нас}}}$$

8) на данном этапе целесообразно проверить правильность расчета графическим путем по характеристикам транзистора (рисунок 6.2).

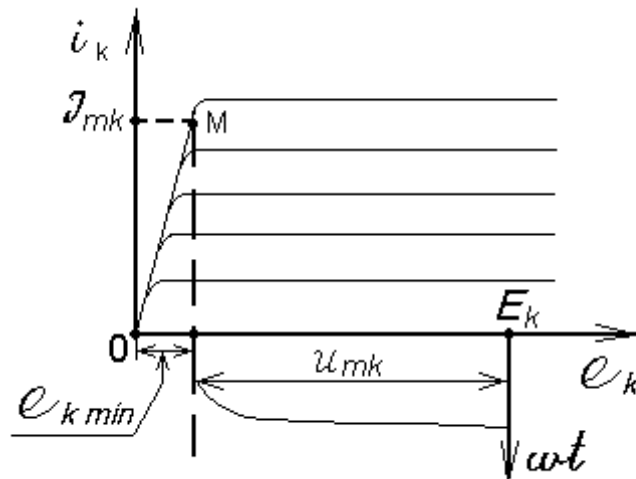


Рисунок 2.2

Ордината точки M должна отличаться от полученного значения $I_{\text{мк}}$ не более, чем на 10-20%; в противном случае допущена ошибка в расчете;

9) постоянная составляющая тока коллектора:

$$I_{\text{к0}} = \alpha_0(\theta_{\text{к}}) I_{\text{мк}};$$

10) далее производим расчет высокочастотных Y-параметров транзистора на рабочей частоте по методике, изложенной в [3,4]. Расчетные формулы приведены в приложении. При расчете Y-параметров значение тока

эмиттера I_3 принимаем равным $I_{к0}$. После вычисления Y параметров транзистора дальнейший расчет ведется по методике, изложенной в [3,4].

11) 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) первая гармоника коллекторного тока, генерируемая транзистором:

$$I_{к1} = \alpha_1(\theta_k) I_{мк};$$

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

$$I'_{к1} = \frac{U_{мк}}{R'_{22}};$$

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

$$I''_{к1} = I_{к1} - I'_{к1};$$

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

$$R_{о\epsilon кр} = \frac{U_{мк}}{I''_{к1}};$$

16) потребляемая мощность:

$$P_0 = I_{к0} E_k;$$

17) мощность переменного тока, поступающая в нагрузочный контур:

$$P'_1 = \frac{U_{мк} I''_{к1}}{2};$$

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

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

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

19) мощность, рассеиваемая на коллекторе транзистора

$$P_k = P_0 - P_1;$$

20) переходим к энергетическому расчету цепей эмиттера и базы. Угол дрейфа на рабочей частоте (в градусах)

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

21) угол отсечки импульсов эмиттерного тока

$$\theta_3 = \theta_k - 0,5\varphi_{др},$$

По таблицам или графикам определяем величины $\alpha_1(\theta_3)$, $\cos \theta_3$ [5];

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

$$I_{\varepsilon 1} = \frac{I_{к1}}{\alpha_f};$$

24) высота импульса тока эмиттера

$$I_{м\varepsilon 1} = \frac{I_{\varepsilon 1}}{\alpha_1(\theta_\varepsilon)};$$

25) 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) амплитуда напряжения возбуждения на рабочей частоте:

$$U_{мб} = \frac{\operatorname{Im}_\varepsilon \alpha_f}{|Y_{21}| (1 - \cos \theta_\varepsilon)};$$

27) постоянная составляющая тока базы:

$$I_{б0} = \frac{I_{к0}}{\beta_0};$$

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

$$E_{б'} = E_{б'}' - U_{мб} \cos \theta_\varepsilon - I_{б0} r_{б'}',$$

и для $p-n-p$ транзистора:

$$E_{б'} = -E_{б'}' + U_{мб} \cos \theta_\varepsilon + I_{б0} r_{б'}',$$

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

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

$$\theta_{б'} = \arccos\left(\frac{E_{б'}' - E_{б'}}{U_{мб}}\right),$$

и для $p-n-p$ транзисторов

$$\theta_{б'} = \arccos\left(-\frac{E_{б'}' + E_{б'}}{U_{мб}}\right).$$

По таблицам или графикам находим величины $\alpha_0(\theta_{б'})$, $\alpha_1(\theta_{б'})$ [5];

30) активная составляющая входного сопротивления транзистора на рабочей частоте

$$R_{ак} = \frac{\alpha_1(\theta_{б'})}{\alpha_0(\theta_{б'}) \operatorname{Re}(Y_{11})},$$

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

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

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

32) 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) общая мощность, рассеиваемая транзистором

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

2.2.4 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 $R_{\text{оекр}}$. При согласовании не должно нарушаться условие резонанса, должен обеспечиваться по возможности большой к.п.д. нагрузочной системы $\eta_{\text{к}}$, 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 2.3.

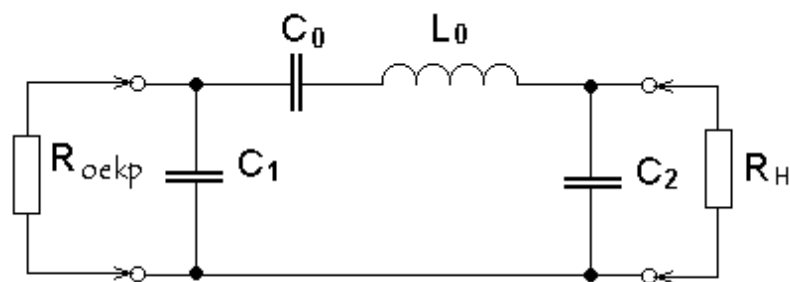


Рисунок 2.3

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

Отметим, что 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-контура следующий:

1) задаемся величиной волнового сопротивления контура в пределах

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

2) определяем индуктивность контура L_0 в Гн

$$L_0 = \rho / 2\pi f;$$

3) на частоте сигнала f П-контур сводится к виду, изображенному на рисунке 6.4, причем L , L_0 , C_0 находятся в соотношении

$$2\pi f L = 2\pi f L_0 - 1 / 2\pi f C_0.$$

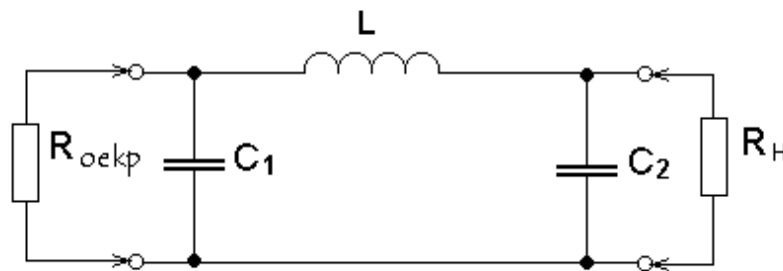


Рисунок 2.4

Величиной L в $\Gamma_{\text{н}}$ необходимо задаться в соответствии с формулой

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

4) определяем C_0 в фарадах

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

5) определяем 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) внесенное в контур сопротивление

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

7) 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) коэффициент фильтрации П-контура (рассчитывается для контура выходного каскада)

$$\Phi = Q_H (n^2 - 1)n. \quad (2.1)$$

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

Отметим, что формула (6.1) справедлива при выполнении условия

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

Полученное значение коэффициента фильтрации П-контура следует сравнить с требуемым значением коэффициента фильтрации Φ_T (расчет Φ_T дают в лекциях, учебниках) [5].

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

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

$$Q_H \leq \frac{f}{\Delta f}. \quad (2.2)$$

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 (2.2) необходимо принять меры к уменьшению добротности нагрузочной системы, например, путем уменьшения Q .

2.2.5 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 (рисунок 2.5).

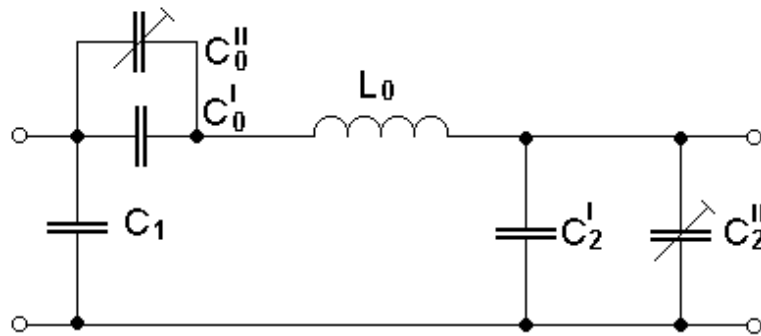


Рисунок 2.5

Расчет контурной катушки L_0 проводится в следующем порядке:

1) размеры катушки показаны на рисунке 2.6.

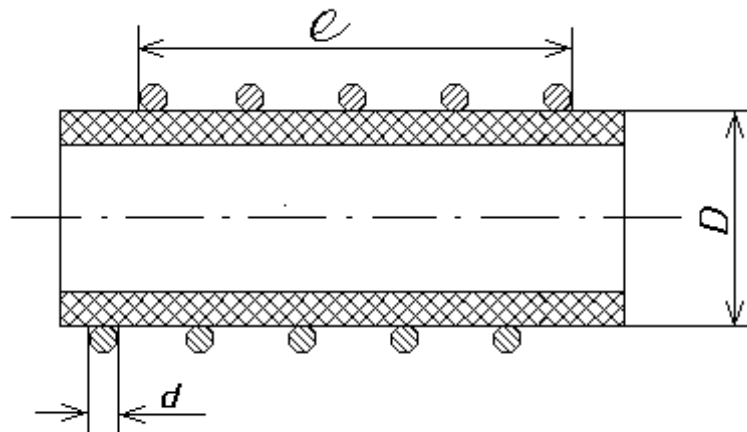


Рисунок 2.6

2) задаемся отношением $\vartheta = l/D$ в пределах
 $0,5 < \vartheta < 2$;

3) определяем площадь продольного сечения катушки $S = lD$ по формуле,

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

где $K_s = 0,1-1$ – удельная тепловая нагрузка на 1 см^2 сечения катушки [15], Вт/см^2 ;

4) определяем длину l и диаметр D катушки по формулам

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

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

5) число витков N катушки [16]

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

где L_0 – индуктивность, мкГн

6) диаметр d провода катушки (мм) вычисляем по формуле [16]:

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

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

$$I_k = U_{\text{мк}} \omega C_1;$$

7) собственное сопротивление потерь контурной катушки на рабочей частоте

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

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

8) коэффициент полезного действия контура

$$\eta_k = \frac{r_{\text{вн}}}{r_c + r_{\text{вн}}}.$$

2.2.6 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) (рисунок 2.8).

Схема нагрузочной системы приведена на рисунке 2.7.

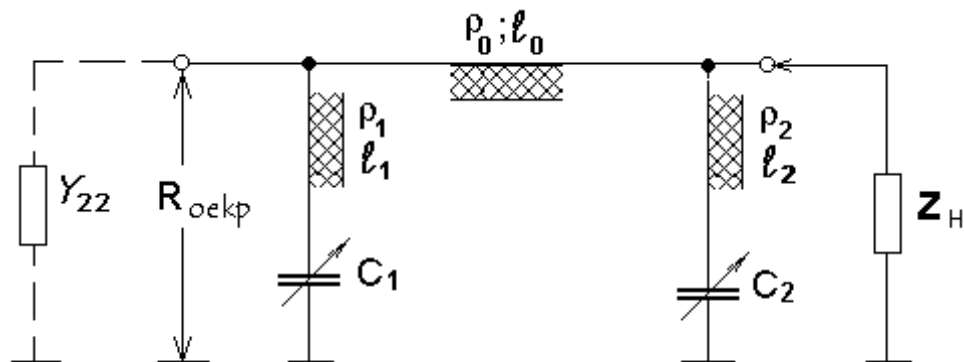


Рисунок 2.7

Она 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, $R_{\text{ое кр}}$ – критическое сопротивление нагрузки транзистора.

Электрический расчет нагрузочной системы на НПЛ:

1) 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) 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) 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) волновое сопротивление четвертьволнового трансформатора, соответствующее условию согласования транзистора с нагрузкой

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

Конструктивный расчет нагрузочной системы на НПЛ:

1) выбираем диэлектрик для изготовления подложки НПЛ и по табл. 6.1 определяем его диэлектрическую проницаемость

Таблица 2.1

Значения диэлектрической проницаемости диэлектриков

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

2) по формуле

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

где величина $A_H = W/h$ определяется геометрическими параметрами НПЛ (рисунок 6.8). Строим график $\rho = f(A_H)$.

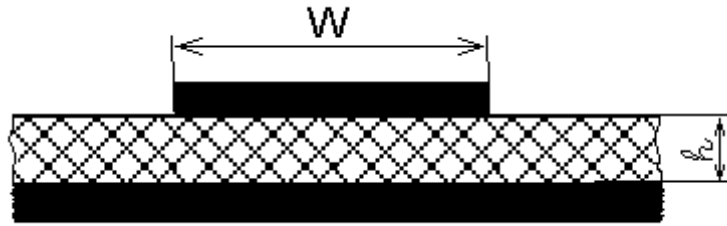


Рисунок 2.8

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

3) Задаемся толщиной подложки h (обычно 0,5-1 мм) и определяем

$$W_0 = A_0 h;$$

4) определяем длину волны в НПЛ с волновым сопротивлением ρ_0

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

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

5) длина четвертьволнового трансформатора

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

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

7) задаемся значениями 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) определяем 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) определяем длины l_1 и l_2 шлейфов

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

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

10) приводим эскиз топологии нагрузочной системы СВЧ (рисунок 2.9).

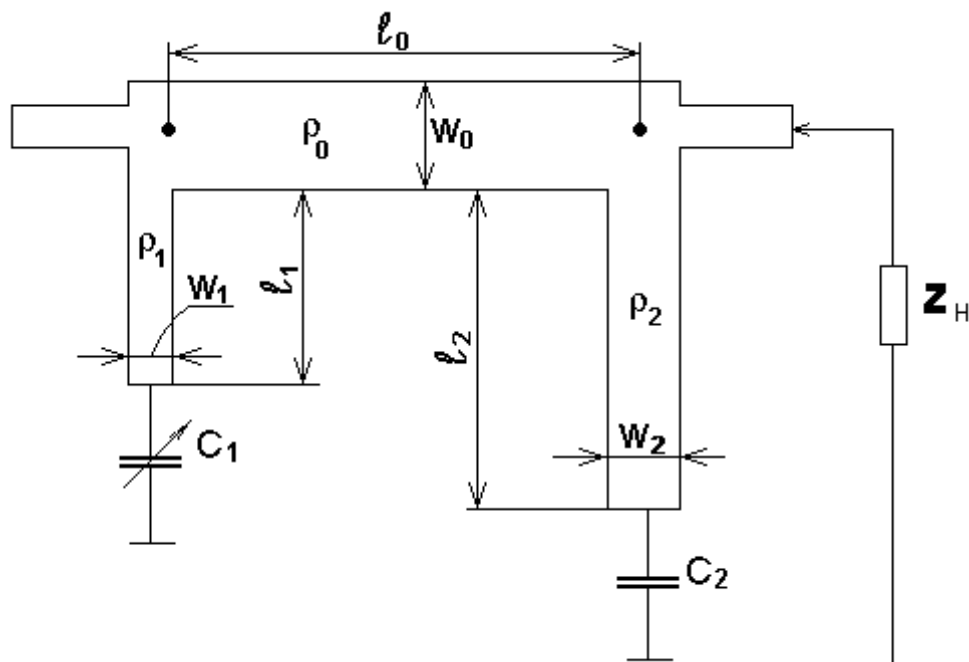


Рисунок 2.9

2.2.7 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 [5]. В других случаях его можно определить либо по характеристикам, либо по формулам

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

если величины $I_{кр}$, $U_{кр}$, $r_{кр}$ даны в справочнике [11].

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

$$E_{к\min} = \sqrt{\frac{8P_n}{\alpha_n(\theta_k)S_{кр}}};$$

3) выбираем E_k , учитывая следующие неравенства:

$$E_{к\min} < E_k < E_{к\text{доп}}.$$

4) вычисляем коэффициент использования коллекторного напряжения

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

5) амплитуда переменного напряжения на коллекторе

$$U_{мк} = \xi E_k;$$

6) амплитуда n -ной гармоники коллекторного тока

$$I_{кn} = \frac{2P_n}{U_{мк}};$$

7) максимальное значение коллекторного тока

$$I_{км} = \frac{I_{кn}}{\alpha_n(\theta_k)};$$

8) постоянная составляющая коллекторного тока

$$I_{к0} = \alpha_0(\theta_k) I_{км}.$$

Проверяем условие $I_{к0} < I_{к0\text{доп}}$;

9) потребляемая мощность

$$P_0 = E_k I_{к0};$$

10) мощность, рассеиваемая на коллекторе

$$P_k = P_0 - P_n.$$

Проверяем условие $P_k < P_{к\text{доп}}$;

11) коэффициент полезного действия

$$\eta_k = \frac{P_n}{P_0}.$$

Рассчитываем базовую цепь:

12) коэффициент усиления тока в схеме с общим эмиттером [14]

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

где β_0 , f_T – параметры типового режима, указанного в справочнике, $f = f_n/n$ – частота сигнала на входе умножителя;

13) крутизна

$$S = \frac{\beta}{r'_6 + r'_3(1 + \beta) + \beta/S_n},$$

где

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

$t_{\text{п}}$ – температура перехода в градусах Цельсия;

14) амплитуда переменного напряжения на базе

$$U_{\text{мб}} = \frac{I_{\text{км}}}{S(1 - \cos \theta_{\text{к}})};$$

15) амплитуда первой гармоники базового тока

$$I_{\text{б1}} = \alpha_1(\theta_{\text{к}}) \frac{I_{\text{км}}}{\beta};$$

16) мощность возбуждения

$$P_{\text{возб}} = 0,5U_{\text{мб}}I_{\text{б1}};$$

17) коэффициент усиления по мощности

$$K_p = \frac{P_n}{P_{\text{возб}}};$$

18) входное сопротивление

$$R_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{мб}}}{I_{\text{б1}}};$$

19) смещение на базе

$$E_{\text{б}} = E_{\text{б}}' - U_{\text{мб}} \cdot \cos \theta_{\text{к}}.$$

Если условие $f_n \ll f_T$ не выполняется, необходимо воспользоваться методикой расчета, изложенной в [14].

2.2.8 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, $U_{\text{н}}$ - напряжение на нагрузке, $R_{\text{н}}$ - сопротивление нагрузки.

Выбираем транзистор:

1) мощность в нагрузке

$$P_{\text{н}} = 0,5U_{\text{н}}^2 / R_{\text{н}};$$

2) генерируемая транзистором мощность

$$P_1 = P_{\text{н}} / \eta_{\text{к}},$$

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 выбираем транзистор с

$$f_\beta \geq 2f.$$

При таком выборе при расчете можно не учитывать инерционность транзистора. Выпишем (определим по характеристикам) следующие параметры транзистора: $\beta_0, f_T, U_{кэ доп}, r_{нас}, r'_0, P_{к доп}$.

Проводим энергетический расчет автогенератора;

1) граничная частота

$$f_\beta = f_T / \beta_0.$$

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

2) выбираем угол отсечки коллекторного тока θ_k в пределах 60-90°. По таблицам или графикам находим величины $\alpha_1(\theta_k), \alpha_0(\theta_k), \cos \theta_k$ [5];

3) напряжение источника питания

$$E_k \leq \frac{U_{кэ доп}}{2};$$

4) амплитуда переменного напряжения на коллекторе

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

5) остаточное напряжение на коллекторе

$$e_{к min} = E_k - U_{мк};$$

6) высота импульса коллекторного тока

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

7) постоянная составляющая коллекторного тока

$$I_{к0} = \alpha_0(\theta_k) I_{км};$$

8) первая гармоника коллекторного тока

$$I_{к1} = \alpha_1(\theta_k) I_{км};$$

9) сопротивление контура автогенератора на участке коллектор-эмиттер

$$R_{оекр} = \frac{U_{мк}}{I_{к1}};$$

10) подводимая к автогенератору мощность

$$P_0 = I_{к0} E_k;$$

11) мощность, рассеиваемая на коллекторе транзистора

$$P_k = P_0 - P_1 < P_{к доп}.$$

Переходим к энергетическому расчету цепи базы:

12) амплитуда напряжения возбуждения

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

Крутизна S транзистора вычисляется по формуле

$$S = S_6 \beta_0,$$

где S_6 - крутизна базового тока, определяемая по статическим характеристикам транзистора.

При отсутствии статических характеристик крутизну можно определить по формуле

$$S = \frac{\beta_0}{r'_6 + r_3 \beta_0},$$

где сопротивление эмиттерного перехода

$$r_3 \approx \frac{1}{40I_3},$$

причем $I_3 = I_{к0} \frac{(1 + \beta_0)}{\beta_0}$;

13) постоянная составляющая тока базы

$$I_{60} = \frac{I_{к0}}{\beta_0};$$

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

$$E_6 = E'_6 - U_{мб} \cos \theta_k - I_{60} r'_6,$$

а для $p-n-p$ транзисторов

$$E_6 = -E'_6 + U_{мб} \cos \theta_k + I_{60} r'_6;$$

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

$$\theta_6 = \arccos \frac{(E'_6 - E_6)}{U_{мб}},$$

и для $p-n-p$ транзисторов

$$\theta_6 = \arccos \frac{(-E'_6 + E_6)}{U_{мб}};$$

16) входное сопротивление транзистора переменному току

$$R_{вх} = \frac{1}{S_6 \alpha_1(\theta_k)(1 - \cos \theta_k)} = \frac{r'_6 + r_3 \beta_0}{\alpha_1(\theta_k)(1 - \cos \theta_k)};$$

17) мощность возбуждения

$$P_{возб} = 0,5 U_{мб}^2 / R_{вх}.$$

Расчет контура автогенератора. Расчет контура проведем для случая, когда автогенератор построен по схеме емкостной трехточки. Эквивалентная схема автогенератора приведена на рисунке 6.10.

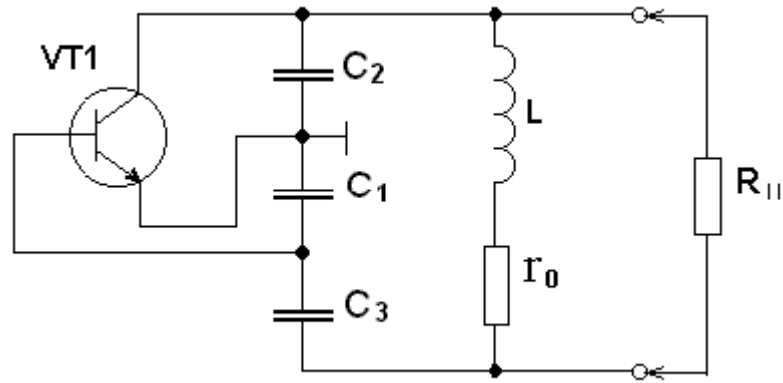


Рисунок 2.10

18) задаемся волновым сопротивлением контура в пределах
 $\rho = 100 \div 250$ Ом или $C_2 = (2 - 5)\lambda$;

19) индуктивность контура

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

20) емкость контура

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

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

21) коэффициент обратной связи автогенератора

$$K_{oc} = \frac{U_{мб}}{U_{мк}} = \frac{C_2}{C_1};$$

22) зададимся добротностью ненагруженного контура в пределах
 $Q_{xx} = 50 - 200$;

23) собственное сопротивление потерь контура

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

24) уточним значение η_k с учетом потерь на возбуждение (в цепи базы)

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

25) добротность нагруженного контура

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

26) внесенное в контур сопротивление

$$r_{вн} = \frac{\rho}{Q_H} - r_c;$$

27) полное сопротивление нагруженного контура

$$R_{оен} = \frac{\rho^2}{r_c + r_{вн}};$$

28) коэффициент включения контура в цепь коллектора

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

29) емкость конденсатора C_2

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

30) емкость конденсатора C_1

$$C_1 = \frac{C_2}{K_{\text{ос}}};$$

31) емкость конденсатора C_3

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

32) сопротивление потерь, внесенное в контур по цепи обратной связи

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

33) Сопротивление потерь, обусловленное подключением к контуру внешней нагрузки $R_{\text{н}}$

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

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

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

35) коэффициент включения нагрузки в контур

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

Расчет термокомпенсации частотной нестабильности контура автогенератора. Расчет термокомпенсации проводим в соответствии с методикой, изложенной в [17]. Согласно этой методики главным дестабилизирующим фактором является температурная нестабильность контура. Компенсация заключается в обеспечении равенства

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

где, α_C , α_L – соответственно температурные коэффициенты емкости (ТКЕ) и индуктивности (ТКИ) колебательного контура. Это равенство достигается включением в состав контура одного или нескольких конденсаторов с отрицательным ТКЕ;

36) задаемся значением ТКИ в пределах

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

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 табл. 2.2;

37) задаемся значениями α_1 и α_2 из табл. 2.2. (желательно пользоваться малыми значениями ТКЕ);

38) требуемое значение ТКЕ конденсатора C_3 находим 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 табл. 2.2, емкость можно составить из двух (или более) конденсаторов с различными ТКЕ и 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 стандартными значениями α'_3 и α''_3 и величинами 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 2.11. 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 .

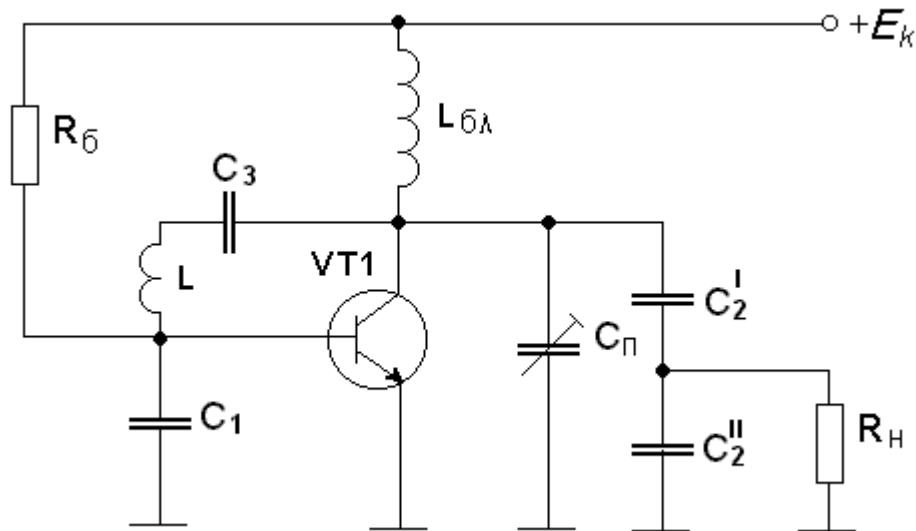


Рисунок 2.11

39) емкость конденсатора C''_2

$$C''_2 = \frac{1}{\omega X_{свн}};$$

40) емкость конденсатора C'_2

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

41) сопротивление автоматического смещения

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

42) индуктивность блокировочного дросселя в цепи коллектора

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

43) средняя емкость подстроечного конденсатора

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

44) условие самовозбуждения

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

Таблица 2.2

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

2.2.9 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 же 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:

I) схемы, получающиеся путем замены кварцевым резонатором одной из индуктивностей в трехточечной схеме, так называемые осцилляторные схемы. В этих автогенераторах колебания устанавливаются на такой частоте, при которой сопротивление резонатора является индуктивным;

II) 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 микросхемном 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 милливольт, 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, но, 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 будет 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.

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.

Методика расчета автогенератора изложена в [15]. Будем рассматривать автогенератор, построенный по схеме, изображенной на рисунке 2.12.

Автогенератор представляет 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 $R_{дел} = R_1 \cdot R_2 / (R_1 + R_2)$ мало и может зашунтировать конденсатор C_2 .

Эквивалентные схемы автогенератора для постоянного тока и тока рабочей частоты приведены на рисунке 2.12, рисунке 2.13а. и рисунке 2.13б.

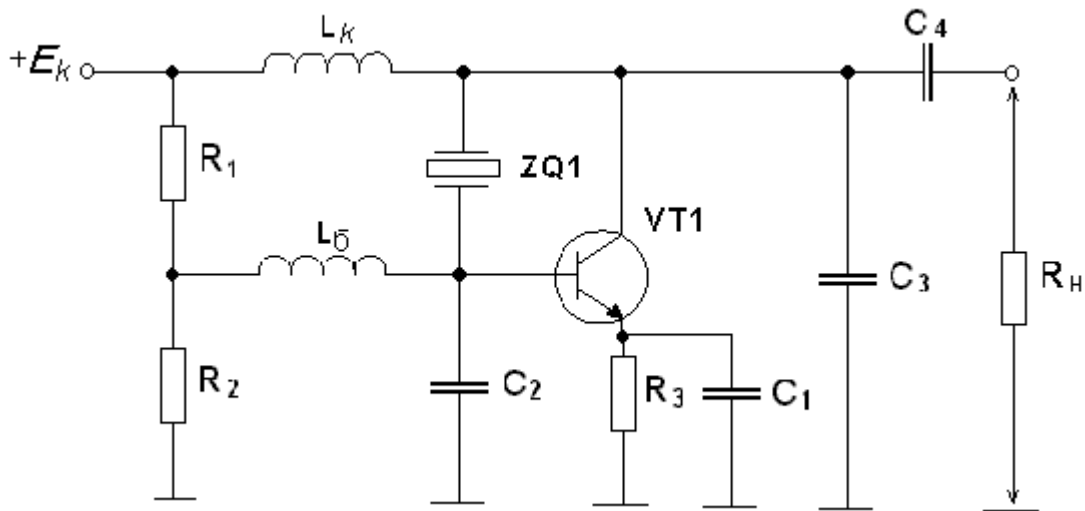


Рисунок 2.12

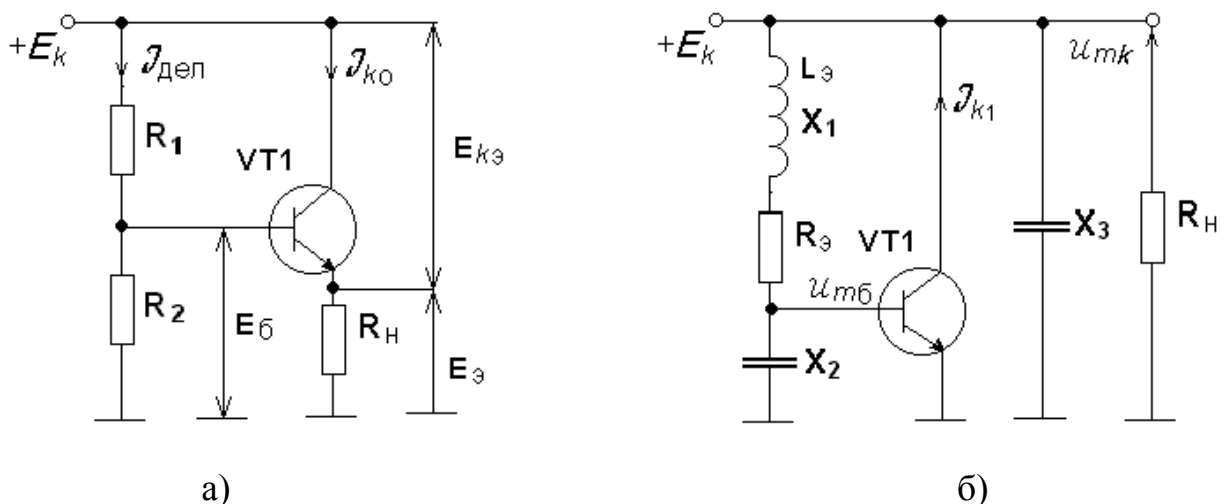


Рисунок 2.13

Расчет по постоянному току:

- 1) выбираем транзистор с $f_\beta \gg f$;
- 2) задаем $I_{k0} = 3 \div 10$ мА, $E_{кэ} = 3 \div 10$ В, $E_э = 2 \div 3$ В,

откуда $R_3 = E_3 / I_{к0}$, $E_k = E_{к3} + E_3$;

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

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

откуда определяем $R_{дел} = R_1 + R_2 = E_k / I_{дел}$;

5) определяем $E_6 = E_3 + \begin{pmatrix} 0,3 \\ 0,7 \end{pmatrix}$ для германиевого и кремниевого

транзисторов соответственно, откуда находим

$$R_2 = \frac{E_6}{I_{дел}}, R_1 = R_{дел} - R_2.$$

Расчет по переменному току:

1) определяем крутизну транзистора

$$S = \frac{\beta_0}{r'_6 + \beta_0 r_3},$$

где r'_6 - высокочастотное сопротивление базы, $r_3 \approx 26 / I_{к0}$ - сопротивление эмиттерного перехода. Ом;

2) задаем коэффициент регенерации $G = 3 \div 7$ и определяем

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

3) задаем отношение $K'_{ос} = C_3 / C_2 \leq 1$ и вычисляем,

$$X_3 = \sqrt{\frac{R_y r_{кб}}{K'_{ос}}},$$

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

4) емкость блокировочного конденсатора определим из условия

$$C_1 = (10 - 20) \frac{1}{\omega_{кв} r_3};$$

5) дроссель L_k рассчитаем по формуле

$$L_k = (20 - 30) \frac{X_3}{\omega_{кв}},$$

его можно заменить резистором $R_k = (20 - 30)X_3$, но при этом необходимо увеличить напряжение питания на $\Delta E_k = I_{к0} R_k = (3 - 10)10^{-3} R_k$ и произвести перерасчет делителя R_1 ; R_2 ;

б) 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

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

Энергетический расчет автогенератора:

1) определяем коэффициент $\beta_1 = 1 / G_p$ и через него коэффициенты α_1 , α_0 для стационарного режима [5];

2) вычисляем амплитуду импульса коллекторного тока

$$I_{\text{мк}} = \frac{I_{\text{к0}}}{\alpha_0(\theta_{\text{к}})} \leq I_{\text{мк доп}} ;$$

3) определяем амплитуду первой гармоники коллекторного тока

$$I_{\text{к1}} = \alpha_1(\theta_{\text{к}}) I_{\text{мк}} ;$$

4) рассчитываем амплитуду напряжения на базе

$$U_{\text{мб}} = I_{\text{к1}} R_{\text{y}} ;$$

5) вычисляем модуль коэффициента обратной связи

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

6) находим амплитуду напряжения на коллекторе

$$U_{\text{мк}} = \frac{U_{\text{мб}}}{|K_{\text{ос}}|} < E_{\text{к}}$$

(условие недонапряженного режима);

7) определяем мощность, потребляемую от источника коллекторной цепью

$$P_0 = I_{\text{к0}} E_{\text{кэ}} ;$$

8) мощность, рассеиваемая кварцевым резонатором

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

9) мощность, рассеиваемая транзистором

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

10) оцениваем величину допустимого сопротивления нагрузки

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

из условия, что будет потреблять мощность $P_{\text{н}} = 0,1 P_{\text{кв}}$.

2.2.10 Амплитудная модуляция в передатчиках

Передатчики с АМ применяют для телефонной связи, радиовещания, передачи телевизионных изображений. Приведем 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. Еще называется этот режим - телефонный. Мощность, отдаваемая генератором в этом режиме

$$P_1(m=0) = P_{\text{н}} .$$

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

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

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

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

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

Средняя мощность при АМ зависит от $m_{\text{ср}}$, т.е. от пикфактора сигнала $\Pi_{\text{ф}}$, 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 далее рассмотрены.

Исходной мощностью при проектировании каскадов передатчиков с АМ является $P_{\text{ин}}$. Однако транзистор модулируемого каскада должен развивать в нагрузке в пике модуляции мощность P_{1max} . 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

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

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.

2.2.11 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 (рисунок 6.14).

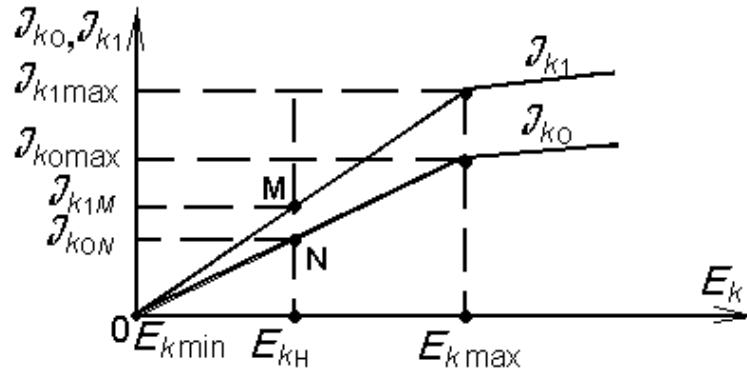


Рисунок 6.14

При расчете каскада с коллекторной модуляцией исходными являются мощность в антенне $P_{\text{АН}}$ 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 более 20-30%.

Для транзистора из соображений надежности опасны даже кратковременные (в отличие от ламп) превышения мгновенных значений напряжения $U_{\text{кз}}$ и тока $I_{\text{к}}$ 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.

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

$$P_{1\text{max}} = \frac{K_{\text{пз}} P_{\text{АН}} (1+m)^2}{\eta_{\text{к}} \eta_{\text{ф}}},$$

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

$P_{\text{АН}}$ - заданная мощность в антенне в режиме несущей;

m - коэффициент модуляции;

$\eta_{\text{к}}$, $\eta_{\text{ф}}$ - к.п.д. контура и фидера соответственно. На первом этапе расчета можно задаться

$$\eta_{\text{к}} = 0,8 - 0,9; \quad \eta_{\text{ф}} = 0,85 - 0,95.$$

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

$$U_{\text{кmax}} < U_{\text{кдоп}}.$$

Угол отсечки коллекторного тока на высокой частоте при коллекторной модуляции выбирают в пределах $80-90^\circ$. Уменьшение угла отсечки $\theta_{\text{в}} < 80^\circ$

приводит к снижению коэффициента усиления каскада по мощности K_p . Кроме того, ухудшается режим входной цепи – требуется большее напряжение возбуждения $U_{мб}$.

В результате расчета режима максимальной мощности будут определены $I_{к1max}$, $I_{к0max}$, P_{0max} , η_{max} , $R_{ое}$, $U_{мб}$, $I_{б1}$, $P_{возб}$, K_p .

Режим молчания. Благодаря высокой линейности СМХ, которая легко строится по двум точкам $I_{к0} = 0$ и $I_{к1max}$, при коллекторной модуляции режим молчания пересчитывается из режима максимальной мощности:

1) ток коллектора первой гармоники

$$I_{к1н} = \frac{I_{к1max}}{1+m};$$

2) постоянная составляющая тока коллектора

$$I_{к0н} = \frac{I_{к0max}}{1+m};$$

3) напряжение на коллекторе

$$U_{кн} = \frac{U_{кmax}}{1+m};$$

4) мощность, потребляемая генератором

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

5) мощность первой гармоники

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

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

$$P_{кср} = P_{0ср} - P_{1ср} \leq P_{кдоп};$$

9) средний к.п.д. за период модуляции

$$\eta_{ср} = \eta_{max} = \eta_n,$$

10) мощность модулятора

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

При $m=1$, $P_{\Omega} = 0,5P_{0н}$. Из последнего выражения видим, что мощность модулятора при коллекторной модуляции 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.

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

Коэффициент модуляции предвыходной ступени выбирают несколько меньше и рекомендуется брать его 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, можно осуществить и тройную коллекторную модуляцию.

2.2.13 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

$$E_{\delta} = E_{\delta н} + S(t),$$

где $S(t)$ – модулирующий сигнал; $E_{\delta н}$ – напряжение смещения в несущем режиме, т.е. в отсутствии $S(t)$.

В простейшем случае, когда модулирующий сигнал является гармоническим, напряжение смещения можно записать $E_{\delta} = E_{\delta н} + U_{\Omega} \cos(\Omega t)$, а полное напряжение на базе с учетом напряжения возбуждения $e_{\delta} = E_{\delta н} + U_{\Omega} \cos(\Omega t) + U_{мб} \cos(\omega t)$. Из рисунка 2.15 видим, что 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 коллекторного тока, в чем и заключается эффект модуляции высокочастотного сигнала.

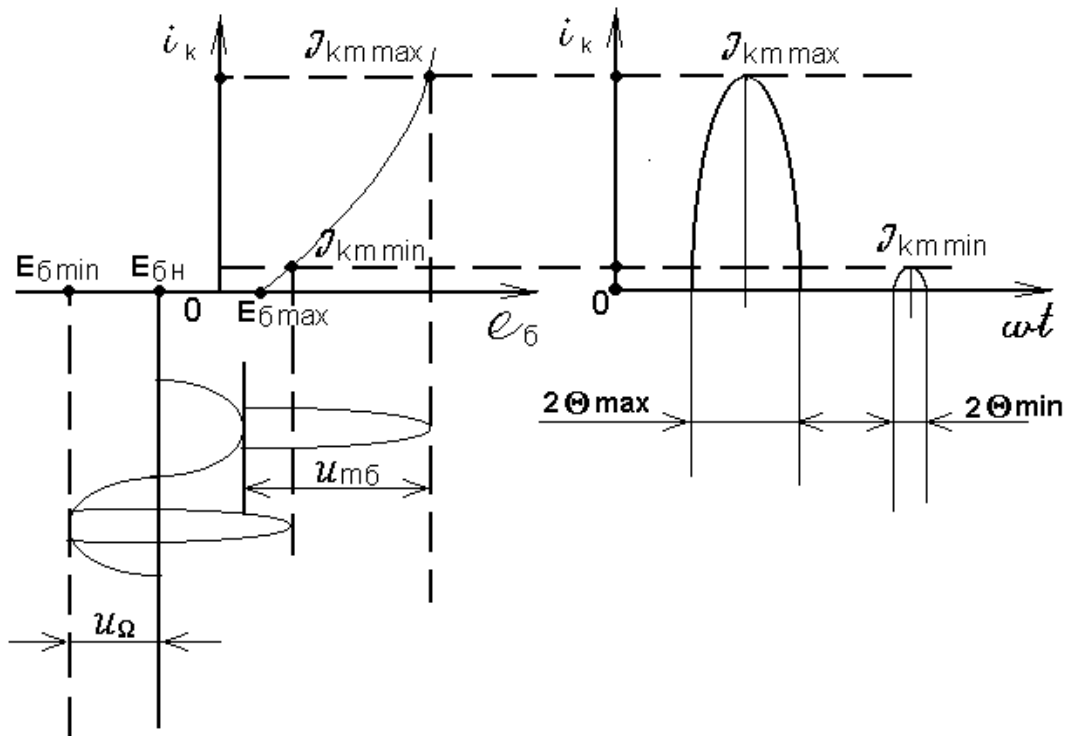


Рисунок 2.15

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.

Отметим также, что 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.

Поэтому в дальнейшем будем иметь в виду, что модуляция осуществляется при работе с отсечкой коллекторного тока в области недонапряженного режима. С другой стороны известно, что недонапряженный режим обладает рядом недостатков, из которых главный – низкое использование коллекторного питания, и, как следствие, низкий к.п.д. коллекторной цепи. Поэтому стремятся 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

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

где $P_{\text{Ан}}$ – 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 линейный, и верхний нелинейный участок 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 θ_{\max} нужно выбирать в районе $110-120^\circ$, 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.

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

В частности, становятся известными величины $I_{k1\max}$, $I_{k0\max}$, $I_{b0\max}$, $E_{b\max}$, U_{mb} , которые необходимы для построения статической модуляционной характеристики.

При базовой модуляции СМХ есть зависимость $I_{k1} = f(E_b)$ при $(U_{mb}, E_k, R_{oe}) = \text{const}$. Одновременно представляют интерес и зависимости I_{k0} , $I_{b0} = f(E_b)$. Рассмотрим, как получить эти зависимости.

Для грубой оценки положения СМХ можно принять ее линейной и построить по двум точкам: точке максимального режима $I_{k1} = I_{k1\max}$, $E_{b1} = E_{b\max}$ и точке запирания каскада $I_{k1} = 0$, $E_b = E_{b\text{зап}}$. Напряжение запирания при этом определяется по формуле

$$E_{b\text{зап}} = E'_b - U_{mb},$$

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

Упрощенная СМХ будет выглядеть как представлено на рисунке 2.16.

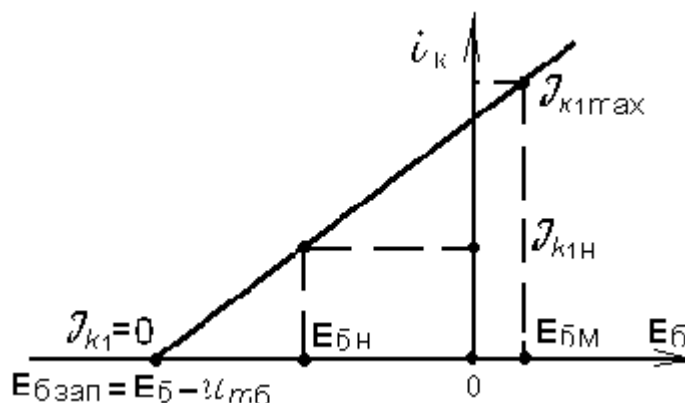


Рисунок 2.16

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

Более реальную СМХ можно рассчитать, воспользовавшись известной формулой $I_{к1} = S_{эф} U_{мб} \beta_1(\theta_в)$, где $S_{эф}$ – крутизна транзистора;

$$\beta_1(\theta_в) = \alpha_1(\theta_в)(1 - \cos \theta_в).$$

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 $\beta_1(\theta_в)$ высокочастотный угол отсечки $\theta_в$.

Воспользовавшись известными из расчета максимального режима величинами $I_{к1max}$, θ_{max} , $U_{мб}$, определяем эффективную крутизну транзистора

$$S_{эф} = \frac{I_{к1max}}{U_{мб} \beta_1(\theta_{вmax})}.$$

Одновременно зная $U_{мб}$ и $E_{бmax}$ определяем низкочастотный угол отсечки в максимальном режиме.

$$\cos \theta_{нmax} = \frac{E'_б - E_{бmax}}{U_{мб}}.$$

Учитывая, что низкочастотный и высокочастотный углы отсечки связаны почти линейно [19], построим график зависимости $\theta_н = f(\theta_в)$ в виде прямой на рисунке 2.17 для нашего случая.

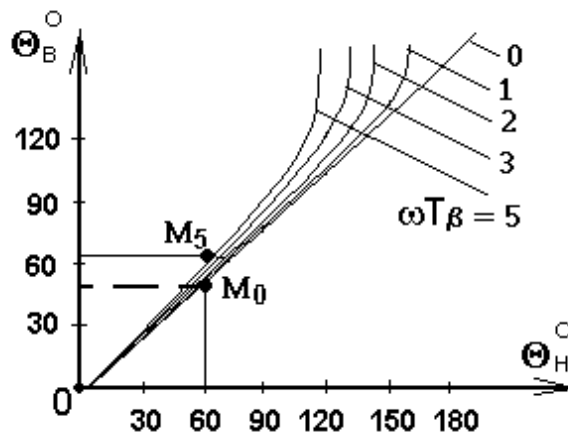


Рисунок 2.17

Далее задаем разные значения $I_{к1} < I_{к1max}$ и для каждого их этих значений определяем β_1 по формуле

$$\beta_1 = \frac{I_{к1}}{S_{эф} U_{мб}}.$$

Затем по таблицам определяем $\theta_в$, а воспользовавшись графиком (рисунок 2.17) определяем $\theta_н$. По низкочастотному углу отсечки $\theta_н$ определяем соответствующее напряжение смещения

$$E_{\sigma} = E'_{\sigma} - U_{m\sigma} \cos \theta_n.$$

Таким образом, каждому заданному I_{k1} поставим в соответствие некоторое смещение E_{σ} , т. е. получим СМХ. Для удобства расчеты можно вести в виде табл. 2.3.

Таблица 2.3

Порядок расчета СМХ

I_{k1}	$\beta_1 = \frac{I_{k1}}{S_{эф} U_{m\sigma}}$	θ_B	θ_n	$E_{\sigma} = E'_{\sigma} - U_{m\sigma} \cos \theta_n$	I_{k0}	$I_{\sigma 0}$	Примечание
							Максимальный режим

Одновременно рассчитываются величины:

$$I_{k0} = \frac{I_{k1} \alpha_0(\theta_B)}{\alpha_1(\theta_B)}, \quad I_{\sigma 0} = \frac{I_{k0} Y_{11}}{Y_{21}}.$$

По результатам расчета строим реальную СМХ (рисунок 2.18).

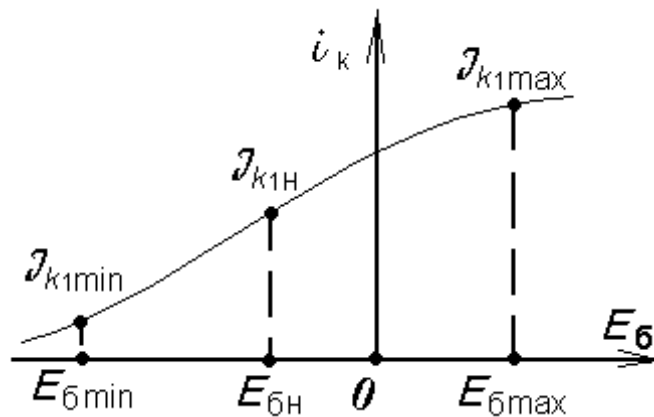


Рисунок 2.18

В реальной статической модуляционной характеристике верхняя точка соответствует максимальному режиму.

Вычисляем первую гармонику тока коллектора для несущего режима $I_{k1n} = I_{k1max} / (1 + m)$ и откладываем это значение на графике (рисунок 2.18). Проекция этой точки на ось E_{σ} определяет напряжение смещения в несущем режиме $E_{\sigma n}$.

Теперь определяется амплитуда необходимого модулирующего напряжения на базе транзистора $U_{\Omega} = E_{\sigma max} - E_{\sigma n}$. Если отрезок равен U_{Ω} , то получим смещение, соответствующее минимальному режиму $E_{\sigma min}$, и по этой точке определяем I_{k1min} . По соотношению величин I_{k1max} , I_{k1n} , I_{k1min} можно оценить искажения при модуляции. Если $I_{k1max} - I_{k1min} = I_{k1n} - I_{k1min}$, т.е.

модуляция вверх и вниз идет симметрично - искажения отсутствуют. В противном случае можно вычислить глубину модуляции вверх и вниз соответственно

$$m_{\text{вв}} = \frac{I_{\text{к1max}} - I_{\text{к1н}}}{I_{\text{к1н}}}, \quad m_{\text{вн}} = \frac{I_{\text{к1н}} - I_{\text{к1min}}}{I_{\text{к1н}}},$$

относительная разность которых 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 $I_{\Omega} = I_{\text{б0max}} - I_{\text{б0н}}$.

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

$$e_{\text{кmax}} = E_{\text{к}} + U_{\text{ткmax}} \leq U_{\text{кз доп}}, \\ I_{\text{кмmax}} \leq I_{\text{к доп}}.$$

Несущий режим является самым тяжелым для транзистора с точки зрения рассеиваемой на нем мощности. Поэтому необходима проверка

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

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

В минимальном режиме проводится проверка цепи базы на максимальное обратное напряжение

$$e_{\text{бобр}} = |E_{\text{бmin}} - U_{\text{мб}}| \leq U_{\text{бэ доп}}.$$

2.2.14 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

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

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 меняется амплитуда и угол отсечки импульса коллекторного тока также, 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 смещения, поскольку активный элемент работает в недонапряженном режиме, поэтому транзистор выбирается с номинальной мощностью не меньшей мощности в

максимальном режиме $P_{1\max}$.

Особо нужно поговорить о выборе смещения при усилении модулированных колебаний.

При $E_{\sigma} = E'_{\sigma}$ угол отсечки коллекторного тока $\theta_{\kappa} = 90^{\circ}$ и не меняется при изменении амплитуды возбуждения. СМХ есть $I_{\kappa 1} = f(U_{\text{мб}})$ и представляет собой прямую, проходящую через начало координат.

В этом случае происходит линейное усиление модулированных колебаний, причем глубина модуляции на выходе $m_{\text{ВЫХ}}$ такая же, как на входе $m_{\text{ВХ}}$.

При $E_{\sigma} < E'_{\sigma}$ угол отсечки коллекторного тока $\theta_{\kappa} < 90^{\circ}$ и изменяется в процессе модуляции от $\theta_{\kappa \min}$ до $\theta_{\kappa \max}$.

СМХ в этом случае может быть представлена в первом приближении 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 $m_{\text{ВХ}}$, а на выходе требуется $m_{\text{ВЫХ}} > m_{\text{ВХ}}$, то угол отсечки для максимального режима можно вычислить по формуле

$$\cos \theta_{\kappa \max} = \frac{m_{\text{ВЫХ}} - m_{\text{ВХ}}}{m_{\text{ВЫХ}} (1 + m_{\text{ВХ}})},$$

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_{σ} , $U_{\text{мб} \max}$, $I_{\kappa 1 \max}$, $I_{\kappa 0 \max}$, которые нужны для построения СМХ. Для построения СМХ также пользуемся известной формулой $I_{\kappa 1} = S_{\text{эф}} U_{\text{мб}} \beta_1$, но процедура расчета несколько иная, чем при модуляции смещением.

Задаем ряд значений β_1 от $\beta_{1 \max}$ до $\beta_1 = 0$ (порядка десяти точек) и для каждого значения определяем высокочастотный угол отсечки $\theta_{\text{В}}$. По графику $\theta_{\text{Н}} = f(\theta_{\text{В}})$ (рисунок 2.4) находим соответствующие низкочастотные углы отсечки, по ним определяем амплитуду напряжения возбуждения и, наконец, соответствующие токи. Расчет удобнее вести в форме табл. 2.4.

Таблица 2.4

Порядок определения

β_1	$\theta_{\text{В}}$	$\theta_{\text{Н}}$	$U_{\text{мб}} = \frac{E'_{\sigma} - E_{\sigma}}{\cos \theta_{\text{Н}}}$	$I_{\kappa 1} = S_{\text{эф}} U_{\text{мб}} \beta_1$	Примечание

По данным табл. 2.4 строится СМХ $I_{к1} = f(U_{мб})$ 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.

2.2.15 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 (рисунок 2.19) содержит в своем составе последовательно соединенный однополосный возбудитель и линейный усилитель.

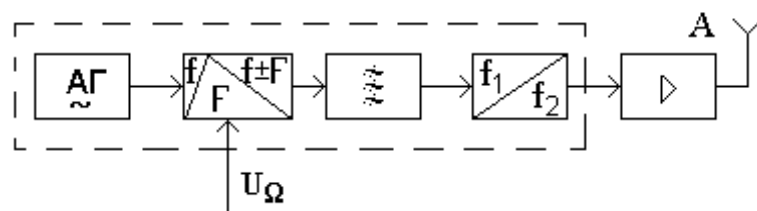


Рисунок 6.19

В возбудителе формируется однополосный сигнал на некоторой сравнительно низкой частоте (128 кГц 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 обычно указывают максимальную мощность в антенне P_A и рабочую частоту.

Номинальную мощность активного элемента оконечного каскада с учетом к.п.д. контура η_k и фидера η_ϕ определяем по формуле

$$P_N \geq \frac{K_{\text{пз}} P_A}{\eta_k \eta_\phi} = K_{\text{пз}} P_{i_{\text{max}}},$$

где для ламп $K_{\text{пз}} = 1,1-1,4$, а для транзисторов $K_{\text{пз}} = 2$ [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 $P_{1_{\text{max}}}$ 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 двухконтурные схемы с углом отсечки 90° (класса В). Двухконтурные выходные каскады обеспечивают высокую линейность амплитудной характеристики, подавление четных гармоник, более высокий к.п.д. (потребляемая мощность в режиме молчания близка к нулю).

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].

2.2.16 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

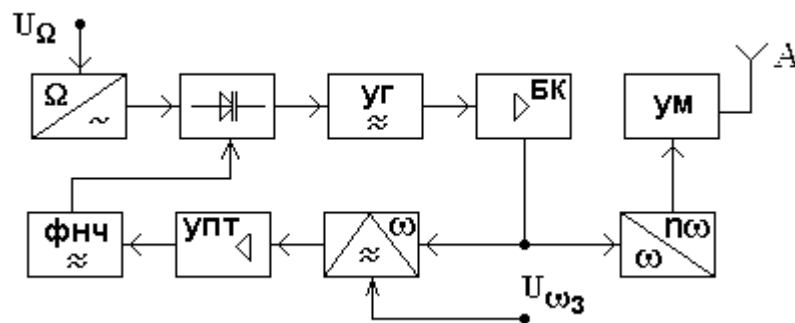
$$U(t) = U_n \cos(\omega t + \varphi_0) = U_n \cos \varphi(t),$$

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 гармоническим и его фаза меняется во времени по линейному закону: $\varphi(t) = \omega_n t + \varphi_0$, где ω_n – несущая частота гармонического колебания.

Различие между ЧМ и ФМ состоит в том, что при гармонической ЧМ девиация фазы $\Delta\varphi_{\max} = \Delta\omega_{\max}/\Omega$ обратно пропорциональна частоте модулирующего колебания U_{Ω} . При гармонической ФМ девиация частоты $\Delta\omega_{\max} = \Omega\Delta\varphi_{\max}$ прямо пропорциональна частоте модулирующего колебания. При ЧМ девиация частоты зависит только от амплитуды модулирующего колебания, а девиация фазы от его амплитуды и от его 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 подают 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 (рисунок 2.20).

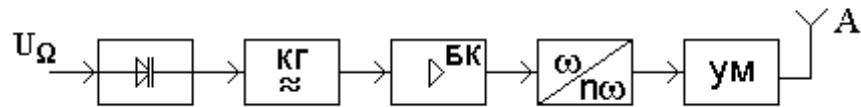


УГ – управляемый генератор, БК – буферный каскад, УМ – усилитель мощности, УПТ – усилитель постоянного тока, ФНЧ – фильтр нижних частот, А – антенна.

Рисунок 2.20

Для стабилизации средней частоты ω_n в схеме на рисунке 2.20 используется автоматическая подстройка частоты (АПЧ), которая корректирует медленные уходы частоты ω_n . Для того, чтобы АПЧ не ослабляло полезной модуляции, обратную связь в системе АПЧ по частоте модуляции $\Omega_{\min} < \Omega < \Omega_{\max}$ исключают с помощью фильтра нижних частот (ФНЧ) с полосой пропускания меньше Ω_{\min} .

Можно обойтись без системы АПЧ, если управлять частотой кварцевого генератора КГ (рисунок 6.21), который создает колебания с долговременной нестабильностью частоты $10^{-5} - 10^{-6}$.



КГ – кварцевый генератор.

Рисунок 2.21

Однако относительный диапазон управления частотой невелик и составляет $10^{-3} - 10^{-4}$. Косвенный метод основан на возможности преобразования фазовой модуляции в частотную. Модулирующее напряжение подается на модулятор фазы через интегрирующую цепь (рисунок 2.22).

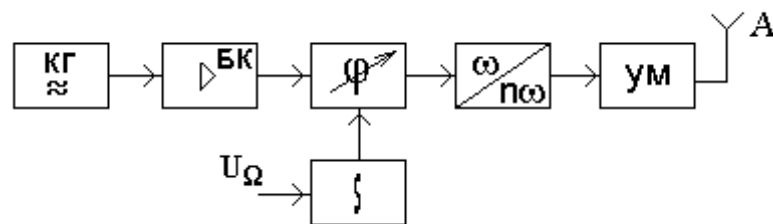


Рисунок 2.22

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 [5].

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.

2.2.17 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 сегнето-электриком). Вопросы построения таких модуляторов рассматриваются в [5, 20].

Варикапы способны под действием напряжения сигнала U_{Ω} изменять свою емкость. Зависимость емкости варикапа от модулирующего напряжения определяется выражением [5]

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

где $C_{вн}$ – емкость варикапа в режиме молчания; $X = \frac{e_{в}(t)}{(\varphi_{к} + E_{вн})}$ – нормированное мгновенное напряжение на варикапе; $E_{вн}$ – постоянное напряжение на варикапе; $\varphi_{к}$ – 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 $e_{в}$ выбирается таким, что для закрытого перехода оно положительно.

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

Основные параметры варикапов – максимальная и минимальная емкости $C_{в\min}$ и $C_{в\max}$, максимальное обратное напряжение и добротность $Q_{в}$. Параметры некоторых варикапов приведены в табл. 2.5, а также имеются в [5].

Таблица 2.5

Параметры варикапов

Тип варикапа	$C_{в\min} - C_{в\max}$, пФ	$Q_{в}$	$E_{вн}$, В	f , МГц	$C_{обр\max}$, 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 $Q_{в} = (2\pi f_{в} C_{в} r_{в})$. ТКЕ варикапов положителен и имеет величину порядка $10^{-4} - 10^{-6} K^{-1}$. Добротность варикапа зависит от величины напряжения на нем и уменьшается с ростом частоты. В справочниках указывают значения $Q_{в}$ и сведения об абсолютном значении напряжения $E_{в}$ на варикапе и частоте $f_{в}$, при которых он имеет данную добротность. На рабочей частоте f добротность $Q_{вн} = Q_{в} f_{в} / f$.

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

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

На практике существуют различные варианты соединения варикапа с

контура автогенератора. На рисунке 2.23 приведена схема частотно-модулированного автогенератора, применяемая в диапазонных генераторах.

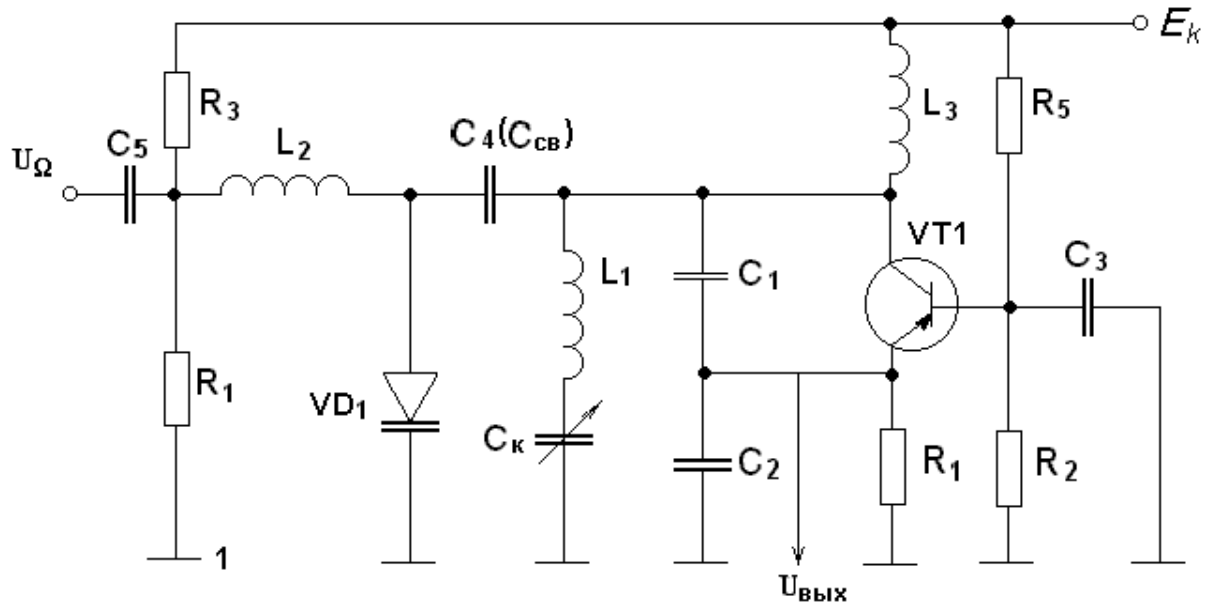


Рисунок 6.23

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 ниже на рисунке 2.24.

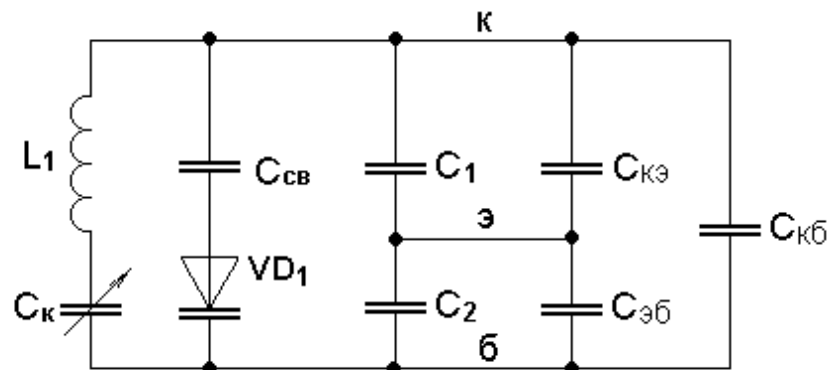


Рисунок 2.24

Элементы $C_{эб}$, $C_{кб}$ и $C_{кэ}$ отражают межэлектродные емкости транзистора VT1.

Коэффициент управления емкостью контура

$$P_y = P_B^2 P_C^2 C_{ВН} C_{КН}^{-1},$$

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

$$C_{DB} = \frac{(C_1 + C_{K9})(C_2 + C_{36})}{C_1 + C_2 + C_{K9} + C_{36}} + P_B C_{BH}.$$

Емкость контура в режиме молчания (несущей)

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

где C_0 – паразитная емкость контура.

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

Другой вариант включения варикапа приведен на рисунке 2.25. Такая схема часто применяется в ЧМ передатчиках звукового сопровождения телевизионных программ.

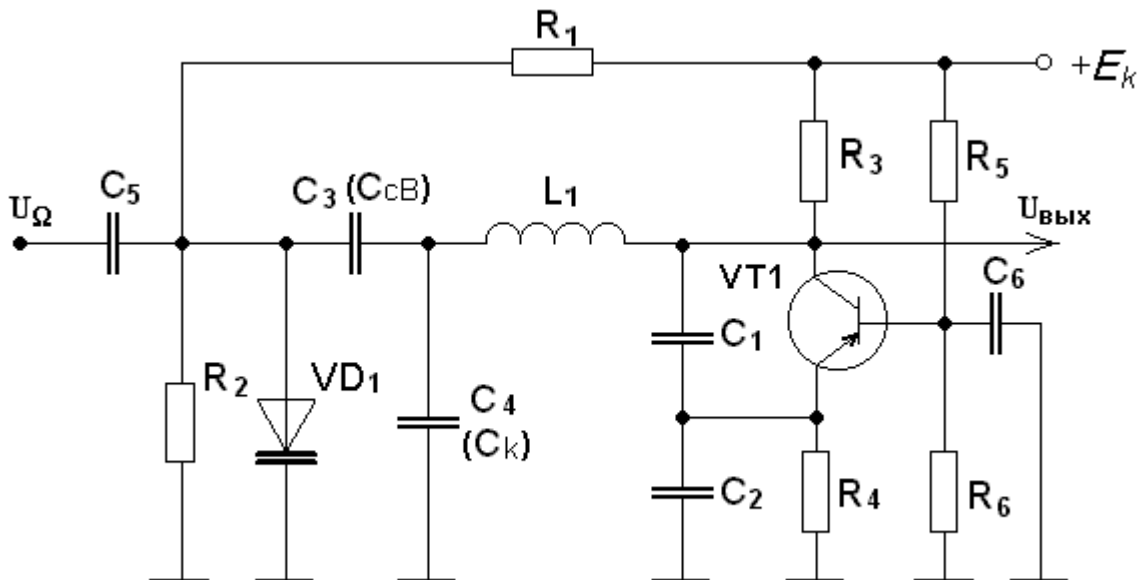


Рисунок 2.25

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

$$C_{KH} = C_0 + \frac{C_D C_{K1}}{C_D + C_{K1}}.$$

Величины C_0 и C_D определяются аналогично схеме, приведенной на рисунке 2.23. Емкость $C_{K1} = C_K + P_B C_{BK}$. Коэффициент $P_C = C_D / (C_D + C_{K1})$ при $C_D \gg C_K$ близок к единице.

В данной схеме можно получить существенно 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 2.26.

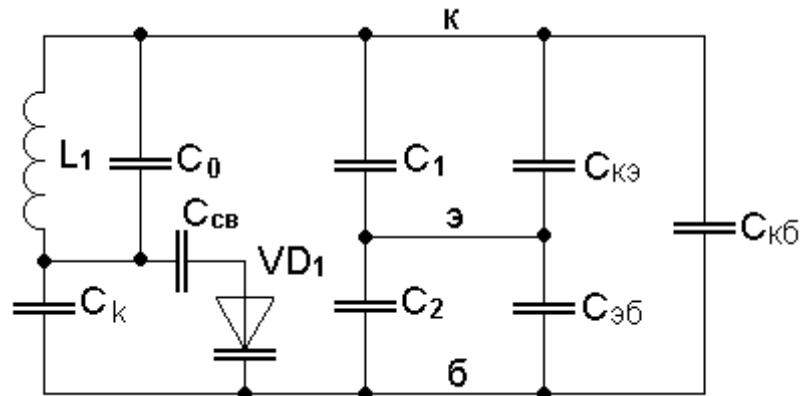


Рисунок 2.26

2.2.18 Методика расчета возбуждителя при ЧМ

Исходными данными для расчета возбуждителя 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 2.27 показана вольт-фарадная характеристика варикапа с резким переходом ($\chi = 0,5$). Рекомендуемое значение $E_{\text{вн}} \leq 0,2e_{\text{обр max}}$.

2. Вычислить квазипиковую амплитуду модулирующего напряжения

$$U_{\Omega_{\text{max}}} = X_{\text{max}}(\varphi_{\text{к}} + E_{\text{вн}}),$$

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

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

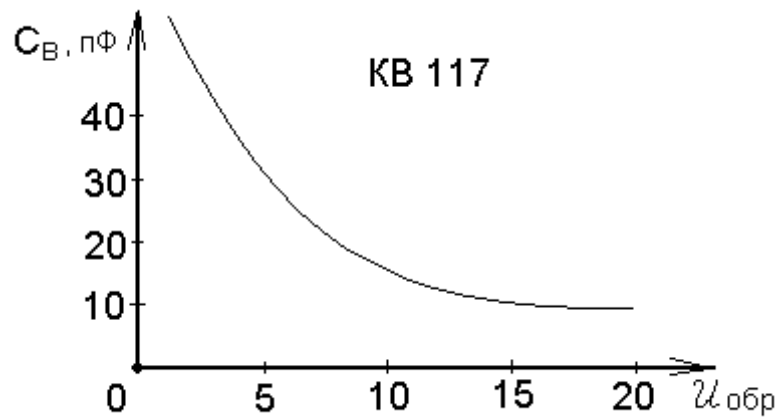


Рисунок 2.27

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

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

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 (рисунок 2.23, рисунок 2.25) $P_c = 0,1-0,14$, $P_c = 0,7-0,9$ 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 (рисунок 2.23, рисунок 2.25) $C_{Дв} = C_k (1 - P_c) / P_c$, $C_{Дв} = P_c C_{к1} (1 - P_c)$ 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 (рисунок 2.23) $U_{кб} = U_f / P_B$. Для схемы (рисунок 2.25)

$$U_{кб} = \frac{U_f C_{кн}}{P_B C_D}$$

Сопротивление нагрузки транзистора

$$R_{0e} = P_{Гр}^2 \rho Q_{нагр}$$

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

Для сохранения высокой добротности контура выбрать

$$Q_{\text{нагр}} = (0,3 - 0,6) Q_{\text{xx}},$$

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

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

Добротность варикапов в режиме несущей $Q_{\text{вн}}$, 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

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

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

Методика расчета возбуждателей с кварцевой стабилизацией частоты несущей с АПЧ аналогична вышеизложенной.

2.2.19 Структурная схема универсального квадратурного модулятора

Если имеется модулирующий сигнал, из которого сформированы синфазная и квадратурная компоненты комплексной огибающей сигнала, то можно перенести ее на любую частоту при помощи схемы универсального квадратурного преобразователя, представленной на рисунке 2.28.

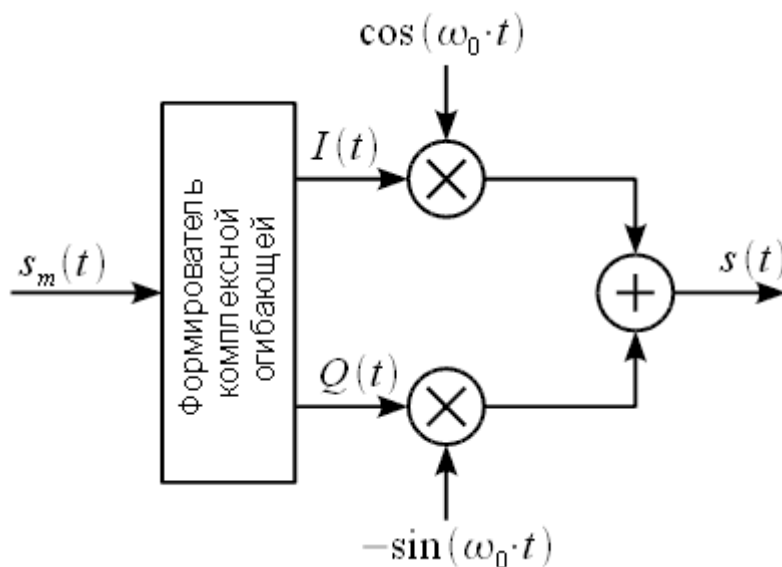


Рисунок 2.28

Если заметить, что $\cos(\omega_0 \cdot t + \pi/2) = -\sin(\omega_0 \cdot t)$, то схему универсального квадратурного модулятора можно представить как показано на рисунке 2.29.

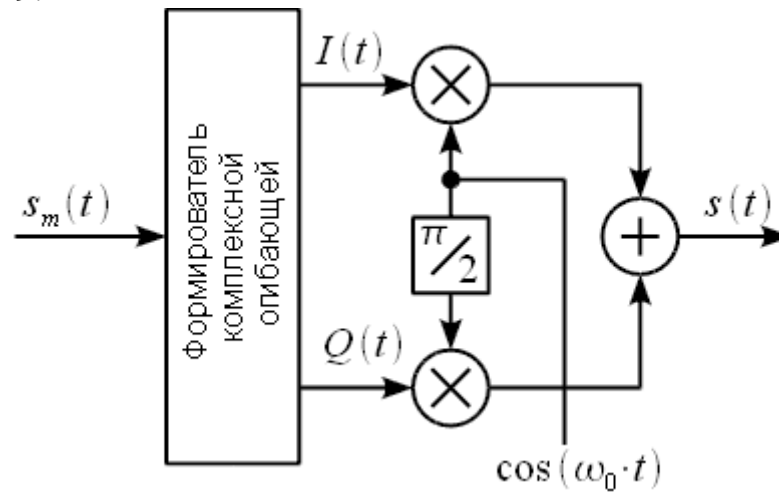


Рисунок 2.29

Поскольку исходный модулирующий сигнал является низкочастотным, то формирование комплексной огибающей можно производить в цифровом виде. Способ формирования комплексной огибающей в зависимости от модулирующего сигнала определяет вид модуляции. Схема представленная на рисунке подходит для всех цифровых и аналоговых видов модуляций.

2.2.20 QPSK модулятор

При квадратурной фазовой манипуляции (QPSK) используются четыре значения фаз несущего колебания. Чаще используются значения фаз: 45° , 135° , 225° и 315° . Используя 4 фазы, в QPSK на символ приходится два бита.

Скорость передачи может быть увеличена в два раза относительно двоичной фазовой манипуляции BPSK при той же полосе сигнала, либо полоса может быть уменьшена вдвое при одинаковых скоростях.

Обычно для формирования сигнала QPSK модуляции используется квадратурный модулятор. Для реализации квадратурного модулятора потребуется два умножителя и сумматор сигналов.

Структурная схема QPSK модулятора на основе универсального квадратурного модулятора показана на рисунке 2.30.

Для ограничения спектра выходного сигнала, как правило, применяют формирующий фильтр Найквиста.

Структурная схема QPSK модулятора с формирующим фильтром Найквиста показана на рисунке 2.31.

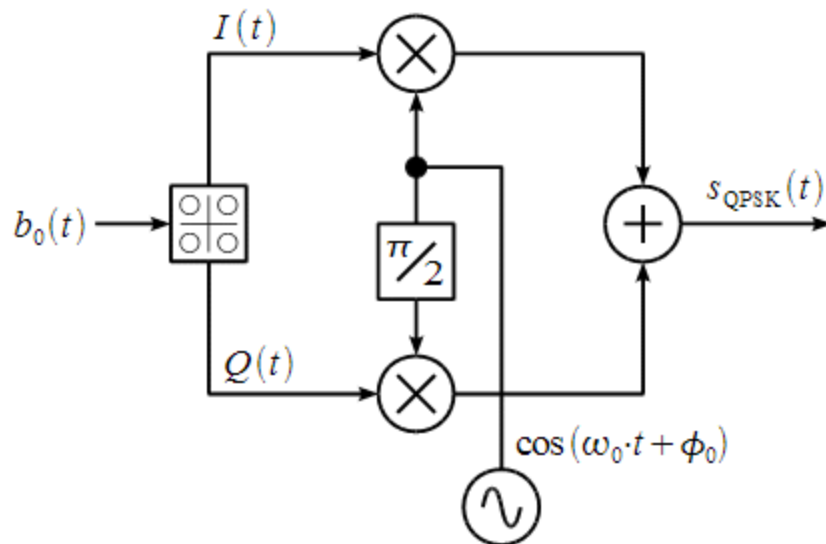


Рисунок 2.30

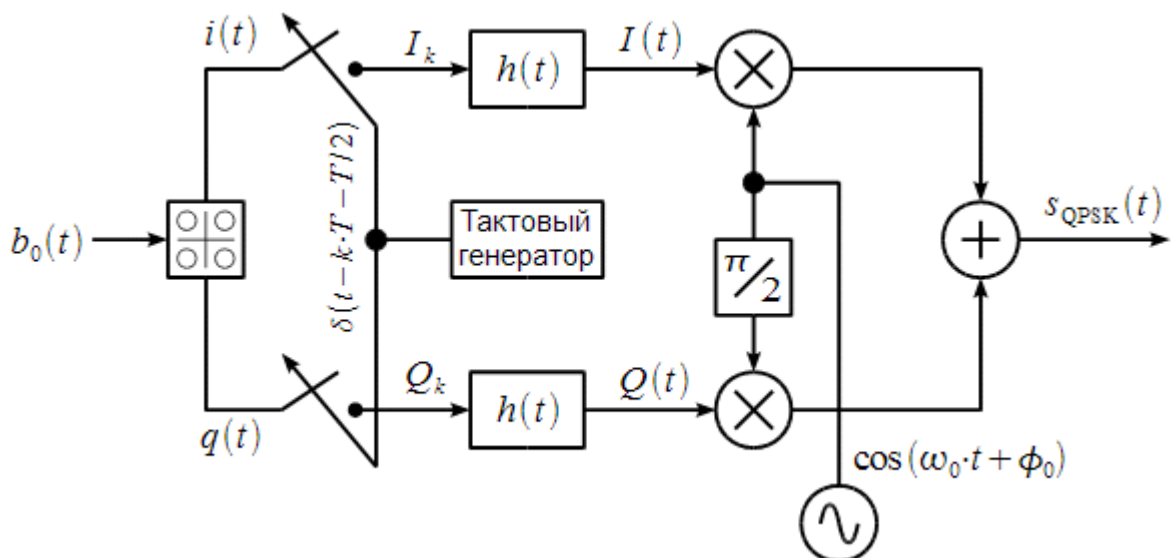


Рисунок 2.31

2.2.21 Заключение

В этом разделе подводятся итоги выполненной работы, отмечает соответствие проекта техническому заданию, положительные стороны и недостатки принятых технических решений, намечает пути улучшения тактико-технических параметров устройства.

В заключении формулируются общие выводы, касающиеся полезности проделанной работы, в частности, отмечается целесообразность использования ее результатов в реальном проектировании.

3 ТРЕБОВАНИЯ К ОФОРМЛЕНИЮ КУРСОВОГО ПРОЕКТА

Настоящие методические указания составлены в соответствии со стандартом ОС ТУСУР 01-2013 «Работы студенческие по направлениям подготовки и специальностям технического профиля. Общие требования и правила оформления».

Работа должна быть выполнена печатным способом с использованием компьютера и принтера на одной стороне листа белой бумаги одного сорта формата А4 (210 × 297 мм). Приводимые в работе таблицы и иллюстрации большого размера допускается выполнять на других стандартных форматах, при этом они должны быть сложены на формат А4 «гармоникой» по ГОСТ 2.501.

В оформлении всех структурных элементов и частей работы следует придерживаться единообразного стиля.

Текст работы должен быть напечатан с полуторным междустрочным интервалом и размером шрифта 12-14 пунктов. Отдельные знаки допускается вписывать от руки пастой, чернилами или тушью черного цвета. Текст работы следует выполнять, устанавливая размеры полей: левое – 30 мм, правое – 10 мм, верхнее – 20 мм, нижнее – 20 мм. Абзацный отступ должен быть одинаковым по всему тексту работы и равен пяти знакам, выравнивание текста – по ширине. Допускается использование листов с рамками и основными надписями по формам, установленным соответствующими стандартами проектной документации (например, ГОСТ 2.106 для конструкторских документов).

Все листы КП, включая приложения, должны иметь сквозную нумерацию. Первым листом является титульный лист. Номер листа проставляется посередине верхнего поля листа (страницы). На титульном листе номер не проставляется.

Проектные документы следует распечатывать на стандартных листах белой бумаги и помещать в работе после озаглавленных приложений. Выполненный проектный документ большого формата рекомендуется уменьшать при распечатке до формата А4, пропорционально изменяя все его элементы, а если это затрудняет чтение документа – выполнять его без уменьшения и складывать «гармоникой» на формат А4 по ГОСТ 2.501.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Справочник по полупроводниковым приборам. / Выпущен на компакт-диске издательством «Лазер Арт», Москва, 2003.
2. Проектирование радиопередающих устройств на транзисторах. Методические указания. / А.Д. Бордус, Г.Д. Казанцев, А.Г. Ильин. - ТУСУР, 2007. – 66 с.
3. Ильин А.Г. Устройства формирования сигналов. Генераторы с внешним возбуждением. Автогенераторы. Часть 1: Учебное пособие. – Томск: кафедра ТУ, ТУСУР, 2012. – 91 с.
4. Проектирование радиопередатчиков. Под ред. В.В. Шахгильдяна -М. Радио и связь, 2003. – 656 с.
5. Радиопередающие устройства: Учебник для вузов/ Под ред. В.В. Шахгильдяна, 3-е издание, М.: Радио и связь, 2003.-560с.