

**МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ
ФЕДЕРАЦИИ**

Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего профессионального образования
«ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ СИСТЕМ
УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ»
(ТУСУР)
Кафедра телевидения и управления
(ТУ)

УТВЕРЖДАЮ

Заведующий кафедрой ТУ, профессор

_____ И.Н. Пустынский

« _____ » _____ 2012 г.

УСТРОЙСТВА ФОРМИРОВАНИЯ СИГНАЛОВ

Учебное методическое пособие

для специальностей 210302 «Радиотехника», 210402 «Средства связи с подвижными объектами», 210403 «Защищенные системы связи», 210304 «Радиоэлектронные системы», 075400 «Комплексная защита объектов информации», 210303 «Бытовая радиоэлектронная аппаратура», 210312 «Аудивизуальная техника», 100101 «Сервис».

РАЗРАБОТАЛ

_____ А.Д. Бордус

_____ Г.Д. Казанцев

_____ А.Г. Ильин

_____ А.М. Пороховниченко

« _____ » _____ 2012 г.

Бордус А.Д., Ильин А.Г., Казанцев Г.Д., Пороховниченко А.М.
Устройства формирования сигналов: Учебное методическое пособие. –
Томск: кафедра ТУ, ТУСУР, 2012. – 140 с.

В учебном методическом пособии приводится справочный материал, даны варианты контрольных заданий и примеры решения задач. Дана методика расчета курсового проекта по радиопередающим устройствам и пример выполнения курсового проекта.

Предназначено для студентов радиотехнических специальностей вузов, обучающихся с использованием дистанционных образовательных технологий, а также различных форм очного и заочного образования.

© Бордус А.Д., Ильин А.Г., Казанцев Г.Д., Пороховниченко А.М., 2012

© Кафедра Телевидения и управления, ТУСУР, 2012

СОДЕРЖАНИЕ

1 ВВЕДЕНИЕ	4
2 ПРОГРАММА ЛЕКЦИОННОГО КУРСА.....	5
3 СПИСОК РЕКОМЕНДУЕМОЙ ЛИТЕРАТУРЫ.....	6
4 КОНТРОЛЬНАЯ РАБОТА №2 (по второй части курса УФС).....	7
4.1 Пример расчета усилителя мощности с коллекторной модуляцией	8
5 КОНТРОЛЬНАЯ РАБОТА №3.....	14
5.1 Пример расчета автогенератора с частотным модулятором	15
6 КУРСОВОЕ ПРОЕКТИРОВАНИЕ	20
6.1 Введение.....	20
6.2 Общие вопросы проектирования радиопередатчиков.....	20
6.3 Транзисторный усилитель мощности.....	23
6.3.1 Расчет транзисторного каскада усилителя мощности высокой частоты по схеме с общим эмиттером.....	23
6.3.2 Электрический расчет нагрузочной системы транзисторного каскада [5,14]	27
6.3.3 Конструктивный расчет элементов нагрузочной системы	30
6.3.4 Расчет нагрузочной системы на полосковых линиях [14, 17, 18]....	32
6.4 Умножители частоты.....	35
6.5 Автогенераторы (АГ)	37
6.5.1 Автогенераторы с параметрической стабилизацией частоты	37
6.5.2 Кварцевые автогенераторы	43
6.6 Амплитудная модуляция в передатчиках.....	49
6.6.1 Коллекторная модуляция	50
6.6.2 Комбинированная модуляция	52
6.6.3 Базовая модуляция	53
6.6.4 Усилитель модулированных колебаний	58
6.7 Передатчики с однополосной модуляцией	59
6.8 Частотная модуляция (ЧМ) в передатчиках.....	61
6.8.1 Особенности структурных схем передатчиков с ЧМ	61
6.8.2 Проектирование модуляторов при ЧМ.....	63
6.8.3 Методика расчета возбудителя при ЧМ	67
6.9 Заключение	69
ПРИЛОЖЕНИЕ А. Варианты заданий на курсовое проектирование	70
ПРИЛОЖЕНИЕ Б. Параметры биполярных транзисторов.....	71
ПРИЛОЖЕНИЕ В. Параметры полевых транзисторов с барьером Шотки средней и большой мощности	72
ПРИЛОЖЕНИЕ Г. Параметры умножительных диодов	73
ПРИЛОЖЕНИЕ Д. Формулы для расчета высокочастотных Y-параметров транзистора по схеме с ОЭ	74
ПРИЛОЖЕНИЕ Е. Пример выполнения курсового проекта	76

1 ВВЕДЕНИЕ

Курс «Устройства формирования сигналов» (УФС), является одной из профилирующих дисциплин в ТУСУРе. Его изучению предшествуют дисциплины общетеоретического характера.

Основная цель курса состоит в том, чтобы дать сведения о физических принципах работы радиопередающих устройств, их анализе и проектировании.

При изучении курса материал должен быть проработан настолько, чтобы студент мог самостоятельно составлять принципиальные электрические схемы, сделать выводы необходимых расчетных формул, определить требования к отдельным узлам и деталям радиопередатчика, а также знать методы настройки, измерения его параметров и контроля их.

По программе специальности 210302 «Радиотехника» данный курс изучают в шестом и седьмом семестрах, в объеме 108 часов.

Разбивка по часам следующая:

- * лекции - 50 часов;
- * лабораторные работы - 16 часов;
- * практические занятия - 24 часа (одна компьютерная контрольная работа и две текстовые);
- * курсовое проектирование - 18 часов (в седьмом семестре).

Форма отчетности:

- * экзамен в шестом семестре.
- * диф.зачет в седьмом семестре

2 ПРОГРАММА ЛЕКЦИОННОГО КУРСА

ЧАСТЬ I

- Электронные режимы генераторных ламп и транзисторов на высоких частотах.

Квазилинейная теория расчета генераторов. Параметры и статические характеристики активного элемента и их аппроксимация. Назначение и схемы генераторов с внешним возбуждением. Динамический режим работы генератора. Энергетические соотношения для анодной (коллекторной) и сеточной (базовой) цепей генератора. Три режима работы генератора. Нагрузочные характеристики. Транзисторные умножители частоты.

- Электромагнитные цепи генератора независимого возбуждения на высоких частотах.

Схемы питания коллекторной и базовой цепей. Связь генератора с нагрузкой. Фильтрация высших гармоник.

- Автогенераторы.

Классификация автогенераторов. Расчет автогенераторов. Схемы автогенераторов.

- Стабилизация частоты радиопередатчиков.

Общие условия получения высокой стабильности частоты. Кварцевая стабилизация частоты. Основные схемы кварцевых автогенераторов.

ЧАСТЬ II

- Модуляция.

- Радиопередатчики с амплитудной и частотной модуляцией.

Общие вопросы амплитудной модуляции. Энергетические соотношения при амплитудной модуляции. Особенности частотной и фазовой модуляции. Энергетические соотношения частотной и фазовой модуляции. Схемы амплитудной модуляции. Схемы частотной модуляции.

- Радиопередатчики на полупроводниковых приборах.

Особенности работы и приближенный расчет режимов с большими амплитудами сигналов при повышенных частотах.

- Радиостанции с однополосной модуляцией.

Методы получения однополосного сигнала. Энергетические соотношения при однополосной модуляции.

- Радиопередатчики с импульсной модуляцией.

Методы формирования импульсных радиосигналов. Основные схемы импульсных модуляторов.

- Телевизионные радиопередатчики.

Методы формирования сигналов звукового сопровождения и сигналов изображения. Способы повышения мощности телевизионных радиопередатчиков.

3 СПИСОК РЕКОМЕНДУЕМОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

1. Радиопередающие устройства /Под ред. В.В. Шахгильдяна. - М.: Радио и связь, 2003.-560 с.
2. Устройства генерирования и формирования сигналов в системах подвижной радиосвязи: Учебник для вузов/ Карякин В.Л.-М.: Радио и связь, 2007.-433с.
3. Устройства генерирования и формирования радиосигналов/Под ред. Г.М.Уткина, В.Н.Кулешова, М.В.Благовещенского. – М.: Радио и связь, 1994 - 416 с.
4. Устройства генерирования и формирования сигналов: Учебник/ Дегтярь Г.А.-Новосибирск: Изд-во НГТУ, часть1, часть2, 2005.- 480с., 548с.
5. Проектирование радиопередатчиков / Под ред. В.В.Шахгильдяна. – М.: Радио и связь, 2003. – 656 с.
6. Бордус А.Д. Устройства формирования сигналов. Часть 2. Модуляция: Учебное пособие. – Томск: Томский межвузовский центр дистанционного образования, 2012.- 102с.
7. Полупроводниковые приборы. Транзисторы средней и большой мощности: Справочник /Под. Ред. А.В.Голомедова. – М.: Радио и связь, 1989. – 640 с.
8. Альтшуллер Г.Б. Управление частотой кварцевых генераторов. – М.: Радио и связь, 1975. – 232 с.
9. Усилители мощности передатчиков. Теория и компьютерные технологии проектирования/ Карякин В.Л.- М.: Радио и связь, 2003.- 325с.
10. Транзисторы для аппаратуры широкого применения: Справочник. / Под ред. Б. Л. Перельмана. – М.: Радио и связь, 1995. – 656 с.
11. Полупроводниковые приборы. Транзисторы: Справочник / Под ред. Н. Н. Горюнова. – М.: Энергоиздат, 1982. – 904 с.
12. Аникеев К. З., Крюков Ю. Г., Цымбалюк В. С. Расчет высокочастотных Y-параметров по данным ТУ // Вопросы радиоэлектроники. Серия ТРС. – 1970. – Вып. 1 – С. 59-63.
13. Верещагин Е. М. Транзисторно–варакторные генераторы. – Киев: Техника, 1979. – 183 с.
14. Компьютерные технологии оптимизации усилителей мощности передатчиков: Учебное пособие для вузов/ Карякин В.Л. –М.: Радио и связь, 2005.-400с.
15. Мейнке Х., Гундлах Ф. В. Радиотехнический справочник. – М.: – Л: Госэнергоиздат, 1960. – 416 с.
16. Шумилин М. С. Проектирование радиопередающих устройств. – М.: Связь, 1980. – 152 с.
17. Активные передающие антенны / Под ред. В. В. Должикова и Б. Г. Цыбаева. – М.: Радио и связь, 1984. – 144 с.
18. Справочник по расчету и конструированию СВЧ полосковых устройств / Под ред. В. И. Вольмана. – М.: Радио и связь, 1982. – 328 с.

19. Радиопередающие устройства / Под ред М. В. Благовещенского, Г. М. Уткина, – М.: Радио и связь, 1982. – 407 с.
20. Чудаков И. М. Частотная модуляция с помощью емкостей р–п переходов. – М.: Связь, 1968. – 108 с.
21. Ильин А.Г. Устройства формирования сигналов. Ч.1. Генераторы с внешним возбуждением. Автогенераторы: Учебное пособие. – Томск: Томский межвузовский центр дистанционного образования, 2011. – 92 с.

4 КОНТРОЛЬНАЯ РАБОТА №2 (по второй части курса УФС)

Рассчитать усилитель мощности в режиме модуляции.
В процессе выполнения работы следует:

- Составить принципиальную электрическую схему высокочастотного каскада и выходного каскада модулятора.

- Исходя из заданной мощности и частоты ВЧ сигнала, выбрать тип транзистора или лампы. Произвести расчет модулируемого каскада в двух режимах работы: максимальном и молчания. На основании полученных данных построить статическую модуляционную характеристику.

- Определить требуемую мощность модулятора. Произвести расчет блокировочных конденсаторов и дросселей ВЧ с учетом заданной полосы модулирующих частот ($\Omega_n - \Omega_v$).

Исходные данные для расчета приведены в таблице 1.

Таблица 1

№ варианта	Мощность в режиме молчания $P_{1н}$ (Вт)	Частота сигнала (МГц)	Коэффициент модуляции m	Диапазон частот модулирующего сигнала (Гц)	Тип модуляции
1	8	30	1	200-5000	Коллекторная
2	5	10	0,8	300-6000	Базовая
3	4	50	0,9	100-5000	Коллекторная
4	3	100	0,9	200-8000	Коллекторная
5	10	120	1	100-10000	Анодно-экранная
6	20	150	1	200-10000	Анодно-экранная
7	10	50	1,8	100-8000	Сеточная смещ.
8	8	60	0,8	300-6000	Сеточная смещ.
9	20	75	0,9	200-5000	Анодная
10	75	30	0,9	200-8000	Анодная
11	17	40	1	300-3500	Коллекторная
12	7	30	0,8	300-3500	Базовая
13	30	20	1	200-10000	Анодная
14	5	50	0,8	300-3500	Базовая
15	40	70	1	100-15000	Анодно-экранная
16	20	80	1	200-5000	Коллекторная
17	50	60	1	100-10000	Анодная
18	10	8	1	300-3500	Коллекторная
19	5	27	0,8	300-3500	Базовая
20	15	144	1	300-3500	Коллекторная

4.1 Пример расчета усилителя мощности с коллекторной модуляцией

№ варианта	Мощность в режиме молчания $P_{1н}$ (Вт)	Частота сигнала (МГц)	Коэффициент модуляции m	Диапазон частот модулирующего сигнала (Гц)	Тип модуляции
0	3	27	1	350-3500	Коллекторная

- Составляем принципиальную электрическую схему (рисунок 1).

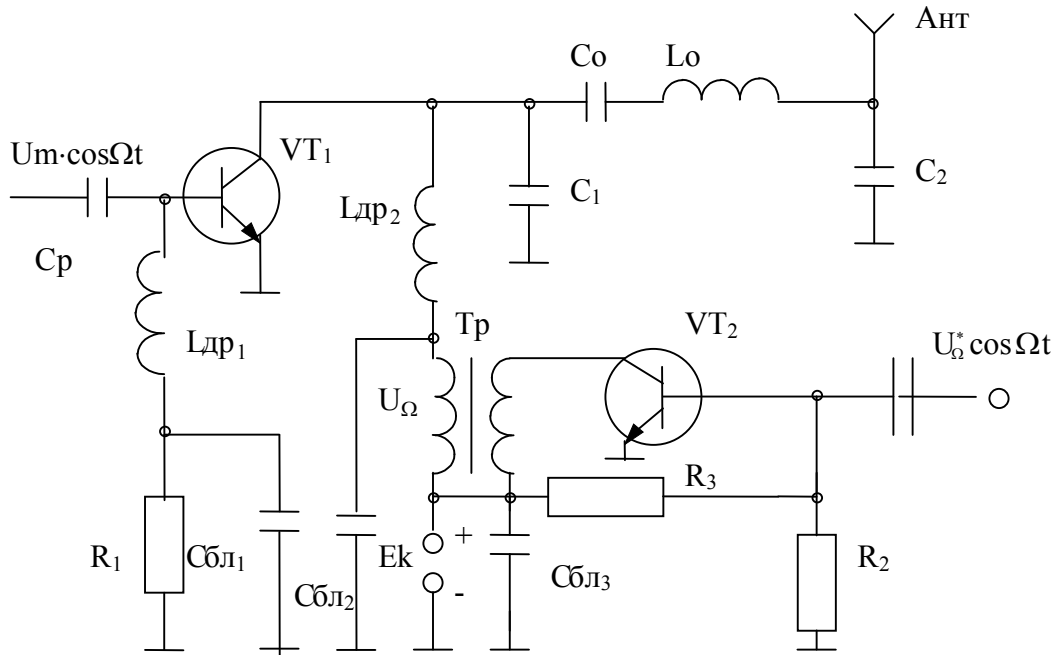


Рисунок 1

▪ Расчет усилителя мощности начинается с максимального режима. Для модулируемого каскада максимальная мощность с учетом потерь в контуре и фидере [1-6].

$$P_{1\max} = \frac{K_{пз} \cdot P_{1н} (1+m)^2}{\eta_k \cdot \eta_\phi} = 15.2 \text{ Вт.}$$

где $K_{пз} = 1,1 - 1,3$ - коэффициент производственного запаса,

$P_{1н}$ - заданная мощность в режиме несущей,

m - заданный коэффициент модуляции,

$\eta_k = 0,8 - 0,95$, $\eta_\phi = 0,8 - 0,95$ - к.п.д. контура и фидера соответственно.

Для повышения к.п.д. используем режим с углом отсечки тока $\Theta_k = 90^\circ$. По таблицам для коэффициентов Берга [2] определим:

$$\cos \Theta_k = 0, \quad \alpha_0(\Theta_k) = 0,319, \quad \alpha_1(\Theta_k) = 0,5.$$

Исходя из $P_{1\max} = 15.2 \text{ Вт}$, $f_0 = 27 \text{ МГц}$, выбираем транзистор КТ930А, который имеет следующие параметры [7]:

$f \cdot t = 120 \text{ МГц}$,	$P_{\text{кдоп}} = 30 \text{ Вт}$,	$I_{\text{кдоп}} = 3 \text{ А}$,
$U_{\text{кдоп}} = 60 \text{ В}$,	$\beta_0 = 35$,	$E_b = 0,7 \text{ В}$,
$r_{\text{нас}} = 1,2 \text{ Ом}$,	$C_k = 100 \text{ пФ}$,	$r_b = 2 \text{ Ом}$,
$r_g = 0,01 \text{ Ом}$,	$C_s = 400 \text{ пФ}$,	$L_s = 20 \text{ нГн}$,
$L_b = 20 \text{ нГн}$,	$L_k = 5 \text{ нГн}$.	

Энергетический расчет цепи коллектора

1) Определим амплитуду напряжения на коллекторе транзистора VT_1

$$U_{mk} = \frac{E_{k \max}}{2} \left[1 + \sqrt{1 - \frac{8 \cdot P_{l \max}^2 r_{\text{нас}}}{\alpha_1(\Theta_k) E_{k \max}^2}} \right] = 15 \left[1 + \sqrt{1 - \frac{8 \cdot 15 \cdot 2 \cdot 1.2}{0.5 \cdot 900}} \right] = 27.4 \text{ В},$$

где $E_{k \max} = \frac{U_{\text{кдоп}}}{1 + m} = 30 \text{ В}.$

2) Остаточное напряжение на коллекторе:

$$e_{k \min} = E_{k \max} - U_{mk} = 30 - 27.4 = 2.6 \text{ В}.$$

3) Амплитуда импульса коллекторного тока:

$$I_{mk} = \frac{e_{k \min}}{r_{\text{нас}}} = \frac{2.6}{1.2} = 2.17 \text{ А}.$$

4) Постоянная составляющая тока коллектора:

$$I_{k0 \max} = \alpha_0(\Theta_k) \cdot I_{mk} = 0.319 \cdot 2.17 = 0.69 \text{ А}.$$

5) Первая гармоника коллекторного тока:

$$I_{k1 \max} = \alpha_1(\Theta_k) \cdot I_{mk} = 0.5 \cdot 2.17 = 1.01 \text{ А}.$$

6) Произведем расчет высокочастотных Y - параметров транзистора на рабочей частоте [6].

7) Находим активную составляющую выходного сопротивления транзистора:

$$R_{22} = \frac{\alpha_1(\Theta_k)}{\alpha_0(\Theta_k) \cdot R_e(Y_{22})} = \frac{0.5}{0.319 \cdot 11.2 \cdot 10^{-3}} = 140 \text{ Ом}.$$

8) Первая гармоника коллекторного тока, протекающего через выходное сопротивление транзистора:

$$I'_{k1} = \frac{U_{mk}}{R_{22}} = \frac{27.4}{140} = 0.2 \text{ А}.$$

9) Первая гармоника коллекторного тока, протекающего через нагрузочный Π - контур:

$$I''_{k1} = I_{k1} - I'_{k1} = 1.09 - 0.2 = 0.89 \text{ А}.$$

10) Сопротивление нагрузочного Π - контура, необходимое для обеспечения критического режима:

$$R_{\text{оэкв}} = \frac{U_{mk}}{I''_{k1}} = \frac{27.4}{0.89} = 30.8 \text{ Ом}.$$

11) Потребляемая мощность в максимальном режиме:

$$P_{0 \max} = I_{k0 \max} \cdot E_{k \max} = 0.69 \cdot 30 = 20.7 \text{ Вт}.$$

12) Мощность, поступающая в нагрузочный Π - контур:

$$P'_1 = 0.5 \cdot U_{mk} \cdot I''_{k1} = 0.5 \cdot 27.4 \cdot 0.89 = 12.2 \text{ Вт}.$$

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

$$\eta = \frac{P_1'}{P_0} = \frac{12.2}{2.07} = 0.59 \text{ или } 59\%.$$

14) Мощность, рассеиваемая на коллекторе транзистора:

$$P_{k \max} = P_{0 \max} - P_{1 \max} = 20.7 - 15.2 = 5.2 \text{ Вт.}$$

Переходим к энергетическому расчету базовой цепи.

15) Угол дрейфа на рабочей частоте:

$$\varphi_{др} = \frac{360}{2\pi} \cdot \frac{f_0}{f_t} = \frac{360 \cdot 27}{2\pi \cdot 120} = 12.9^\circ.$$

16) Угол отсечки импульсов эмиттерного тока:

$$\Theta_3 = \Theta_k - 0.5\varphi_{др} = 90 - 0.5 \cdot 12.9 = 83.6^\circ,$$

$$\alpha_1(\Theta_3) = 0.48; \alpha_0(\Theta_3) = 0.29; \cos \Theta_3 = 0.2.$$

17) Модуль коэффициента усиления по току:

$$\alpha_f = \frac{f_t}{f_t + f_0} = \frac{120}{120 + 29} = 0.82.$$

18) Импульсные токи эмиттера:

$$I_{m3} = \frac{I_{k1}}{\alpha_f \cdot \alpha_1(\Theta_3)} = \frac{1.09}{0.82 \cdot 0.48} = 2.77 \text{ А.}$$

19) Амплитуда напряжения возбуждения на рабочей частоте:

$$U_{m6} = \frac{I_{m3} \cdot \alpha_f}{|Y_{21}| \cdot (1 - \cos \Theta_3)} = \frac{2.77 \cdot 0.82}{1.4(1 - 0.2)} = 2.03 \text{ В.}$$

20) Постоянная составляющая тока базы:

$$I_{b0} = \frac{I_{k0}}{\beta_0} = \frac{0.69}{35} = 20 \text{ мА.}$$

21) Напряжение смещения на базе:

$$E_6 = E_6' - U_{m6} \cdot \cos \Theta_3 - I_{b0} \cdot r_6 = 0.7 - 2.03 \cdot 0.2 - 20 \cdot 10^{-3} \cdot 2 = 0.3 \text{ В.}$$

22) Угол отсечки импульсного тока базы:

$$\Theta_6 = \arccos \frac{E_6' - E_6}{U_{m6}} = \arccos \frac{0.7 - 0.3}{2.03} = 78.6^\circ,$$

$$\alpha_0(\Theta_6) = 0.28; \alpha_1(\Theta_6) = 0.47.$$

23) Активная составляющая входного сопротивления транзистора на рабочей частоте:

$$R_{\text{вх}} = \frac{\alpha_1(\Theta_{\delta})}{\alpha_0(\Theta_{\delta}) \cdot \operatorname{Re}(Y_{11})} = \frac{0.47}{0.28 \cdot 0.5} = 3.36 \text{ Ом.}$$

24) Мощность возбуждения на рабочей частоте без учета потерь во входном согласующем контуре:

$$P_{\text{возб}} = 0.5 \frac{U_{\text{мб}}^2}{R_{\text{вх}}} = 0.5 \frac{(2.03)^2}{3.36} = 0.62 \text{ Вт.}$$

25) Коэффициент усиления по мощности:

$$K_{\text{р}} = \frac{P_1'}{P_{\text{возб}}} = \frac{12.2}{0.62} = 19.7.$$

26) Общая мощность, рассеиваемая транзистором:

$$P_{\text{мр}} = P_{\text{к}} + P_{\text{возб}} = 5.5 + 0.62 = 6.12 \text{ Вт.}$$

Режим молчания

Благодаря высокой линейности статической модуляционной характеристики при коллекторной модуляции, режим молчания или несущей волны пересчитывается из максимального режима через коэффициент модуляции.

1) Амплитуда первой гармоники коллекторного тока:

$$I_{\text{к1н}} = \frac{I_{\text{к1 max}}}{1+m} = \frac{1.09}{1+1} = 0.55 \text{ А.}$$

2) Постоянная составляющая тока коллектора:

$$I_{\text{к0}} = \frac{I_{\text{к0 max}}}{1+m} = \frac{0.69}{1+1} = 0.35 \text{ А.}$$

3) Напряжение на коллекторе транзистора VT₁:

$$U_{\text{кн}} = \frac{U_{\text{к max}}}{1+m} = \frac{27.4}{1+1} = 13.7 \text{ В.}$$

4) Мощность, потребляемая генератором:

$$P_{\text{он}} = \frac{P_{0 \text{ max}}}{(1+m)^2} = \frac{2.07}{(1+1)^2} = 5.2 \text{ Вт.}$$

5) Мощность первой гармоники:

$$P_{\text{1н}} = \frac{P_{1 \text{ max}}}{(1+m)^2} = \frac{15.2}{(1+1)^2} = 3.8 \text{ Вт.}$$

6) Мощность, рассеиваемая на коллекторе транзистора:

$$P_{\text{кн}} = P_{\text{он}} - P_{\text{1н}} = 5.2 - 3.8 = 1.4 \text{ Вт.}$$

7) Средняя мощность за период модуляции:

$$P_{\text{1ср}} = P_{\text{1н}} \left(1 + \frac{m^2}{2}\right) = 3.8 \left(1 + 0.5\right) = 5.7 \text{ Вт,}$$

$$P_{0н} = P_{0н}(1 + \frac{m^2}{2}) = 5.2(1 + 0.5) = 7.8 \text{ Вт.}$$

8) Средняя мощность, рассеиваемая на коллекторе транзистора:

$$P_{ксп} = P_{0ср} - P_{1ср} = 7.8 - 5.7 = 2.1 \text{ Вт} < P_{кдоп} = 30 \text{ Вт.}$$

Определяем мощность модулятора [6]:

$$P_{\Omega} = 0.5P_{0н}m^2 = 0.5 \cdot 5.2 \cdot 1^2 = 2.6 \text{ Вт.}$$

Из последнего выражения видим, что при коллекторной модуляции мощность модулятора соизмерима с мощностью высокочастотного усилителя мощности.

▪ Произведем расчет параметров элементов схемы модулируемого каскада:

1) Определяем индуктивность дросселя $L_{др1}$.

$$L_{др1} = \frac{10R_{вх}}{\omega_0} = \frac{10 \cdot 3.36}{2\pi \cdot 27 \cdot 10^6} = 0.2 \text{ мкГн.}$$

2) Определяем индуктивность дросселя $L_{др2}$.

$$L_{др2} = \frac{20}{\omega^2 C_1} = \frac{20}{(2\pi \cdot 27 \cdot 10^6)^2 \cdot 240 \cdot 10^{-12}} = 3 \text{ мкГн.}$$

где $C_1=240$ пФ - емкость П - контура, параметры которого определяются по методике, изложенной в [6].

3) Определяем сопротивление дополнительного резистора R_1 (рисунок 1):

$$R_1 = \frac{E_{б}}{I_{б0}} = \frac{0.3}{20 \cdot 10^{-3}} = 15 \text{ Ом.}$$

4) Определяем емкость блокировочного конденсатора $C_{бл2}$:

$$C_{бл2} = \frac{1}{(20 \cdot \Omega_{в})^2 \cdot L_{др2}} = \frac{1}{(20 \cdot 2\pi \cdot 3500)^2 \cdot 3 \cdot 10^{-6}} = 0.5 \text{ мкФ.}$$

5) Определяем емкость блокировочного конденсатора $C_{бл1}$:

$$C_{бл1} = \frac{10}{\Omega_{н} \cdot R_1} = \frac{10}{2\pi \cdot 350 \cdot 15} = 0.33 \text{ мкФ.}$$

5 КОНТРОЛЬНАЯ РАБОТА №3

Произвести инженерный расчет автогенератора с частотным модулятором, в котором реактивным элементом является варикап. В процессе выполнения работы следует:

составить принципиальную электрическую схему автогенератора с частотным модулятором;

выбрать по справочнику тип транзистора для автогенератора, исходя из заданной мощности и частоты;

рассчитать электрический режим работы автогенератора;

произвести энергетический расчет автогенератора;

рассчитать частотный модулятор, исходя из заданной величины девиации частоты и режима работы автогенератора.

Исходные данные для расчета приведены в табл. 2.

Таблица 2

№ варианта	Мощность в нагрузке, мВт	Частота автогенератора, МГц	Девияция частоты, кГц	Входной модулирующий сигнал		Начальная емкость варикапа, пФ	Тип трехточечной схемы автогенератора
				Амплитуда В	Частота, кГц		
1	10	4,6	0,2	0,3	1	20	емкостная
2	20	7,5	0,3	0,4	1,5	15	индуктивная
3	20	10	0,6	0,5	3,5	25	емкостная
4	10	10	0,3	0,5	3,5	20	индуктивная
5	10	6	0,2	0,3	1	10	емкостная
6	15	9	0,3	0,5	1,5	18	индуктивная
7	15	5	0,2	0,3	1	25	емкостная
8	5	8	0,3	0,4	1	12	индуктивная
9	15	2	0,1	0,3	0,5	15	емкостная
10	15	3	0,1	0,4	0,5	20	индуктивная
11	8	5	0,3	0,4	1	17	емкостная
12	10	7	0,2	0,3	0,5	15	индуктивная
13	12	9	0,4	0,5	3	10	емкостная
14	7	4	0,3	0,3	0,5	15	индуктивная
15	5	8	0,2	0,3	1	10	емкостная
16	10	7	0,4	0,4	0,5	20	индуктивная
17	12	9	0,1	0,3	3	10	емкостная
18	9	6	0,2	0,3	1	10	индуктивная
19	7	10	0,4	0,5	0,5	15	емкостная
20	10	8	0,3	0,3	0,5	7	индуктивная

5.1 Пример расчета автогенератора с частотным модулятором

№ варианта	Мощность в нагрузке, мВт	Частота автогенератора, МГц	Девияция частоты, Гц	Входной модулирующий сигнал		Начальная емкость варикапа, пФ	Тип трехточечной схемы автогенератора
				Амплитуда, В	Частота, кГц		
0	34	16	400	4,3	0,3-3,5	96	емкостная

Составим электрическую принципиальную схему автогенератора с кварцевым резонатором и частотным модулятором (рисунок 2).

Принципиальная схема автогенератора.

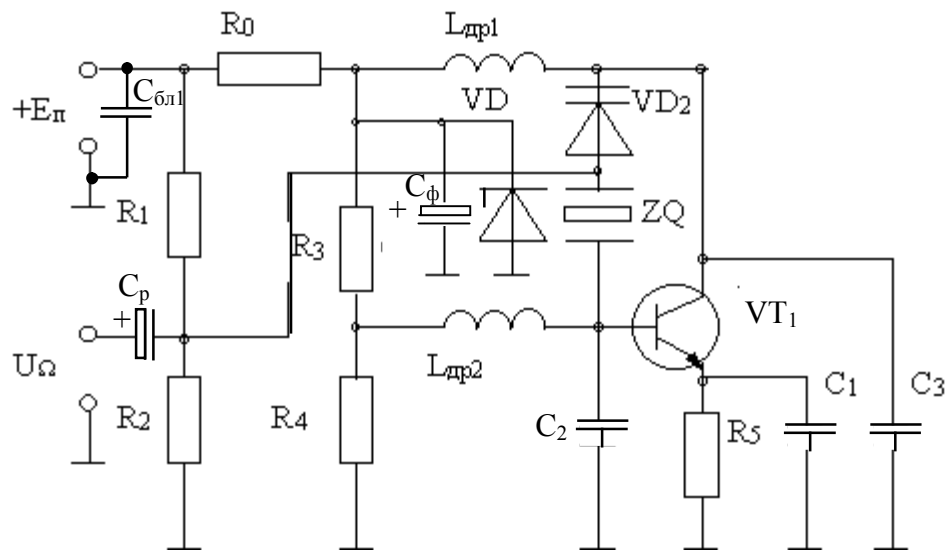


Рисунок 2

В качестве активного элемента применим транзистор КТ 315. Его верхняя граничная частота $f_t = 250$ МГц, что многократно превышает частоту генерации $f_0 = 16$ МГц. Это позволяет не учитывать инерционные свойства транзистора.

- Электрический расчет автогенератора:

Приведем основные параметры КТ 315 [7]:

$$\beta_0 = 150; \quad f_t = 250 \text{ МГц}; \quad I_{k\text{дон}} = 50 \text{ мА}; \quad U_{k\text{дон}} = 15 \text{ В};$$

$$\tau_k = 1000 \text{ нс}; \quad C_k = 10 \text{ пф} \quad \text{при } U_{kэ} = 5 \text{ В}; \quad P_{\text{дон}} = 100 \text{ мВт}.$$

Активное сопротивление кварцевого резонатора ZQ: принимаем

$$r_{кв} = 10 \text{ Ом}.$$

- Расчет по постоянному току [6]:

$$I_{k0} = 8 \text{ мА}; \quad U_{kэ} = 5 \text{ В}; \quad U_{э} = 2 \text{ В}; \quad E_k = 7 \text{ В};$$

$$I_{б0} = I_{k0} / \beta_0 = 50 \text{ мкА}.$$

Ток базового делителя:

$$I_{д} = 10 \cdot I_{б0} = 0,5 \text{ мА}.$$

Общее сопротивление делителя:

$$R_{д} = E_n / I_{д} = 9 / 0,5 \cdot 10^{-3} = 18 \text{ (кОм)}.$$

Поскольку $U_{бэ} = 0,7 \text{ В}$, то $U_{б} = U_{бэ} + U_{э} = 0,7 + 2 = 2,7 \text{ В}$.

$$R_4 = U_{б} / I_{д} = 5,4 \text{ кОм}, \quad R_3 = R_{д} - R_4 = 12,6 \text{ кОм}.$$

$$R_5 = U_{э} / I_{k0} = 250 \text{ Ом}.$$

- Расчет по переменному току [6]:

$$r_{б'} = \frac{\tau_k}{C_k} = 100 \text{ Ом}; \quad r_{э} = \frac{0,026}{I_{k0}} + \frac{0,2}{\sqrt{I_{k0}}} = 4,3 \text{ Ом}.$$

1) Крутизна транзистора:

$$S = \frac{\beta_0}{r_0' + \beta_0 * r_3} = 0,2 \text{ A/B}$$

2) Коэффициент обратной связи:

$$K_{oc} = \frac{C_3}{C_2} = 0,4.$$

3) Принимаем коэффициент регенерации $S_p = 5$. Тогда управляющее сопротивление:

$$R_y = \frac{S_p}{S} = \frac{5}{0,2} = 25 \text{ Ом.}$$

4) Определяем:

$$X_3 = \sqrt{\frac{R_y \cdot r_{кв}}{K_{oc}'}} = 25 \text{ Ом, откуда}$$

$$C_3 = \frac{1}{\omega_0 \cdot X_3} = 0,4 \text{ нФ,}$$

$$C_2 = \frac{C_3}{K_{oc}'} = 1 \text{ нФ.}$$

Емкость конденсатора C_1 выбираем из условия:

$$X_{c1} = \frac{R_5}{20} = 12 \text{ Ом.}$$

тогда: $C_1 = \frac{1}{\omega_0' \cdot X_{c1}} = 0,8 \text{ нФ.}$

5) Дроссель $L_{др1}$ рассчитаем по формуле:

$$L_{др1} = \frac{30X_3}{\omega_0} = 7,5 \text{ мкГн.}$$

6) Амплитуда выходного напряжения:

$$U_{вых} = U_{мк} = \frac{U_{мб}}{|K_{oc}|} = 0,5 \text{ В} \langle E_k = 7 \text{ В.}$$

7) Мощность, потребляемая каскадом:

$$P_0 = I_{k0} \cdot U_{кз} = 8 \cdot 10^{-3} \cdot 5 = 40 \text{ мВт.}$$

8) Мощность, потребляемая кварцевым резонатором:

$$P_{кв} = 0,5 \left(\frac{U_{мб}}{X_2} \right)^2 \cdot r_{кв} = 6 \text{ мВт.}$$

9) Мощность, рассеиваемая транзистором:

$$P_{тр} = P_0 - P_{кв} = 34 \text{ мВт} \langle P_{дон} = 100 \text{ мВт.}$$

10) Оценим величину допустимого сопротивления нагрузки из условия $P_n = 0,1 P_{кв} = U_{мк}^2 / 2R_n$. Тогда

$$R_{ндон} \geq \frac{5U_{мк}^2}{P_{кв}} = 200 \text{ Ом.}$$

Расчет управителя при частотной модуляции проведен по методике [8].

Исходные данные:

* частота автогенератора -	$f_0 = 16 \text{ МГц,}$
* девиация частоты -	$\Delta f_{\Gamma} = \pm 400 \text{ Гц,}$
* сопротивление кварца -	$r_{\text{кв}} = 10 \text{ Ом,}$
* статическая ёмкость кварца -	$C_0 = 3,7 \text{ пФ,}$
* динамическая ёмкость кварца -	$C_{\text{кв}} = 16 \cdot 10^3 \text{ пФ,}$
* емкостное отношение -	$m_{\text{кв}} = C_{\text{кв}} / C_0 =$ $= 16 \cdot 10^{-15} / 3,7 \cdot 10^{-12} = 4,3 \cdot 10^{-3}.$

Дроссель $L_{\text{др}2}$ может отсутствовать, так как сопротивление делителя $R_3 // R_4 = 10 \text{ кОм}$, что много больше сопротивления конденсатора C_2 , т.е. $X_{C_2} = 10 \text{ Ом}$. На практике можно применять $L_{\text{др}1} = L_{\text{др}2}$.

Энергетический расчет автогенератора

1) Коэффициент разложения:

$$\beta_1 = \frac{1}{S_p} = 0,2,$$

тогда угол отсечки коллекторного тока $\Theta_k = 60^\circ$. По таблицам коэффициентов Берга [2] определяем:

$$\alpha_0 = (\Theta_k) = 0,22, \quad \alpha_1 = (\Theta_k) = 0,38.$$

2) Импульс тока коллектора:

$$I_{\text{км}} = \frac{I_{k0}}{\alpha_0(\Theta_k)} = 36 \text{ мА} < I_{\text{кдоп}} = 50 \text{ мА}.$$

3) Амплитуда первой гармоники тока коллектора:

$$I_{k1} = I_{\text{км}} \cdot \alpha_1(\Theta_k) = 14 \text{ мА}.$$

4) Амплитуда напряжения на базе:

$$U_{\text{мб}} = I_{k1} \cdot R_y = 14 \cdot 10^{-3} \cdot 25 = 0,35 \text{ В}.$$

5) Модуль коэффициента обратной связи:

$$|K_{\text{ос}}| = \frac{X_2}{\sqrt{X_2^2 + r_{\text{кв}}^2}} = \frac{10}{\sqrt{100 + 100}} = 0,707.$$

Переходим к определению параметров варикапа

1) Определим приведенную величину сопротивления варикапа:

$$X_{\text{вр}} = \frac{2\Delta I_1}{U_{\text{м}}}, \text{ где:}$$

$\bar{U}_m = \frac{U_m}{E_n + \varphi_k}$ - приведенная амплитуда модулирующего напряжения

$$U = U_m \cdot \cos \Omega t,$$

E_n - начальное смещение на варикапе,

$\varphi_k = 0,7$ - контактная разность потенциалов,

$\Delta e_1 = \frac{2\Delta f}{m_{кв} \cdot f_0}$ - приведенная девиация.

Зададимся $\bar{U}_m = 0.6$, тогда:

$$X_{вр} = \frac{-4\Delta f}{\bar{U}_m \cdot f_0 \cdot m_{кв}} = 0.039.$$

Задаем начальное смещение на варикапе $E_n = 6,5$ В.

2) Амплитуда модулирующего напряжения:

$$U_{m\Omega} = \bar{U}_m(E_n + \varphi_k) = 0.6 \cdot (6.5 + 0.7) = 4.3 \text{ В.}$$

3) Начальная ёмкость варикапа:

$$C_{вн} = \frac{-C_0}{X_{вр}} = 96 \text{ пФ.}$$

4) Выбираем варикап, имеющий $C_{вн} = 96$ пФ. Обычно в справочниках указана ёмкость при $U=4$ В. Поэтому произведем расчет для C_v [8] при $U=6,5$ В.

$$C_v = C_{вн} \cdot \sqrt{\frac{\varphi_k + E_n}{\varphi_k + 4}} = 120 \text{ пФ.}$$

Выбираем варикап КВ 104Г. Его данные следующие [5].

$$C_v = 95 \div 143 \text{ пФ,}$$

$$Q(10 \text{ МГц}) = 100,$$

$$U_{обр доп} = 80 \text{ В.}$$

5) Допустимая амплитуда переменного напряжения на варикапе:

$$U_f \leq E_{вн} - U_{m\Omega} = 6.5 - 4.3 = 2.2 \text{ В} < U_{мб} = 0.35 \text{ В.}$$

6) Определяем сопротивления делителя для смещения на варикапе:

Принимаем $R_2 = 100$ кОм, тогда:

$$R_1 = \frac{\Delta U}{I_d} = \frac{\Delta U \cdot R_2}{U_n} = \frac{(9 - 6.5) \cdot 10^5}{6.5} = 38 \text{ кОм.}$$

Принимаем $R_1 = 39$ кОм.

В качестве стаблячейки для автогенератора используем стабилитрон

КС814А. Тогда ограничительное сопротивление R_0 равно:

$$R_0 = \frac{E_n - E_k}{I_{cm1} + I_{k0}} = \frac{9 - 7}{18 \cdot 10^{-3}} = 110 \text{ Ом,}$$

где $I_{ст1} = 10$ мА - ток стабилизации КС 814А.

- 7) Ёмкость конденсатора фильтра в стаблячейке выбираем не менее 47 мкФ. Принимаем $C_f = 47$ мкФ х 16 В, типа К-56.

6 КУРСОВОЕ ПРОЕКТИРОВАНИЕ

6.1 Введение

По дисциплине "Устройства формирования сигналов" (УФС) студенты выполняют курсовой проект. При выполнении курсового проекта по радиопередающим устройствам (РПУ) студенты часто сталкиваются с трудностями, связанными с многообразием задач проектирования. Отчасти это связано с широким применением в радиопередатчиках, особенно в последние годы, транзисторов, микросхем, варикапов и других полупроводниковых приборов.

Сложность и неоднозначность расчётов транзисторных передатчиков, имеющих в учебной литературе по РПУ, вызвала необходимость создания настоящего учебно-методического пособия по курсовому проектированию радиопередатчиков на транзисторах.

6.2 Общие вопросы проектирования радиопередатчиков

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) [5]. Методика расчёта СВЧ передатчиков в данном пособии не рассматривается.

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

При постановке задачи на проектирование 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) полоса пропускания модулятора.

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.

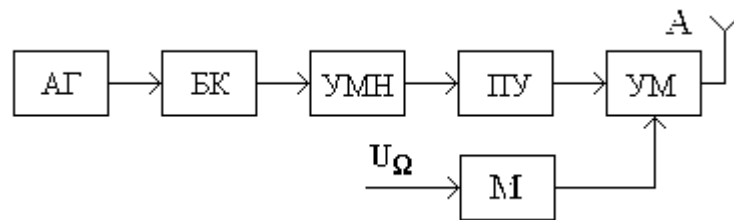
На заключительном этапе проектирования производится конструктивный расчет контура выходного каскада. Конструктивный расчёт деталей состоит в определении их геометрических размеров, числа и формы пластин конденсаторов переменной емкости, числа витков, диаметра обмотки и каркаса катушек и вариометров и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

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.

Типовая структурная схема передатчика на транзисторах. Задача составления структурной схемы состоит в том, чтобы определить необходимое число k каскадов высокой частоты между возбудителем (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 6.1).



АГ – автогенератор;

БК – буферный каскад;

УМН – умножитель;

ПУ – предварительный усилитель;

УМ – усилитель мощности;

М – модулятор.

Рисунок 6.1

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 [5]:

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

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 [5]:

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

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

Для повышения 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 [5].

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

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

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

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

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

где $i=k-1$ число каскадов усиления.

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

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

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

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

На этом заканчивается составление ориентировочной структурной схемы передатчика.

Структурная схема должна быть утверждена руководителем проектирования.

6.3 Транзисторный усилитель мощности

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

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

Выбор транзистора. При выборе транзистора можно пользоваться литературой [5,9].

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)

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

3) напряжение источника коллекторного питания (предварительный расчет);

$$E'_k = U_{кэ доп} - U'_{мк};$$

4) для окончательного каскада целесообразно выбрать напряжение питания E_k , равное стандартному значению из следующего ряда [5,11]:

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:

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

6) остаточное напряжение на коллекторе:

$$e_{k \min} = E_k - U_{мк};$$

7) амплитуда импульса коллекторного тока

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

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

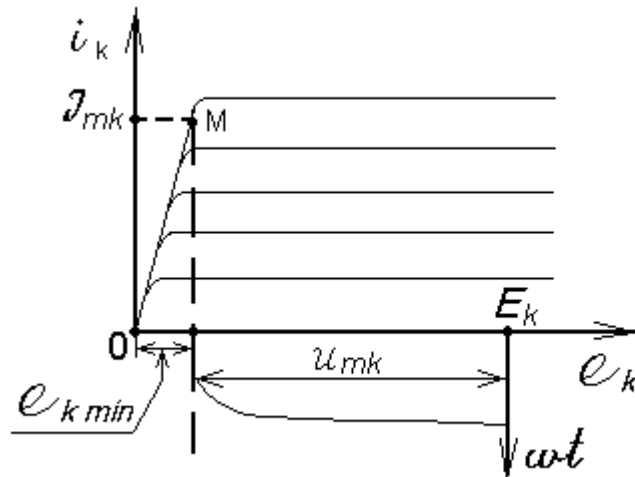


Рисунок 6.2

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

9) постоянная составляющая тока коллектора:

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

10) далее производим расчет высокочастотных Y -параметров транзистора на рабочей частоте по методике, изложенной в [12]. Расчетные формулы приведены в приложении. При расчете Y -параметров значение тока эмиттера I_e принимаем равным I_{k0} . После вычисления Y параметров транзистора дальнейший расчет ведется по методике, изложенной в [13].

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:

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

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

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

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

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

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

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

16) потребляемая мощность:

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

17) мощность переменного тока, поступающая в нагрузочный контур:

$$P'_1 = \frac{U_{\text{мк}} I''_{\text{к1}}}{2};$$

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

$$P_{\text{к}} = P_0 - P_1;$$

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

$$\varphi_{\text{др}} = 57^\circ \cdot \frac{f}{f_{\text{T}}};$$

21) угол отсечки импульсов эмиттерного тока

$$\theta_{\text{э}} = \theta_{\text{к}} - 0,5\varphi_{\text{др}},$$

По таблицам или графикам определяем величины $\alpha_1(\theta_{\text{э}})$, $\cos\theta_{\text{э}}$ [5];

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

$$\alpha_f = \frac{f_{\text{T}}}{(f_{\text{T}} + f)};$$

23) первая гармоника тока эмиттера

$$I_{\text{э1}} = \frac{I_{\text{к1}}}{\alpha_f};$$

24) высота импульса тока эмиттера

$$I_{\text{мэ1}} = \frac{I_{\text{э1}}}{\alpha_1(\theta_{\text{э}})};$$

25) модуль комплексной крутизны транзистора на рабочей частоте

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

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

26) амплитуда напряжения возбуждения на рабочей частоте:

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

27) постоянная составляющая тока базы:

$$I_{\text{б0}} = \frac{I_{\text{к0}}}{\beta_0};$$

28) напряжение смещения, обеспечивающее требуемый угол отсечки

тока эмиттера для *n-p-n* транзистора:

$$E_{\delta} = E'_{\delta} - U_{m\delta} \cos \theta_{\delta} - I_{\delta 0} r'_{\delta},$$

и для *p-n-p* транзистора:

$$E_{\delta} = -E'_{\delta} + U_{m\delta} \cos \theta_{\delta} + I_{\delta 0} r'_{\delta},$$

где E'_{δ} – 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

$$\theta_{\delta} = \arccos\left(\frac{E'_{\delta} - E_{\delta}}{U_{m\delta}}\right),$$

и для *p-n-p* транзисторов

$$\theta_{\delta} = \arccos\left(-\frac{E'_{\delta} + E_{\delta}}{U_{m\delta}}\right).$$

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

30) активная составляющая входного сопротивления транзистора на рабочей частоте

$$R_{ex} = \frac{\alpha_1(\theta_{\delta})}{\alpha_0(\theta_{\delta}) \operatorname{Re}(Y_{11})},$$

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

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

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

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

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

6.3.2 Электрический расчет нагрузочной системы транзисторного каскада [5,14]

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

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

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

сопротивление нагрузки транзистора $R_{\text{ое кр}}$. При согласовании не должно нарушаться условие резонанса, должен обеспечиваться по возможности большой к.п.д. нагрузочной системы $\eta_{\text{к}}$, 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 6.3.

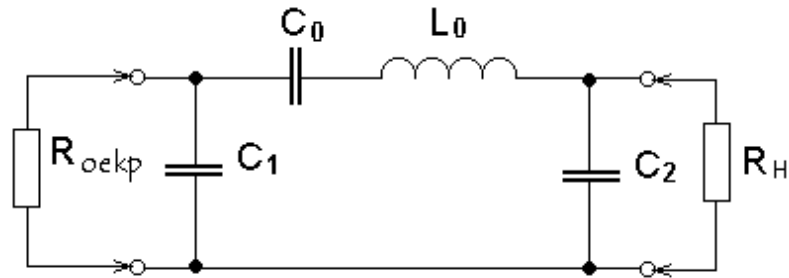


Рисунок 6.3

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

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-контра следующий:

- 1) задаемся величиной волнового сопротивления контра в пределах

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

- 2) определяем индуктивность контра 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

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

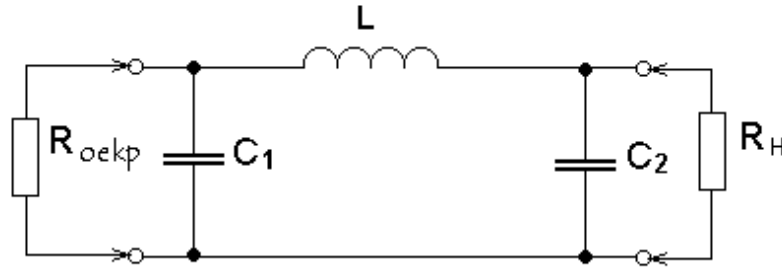


Рисунок 6.4

Величиной L в Γ_H необходимо задаться в соответствии с формулой

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

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

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

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

6) внесенное в контур сопротивление

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

7) добротность нагруженного контура

$$Q_H = \frac{\beta}{r_c + r_{\text{вн}}};$$

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)

$$\Phi = Q_H (n^2 - 1)n. \quad (6.1)$$

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

$$Q_H \leq \frac{f}{\Delta f}. \quad (6.2)$$

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 (6.2) необходимо принять меры к уменьшению добротности нагрузочной системы, например, путем уменьшения ρ .

6.3.3 Конструктивный расчет элементов нагрузочной системы

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

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

Для настройки контура в резонанс и обеспечения оптимальной связи с нагрузкой в состав емкостей C_0 и C_2 целесообразно включить подстроенные конденсаторы (рисунок 6.5).

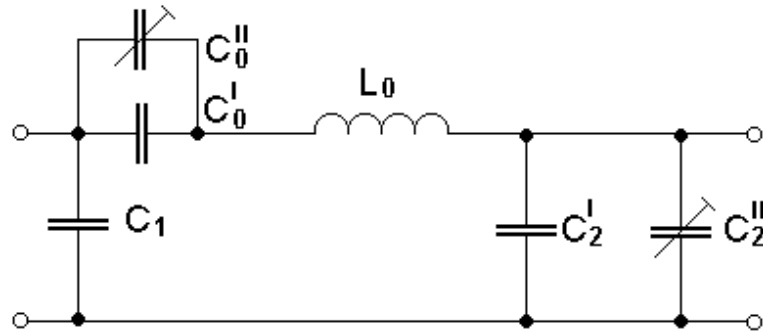


Рисунок 6.5

Расчет контурной катушки L_0 проводится в следующем порядке:

1) размеры катушки показаны на рисунке 6.6.

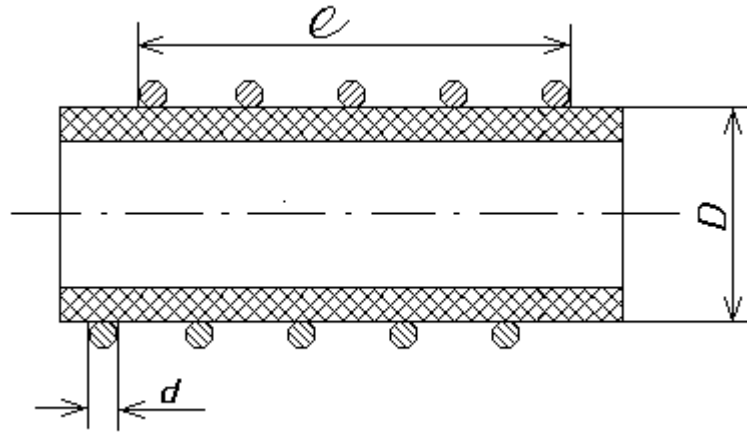


Рисунок 6.6

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]:

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

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

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

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

8) коэффициент полезного действия контура

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

6.3.4 Расчет нагрузочной системы на полосковых линиях [14, 17, 18]

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 6.8).

Схема нагрузочной системы приведена на рисунке 6.7.

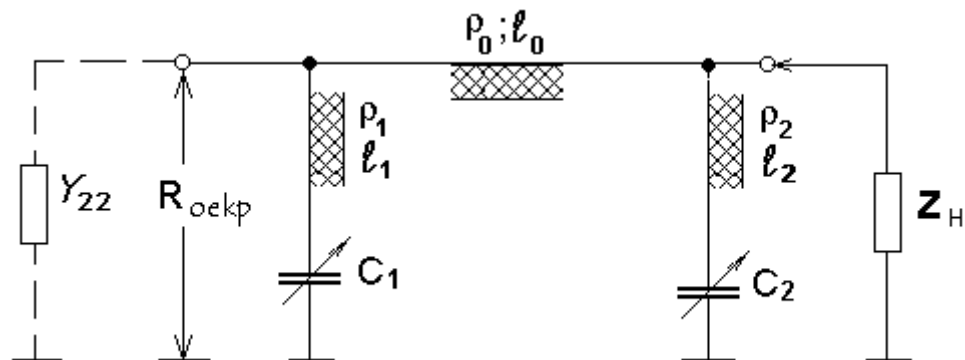


Рисунок 6.7

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, $R_{\text{оекр}}$ – 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

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

Конструктивный расчет нагрузочной системы на НПЛ:

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

Таблица 6.1

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 $\rho = f(A_H)$.

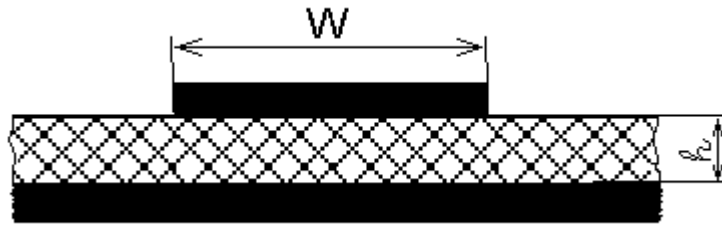


Рисунок 6.8

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 6.9).

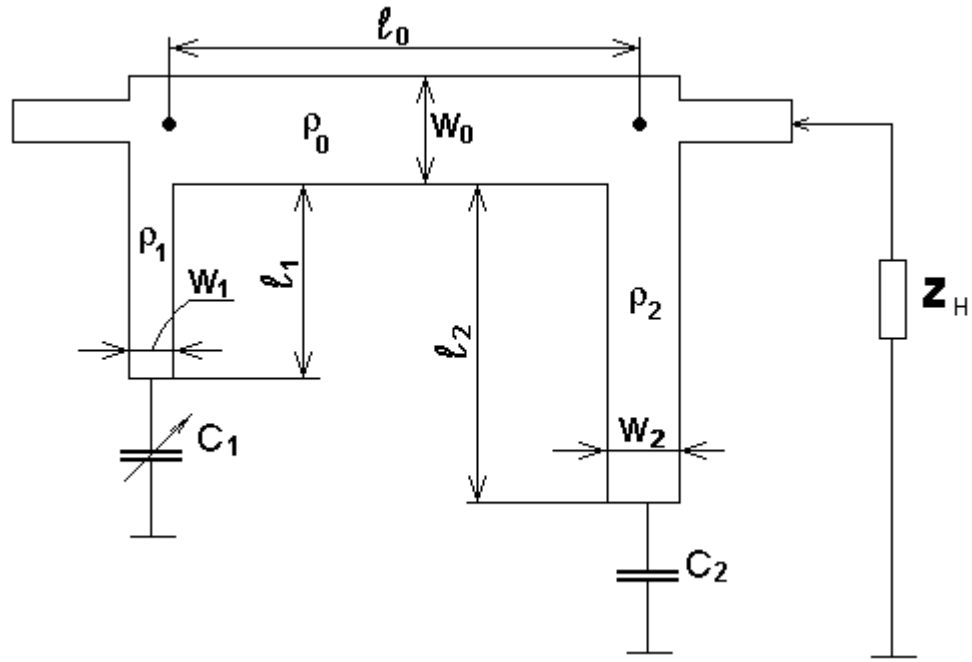


Рисунок 6.9

6.4 Умножители частоты

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

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

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

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

Расчет коллекторной цепи:

1) Определяем крутизну линии критического режима $S_{кр}$. Для некоторых типов транзисторов этот параметр приводится в [5]. В других случаях его можно определить либо по характеристикам, либо по формулам

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

если величины $I_{кр}$, $U_{кр}$, $r_{кр}$ даны в 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:

$$E_{к\ min} < E_k < E_{к\ доп.}$$

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

$$I_{кн} = \frac{2P_n}{U_{мк}};$$

7) максимальное значение коллекторного тока

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

8) постоянная составляющая коллекторного тока

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

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

9) потребляемая мощность

$$P_0 = E_k I_{к0};$$

10) мощность, рассеиваемая на коллекторе

$$P_k = P_0 - P_n.$$

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

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].

6.5 Автогенераторы (АГ)

6.5.1 Автогенераторы с параметрической стабилизацией частоты

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

$$P_H = 0,5U_H^2 / R_H ;$$

2) генерируемая транзистором мощность

$$P_1 = P_H / \eta_k ,$$

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

По заданной мощности P_1 выбираем транзистор с

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

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

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

$$R_{оэкp} = \frac{U_{мк}}{I_{к1}} ;$$

10) подводимая к автогенератору мощность

$$P_0 = I_{к0} E_k ;$$

11) мощность, рассеиваемая на коллекторе транзистора

$$P_k = P_0 - P_1 < P_{k \text{ доп}}.$$

Переходим к энергетическому расчету цепи базы:

12) амплитуда напряжения возбуждения

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

Крутизна S транзистора вычисляется по формуле

$$S = S_б \beta_0,$$

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

При отсутствии статических характеристик крутизну можно определить по формуле

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

где сопротивление эмиттерного перехода

$$r_э \approx \frac{1}{40I_э},$$

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

13) постоянная составляющая тока базы

$$I_{б0} = \frac{I_{к0}}{\beta_0};$$

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

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

а для $p-n-p$ транзисторов

$$E_б = -E'_б + U_{mб} \cos\theta_k + I_{б0} r'_б;$$

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

$$\theta_б = \arccos \frac{(E'_б - E_б)}{U_{mб}},$$

и для $p-n-p$ транзисторов

$$\theta_б = \arccos \frac{(-E'_б + E_б)}{U_{mб}};$$

16) входное сопротивление транзистора переменному току

$$R_{вх} = \frac{1}{S_б \alpha_1(\theta_k)(1 - \cos\theta_k)} = \frac{r'_б + r_э \beta_0}{\alpha_1(\theta_k)(1 - \cos\theta_k)};$$

17) мощность возбуждения

$$P_{возб} = 0,5 U_{mб}^2 / R_{вх}.$$

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

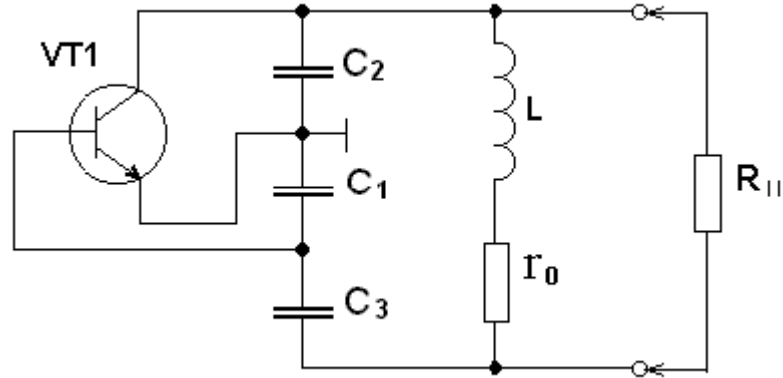


Рисунок 6.10

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. 6.2;

37) задаемся значениями α_1 и α_2 из табл. 6.2. (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. 6.2, 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 6.11. 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'' .

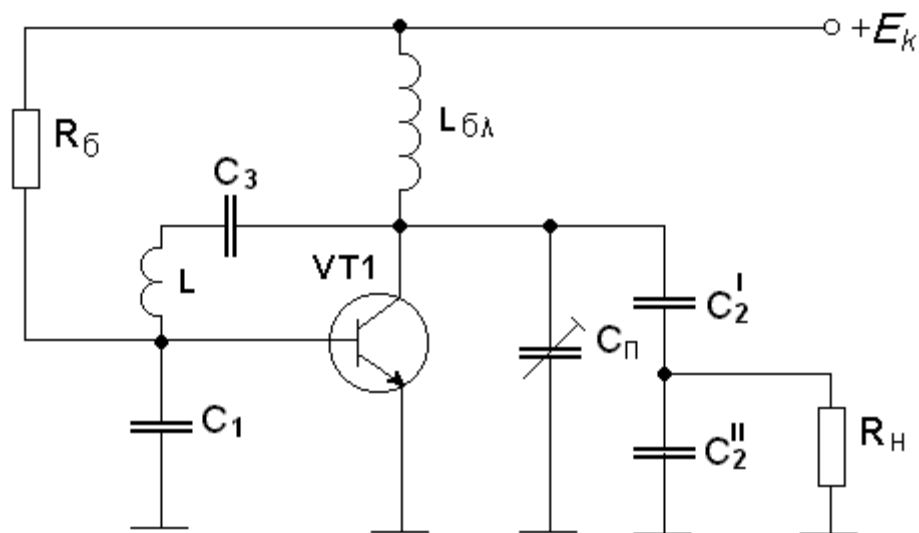


Рисунок 6.11

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

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

43) средняя емкость подстроечного конденсатора

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

44) условие самовозбуждения

$$K_{\text{ос}} S R_{\text{ос кр}} \geq 1.$$

Таблица 6.2

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

6.5.2 Кварцевые автогенераторы

При проектировании кварцевого автогенератора необходимо решить следующие вопросы:

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

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

Исходными 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

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

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. Поэтому предпочтительнее использовать в автогенераторах кварцы с частотами до 10 МГц; если же нужно получить более высокую частоту, то следует применять последующее умножение частоты или строить автогенератор, в котором кварц возбуждается на нечетной механической гармонике.

При оптимально выбранных элементах схемы автогенератора, его стабильность в основном определяется температурным коэффициентом

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

Методика расчета автогенератора изложена в [15]. Будем рассматривать автогенератор, построенный по схеме, изображенной на рисунке 6.12.

Автогенератор представляет емкостную трехточку, которая образована транзистором VT_1 , кварцевым резонатором ZQ_1 , выполняющем 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 6.12, рисунке 6.13а. и рисунке 6.13б.

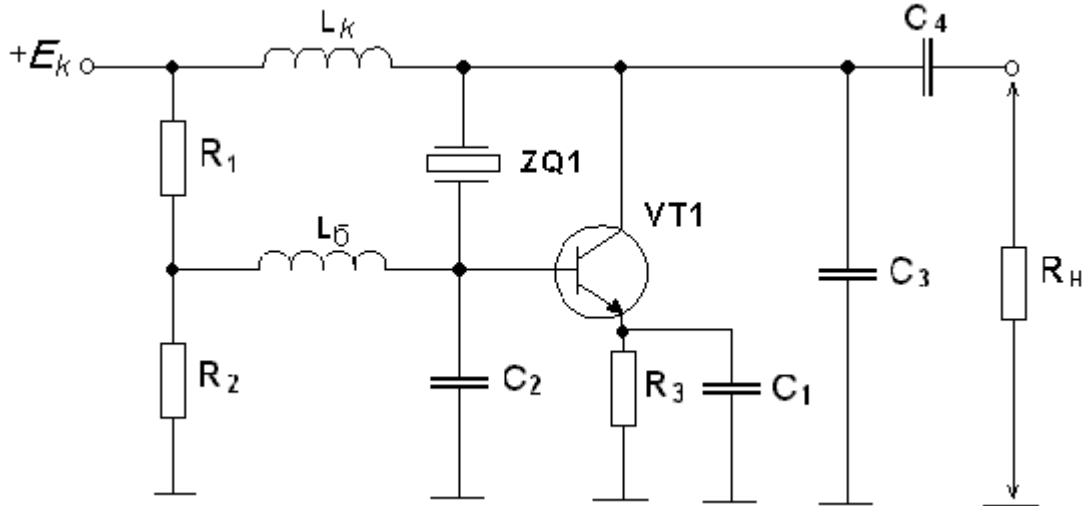


Рисунок 6.12

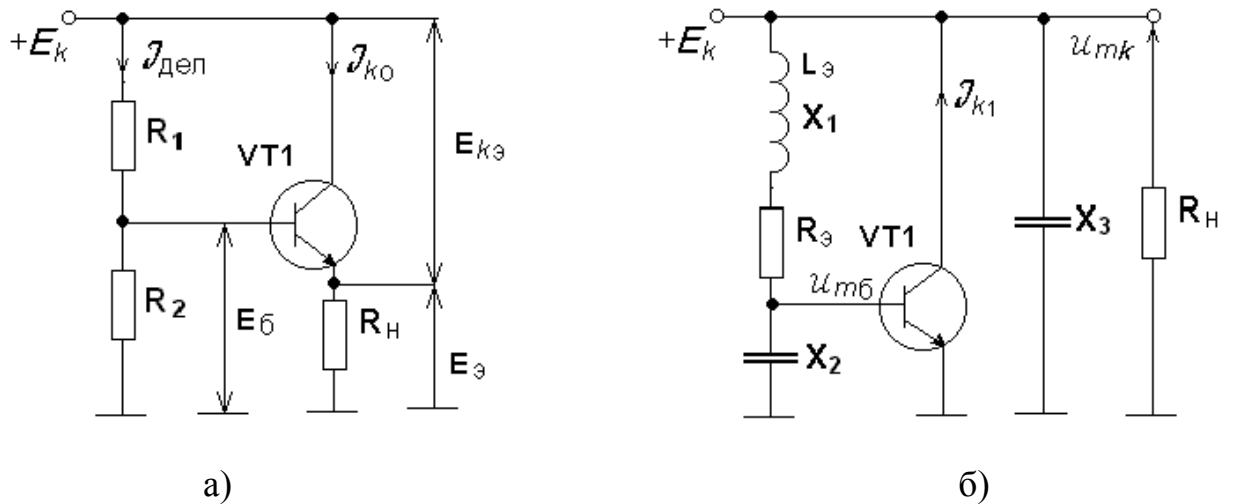


Рисунок 6.13

Расчет по постоянному току:

1) выбираем транзистор с $f_{\beta} \gg f$;

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

откуда $R_3 = E_{э}/I_{к0}$, $E_{к} = E_{кэ} + E_{э}$;

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

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

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

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

транзисторов соответственно, откуда находим

$$R_2 = \frac{E_{б}}{I_{дел}}, \quad R_1 = R_{дел} - R_2.$$

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,

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

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

4) емкость блокировочного конденсатора определим из условия

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

5) дроссель L_k рассчитаем по формуле

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

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

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

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

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

3) определяем амплитуду первой гармоники коллекторного тока

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

4) рассчитываем амплитуду напряжения на базе

$$U_{\text{мб}} = I_{к1} R_y;$$

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

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

(условие недонапряженного режима);

7) определяем мощность, потребляемую от источника коллекторной цепью

$$P_0 = I_{к0} E_{кэ};$$

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

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

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 $P_{\text{н}}=0,1P_{\text{кв}}$.

6.6 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

$$P_1(m=0) = P_{1\text{н}}.$$

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

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

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

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

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 $P_{1\text{н}}$. Однако транзистор модулируемого каскада должен развивать в нагрузке в пике модуляции мощность $P_{1\text{max}}$. Это очень важно, так как в радиовещательных передатчиках среднеквадратические значения коэффициента модуляции малы - порядка 0,3-0,4. Значение $m_{\text{ср}}$ зависит от величины пикфактора $\Pi_{\text{ф}}$, т.е. $m_{\text{ср}} = \sqrt{2}m_{\text{max}}/\Pi_{\text{ф}}$.

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

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

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

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

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

6.6.1 Коллекторная модуляция

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

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

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

Для лучшего использования транзистора рекомендуют максимальный режим совмещать с критическим, а режим несущей (молчания) – с серединой линейного участка СМХ (рисунок 6.14).

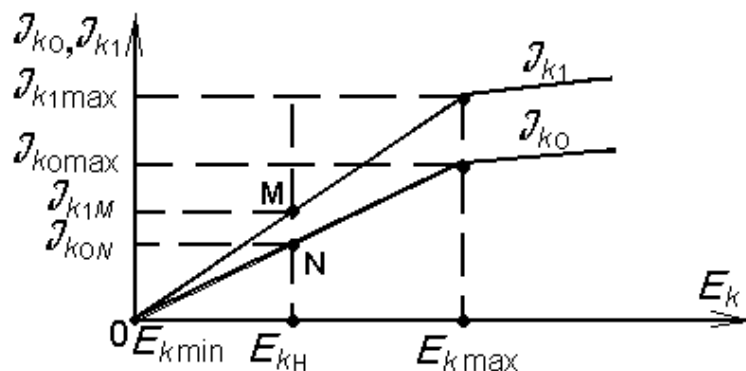


Рисунок 6.14

При расчете каскада с коллекторной модуляцией исходными являются мощность в антенне $P_{Ан}$ 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 $U_{кэ}$ и тока I_k по сравнению с максимально допустимыми

значениями. Поэтому номинальная мощность транзистора должна соответствовать мощности в максимальном режиме. Остальные соображения по выбору транзистора такие же, как при отсутствии модуляции (раздел 6.2).

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

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

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

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

m - коэффициент модуляции;

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

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

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

$$U_{k\max} < U_{k\text{доп}}.$$

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

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

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

1) ток коллектора первой гармоники

$$I_{k1н} = \frac{I_{k1\max}}{1+m};$$

2) постоянная составляющая тока коллектора

$$I_{k0н} = \frac{I_{k0\max}}{1+m};$$

3) напряжение на коллекторе

$$U_{кн} = \frac{U_{k\max}}{1+m};$$

4) мощность, потребляемая генератором

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

5) мощность первой гармоники

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

б) 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

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

9) средний к.п.д. за период модуляции

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

10) мощность модулятора

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

При $m=1$, $P_{\Omega} = 0,5 P_{0н}$. Из последнего выражения 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.

6.6.2 Комбинированная модуляция

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

Энергетические показатели 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.

6.6.3 Базовая модуляция

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

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

$$E_{\delta} = E_{\delta_{\text{н}}} + S(t),$$

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

В простейшем случае, когда модулирующий сигнал является гармоническим, напряжение смещения можно записать $E_{\delta} = E_{\delta_{\text{н}}} + U_{\Omega} \cos(\Omega t)$, а полное напряжение на базе с учетом напряжения возбуждения $e_{\delta} = E_{\delta_{\text{н}}} + U_{\Omega} \cos(\Omega t) + U_{\text{мб}} \cos(\omega t)$. Из рисунка 6.15 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.

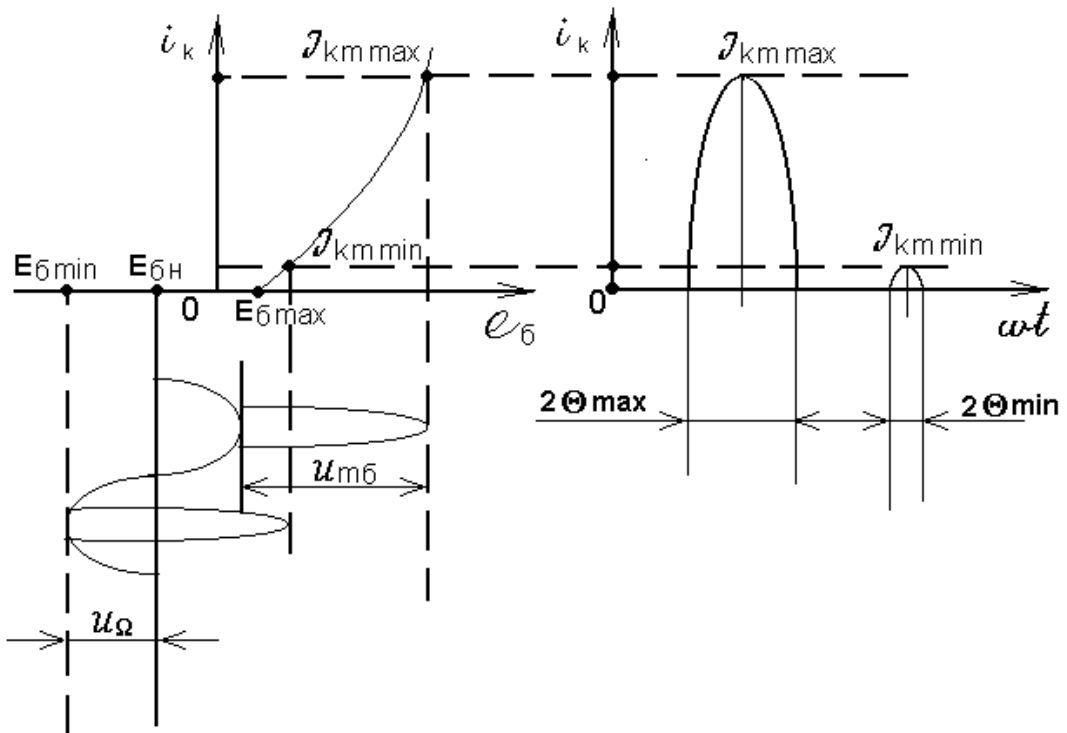


Рисунок 6.15

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°, т.е. на верхнем краю участка.

С учетом сказанного, а также исходя из общих положений теории генераторов с внешним возбуждением, выбирается конкретный тип транзистора и производится энергетический расчет генератора на максимальную мощность по методике, изложенной в разделе 6.2.

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

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

При базовой модуляции СМХ есть зависимость $I_{\text{к1}} = f(E_{\text{б}})$ при

$(U_{мб}, E_{к}, R_{оe}) = \text{const}$. Одновременно представляют интерес и зависимости $I_{к0}$, $I_{б0} = f(E_{б})$. Рассмотрим, как получить эти зависимости.

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

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

где $E'_{б}$ – напряжение отсечки транзистора; $U_{мб}$ – напряжение возбуждения, рассчитанное в максимальном режиме и остающееся постоянным в процессе модуляции.

Упрощенная СМХ будет выглядеть как представлено на рисунке 6.16.

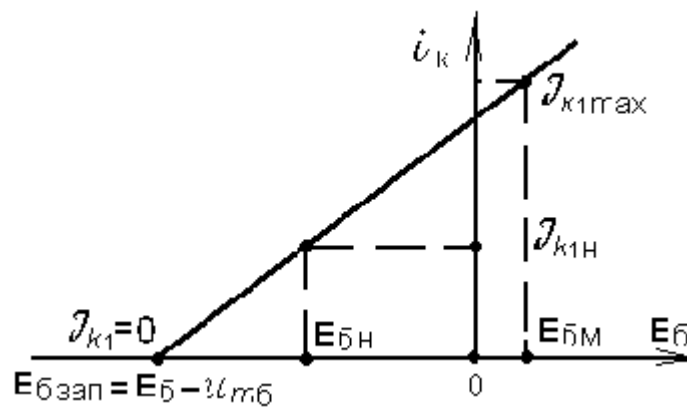


Рисунок 6.16

Такая СМХ позволяет приблизительно 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 $I_{к1\text{max}}$, θ_{max} , $U_{мб}$, определяем эффективную крутизну транзистора

$$S_{эф} = \frac{I_{к1\text{max}}}{U_{мб} \beta_1(\theta_{в\text{max}})}.$$

Одновременно зная $U_{мб}$ и $E_{б\text{max}}$ определяем низкочастотный угол отсечки в максимальном режиме.

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

Учитывая, что низкочастотный и высокочастотный углы отсечки связаны почти линейно [19], построим график зависимости $\theta_H = f(\theta_B)$ в виде прямой на рисунке 6.17 для нашего случая.

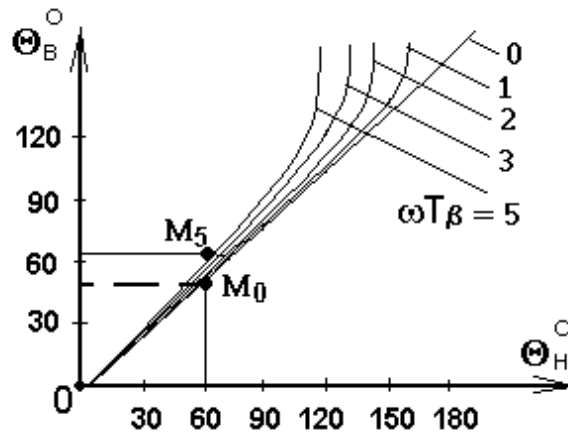


Рисунок 6.17

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 θ_B , а воспользовавшись графиком (рисунок 6.17) определяем θ_H . По низкочастотному углу отсечки θ_H определяем соответствующее напряжение смещения

$$E_{\sigma} = E'_{\sigma} - U_{мб} \cos \theta_H.$$

Таким образом, каждому заданному $I_{к1}$ поставим в соответствие некоторое смещение E_{σ} , т. е. получим СМХ. Для удобства расчеты можно вести в виде табл. 6.3.

Таблица 6.3

Порядок расчета СМХ

$I_{к1}$	$\beta_1 = \frac{I_{к1}}{S_{эф} U_{мб}}$	θ_B	θ_H	$E_{\sigma} = E'_{\sigma} - U_{мб} \cos \theta_H$	$I_{к0}$	$I_{\sigma 0}$	Примечание
							Максимальный режим

Одновременно рассчитываются величины:

$$I_{к0} = \frac{I_{к1} \alpha_0(\theta_B)}{\alpha_1(\theta_B)}, \quad I_{\sigma 0} = \frac{I_{к0} Y_{11}}{Y_{21}}.$$

По результатам расчета строим реальную СМХ (рисунок 6.18).

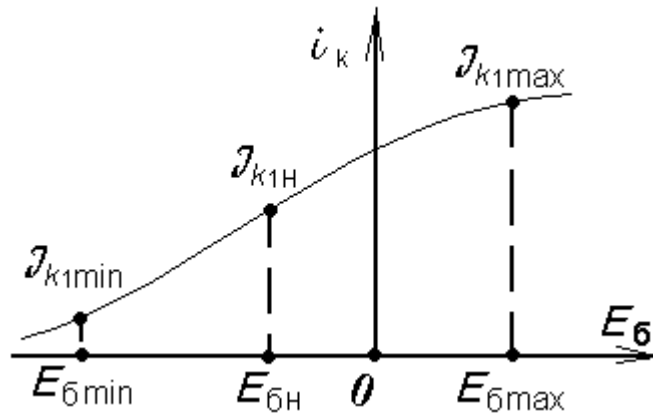


Рисунок 6.18

В реальной статической модуляционной характеристике верхняя точка соответствует максимальному режиму.

Вычисляем первую гармонику тока коллектора для несущего режима $I_{к1H} = I_{к1max} / (1 + m)$ и откладываем это значение на графике (рисунок 6.18). Проекция этой точки на ось $E_б$ определяет напряжение смещения в несущем режиме $E_{бH}$.

Теперь определяется амплитуда необходимого модулирующего напряжения на базе транзистора $U_Ω = E_{бmax} - E_{бH}$. Если отрезок равен $U_Ω$, то получим смещение, соответствующее минимальному режиму $E_{бmin}$, и по этой точке определяем $I_{к1min}$. По соотношению величин $I_{к1max}$, $I_{к1H}$, $I_{к1min}$ можно оценить искажения при модуляции. Если $I_{к1max} - I_{к1min} = I_{к1H} - I_{к1min}$, т.е. модуляция вверх и вниз идет симметрично - искажения отсутствуют. В противном случае можно вычислить глубину модуляции вверх и вниз соответственно

$$m_{вв} = \frac{I_{к1max} - I_{к1H}}{I_{к1H}}, \quad m_{вн} = \frac{I_{к1H} - I_{к1min}}{I_{к1H}},$$

относительная разность которых определяет величину искажений при модуляции

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

Требуемую мощность модулятора оцениваем по формуле

$$P_Ω = 0,5U_ΩI_Ω,$$

где $I_Ω = I_{б0max} - I_{б0H}$.

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

$$e_{кmax} = E_к + U_{ткmax} \leq U_{кэдоп},$$

$$I_{кмmax} \leq I_{кдоп}.$$

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

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

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

В минимальном режиме проводится проверка цепи базы на максимальное обратное напряжение

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

6.6.4 Усилитель модулированных колебаний

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

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

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

Режим усиления модулированных колебаний можно рассматривать как один из методов модуляции, где модулирующим фактором является напряжение возбуждения. При изменении напряжения возбуждения 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 $P_{1\text{max}}$.

Особо нужно поговорить о выборе смещения при усилении модулированных колебаний.

При $E_{\text{б}} = E'_{\text{б}}$ угол отсечки коллекторного тока $\theta_{\text{к}} = 90^\circ$ и не меняется при изменении амплитуды возбуждения. СМХ есть $I_{\text{к1}} = f(U_{\text{мб}})$ 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 $E_{\text{б}} < E'_{\text{б}}$ угол отсечки коллекторного тока $\theta_{\text{к}} < 90^\circ$ и изменяется в процессе модуляции от $\theta_{\text{к min}}$ до $\theta_{\text{к max}}$.

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 $E_{\text{б}}$, $U_{\text{мб}\max}$, $I_{\kappa1\max}$, $I_{\kappa0\max}$, которые нужны для построения СМХ. Для построения СМХ также пользуемся известной формулой $I_{\kappa1} = S_{\text{эф}} U_{\text{мб}} \beta_1$, 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 6.4) находим соответствующие низкочастотные углы отсечки, по ним определяем амплитуду напряжения возбуждения и, наконец, соответствующие токи. Расчет удобнее вести в форме табл. 6.4.

Таблица 6.4

Порядок определения

β_1	$\theta_{\text{в}}$	$\theta_{\text{н}}$	$U_{\text{мб}} = \frac{E'_{\text{б}} - E_{\text{б}}}{\cos\theta_{\text{н}}}$	$I_{\kappa1} = S_{\text{эф}} U_{\text{мб}} \beta_1$	Примечание

По данным табл. 6.4 строится СМХ $I_{\kappa1} = f(U_{\text{мб}})$ 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.

6.7 Передатчики с однополосной модуляцией

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

Структурная схема однополосного радиопередатчика (рисунок 6.19) содержит в своем составе последовательно соединенный однополосный возбуждатель и линейный усилитель.

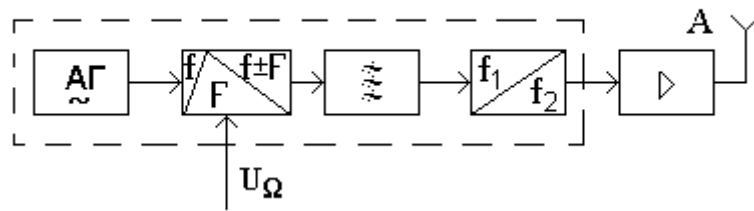


Рисунок 6.19

В возбuditеле 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

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

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

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

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

Транзисторные выходные каскады могут содержать несколько транзисторов и схемы сложения мощностей, при этом номинальная мощность каждого из транзисторов соответственно уменьшается. Часто используются двухтактные схемы с углом отсечки 90° (класса В).

Двухтактные выходные каскады обеспечивают высокую линейность амплитудной характеристики, подавление четных гармоник, более высокий к.п.д. (потребляемая мощность в режиме молчания близка к нулю).

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

Методика расчета балансных модуляторов дана в литературе [1, с. 231-235].

6.8 Частотная модуляция (ЧМ) в передатчиках

6.8.1 Особенности структурных схем передатчиков с ЧМ

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

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

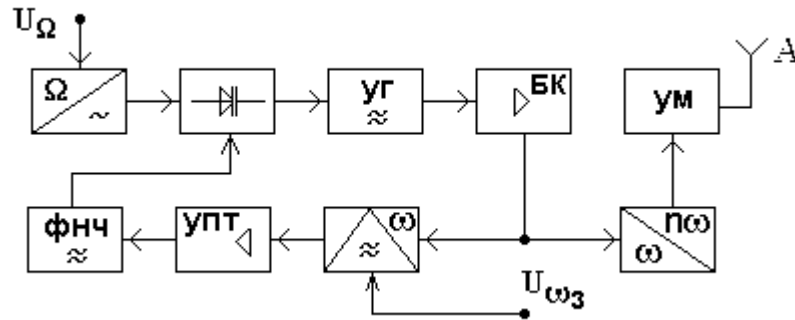
где ω – частота ВЧ колебания, φ_0 – начальная фаза.

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 6.20).



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

Рисунок 6.20

Для стабилизации средней частоты ω_n в схеме на рисунке 6.20 используется автоматическая подстройка частоты (АПЧ), которая корректирует медленные уходы частоты ω_n . Для того, чтобы АПЧ не ослабляло полезной модуляции, образную 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 6.21

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 6.22).

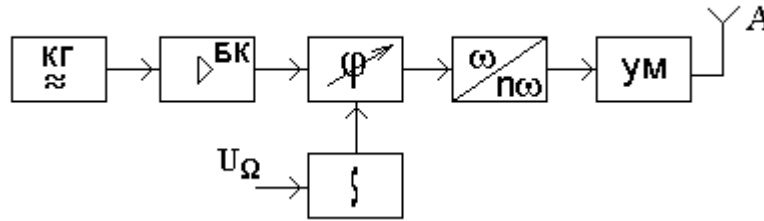


Рисунок 6.22

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.

6.8.2 Проектирование модуляторов при ЧМ

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

$$C_v = C_{вн} (1 + X)^{-\lambda},$$

где $C_{вн}$ – емкость варикапа в режиме молчания; $X = \frac{e_v(t)}{(\varphi_k + E_{вн})}$ –

нормированное мгновенное напряжение на варикапе; $E_{вн}$ – постоянное напряжение на варикапе; φ_k – 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_v выбирается таким, что для закрытого перехода оно положительно.

Для кремниевого перехода $\varphi_k = 0,7$ 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. 6.5, а также имеются в [5].

Таблица 6.5

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

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

На практике существуют различные варианты соединения варикапа с контуром автогенератора. На рисунке 6.23 приведена схема частотно-модулированного автогенератора, применяемая в диапазонных генераторах.

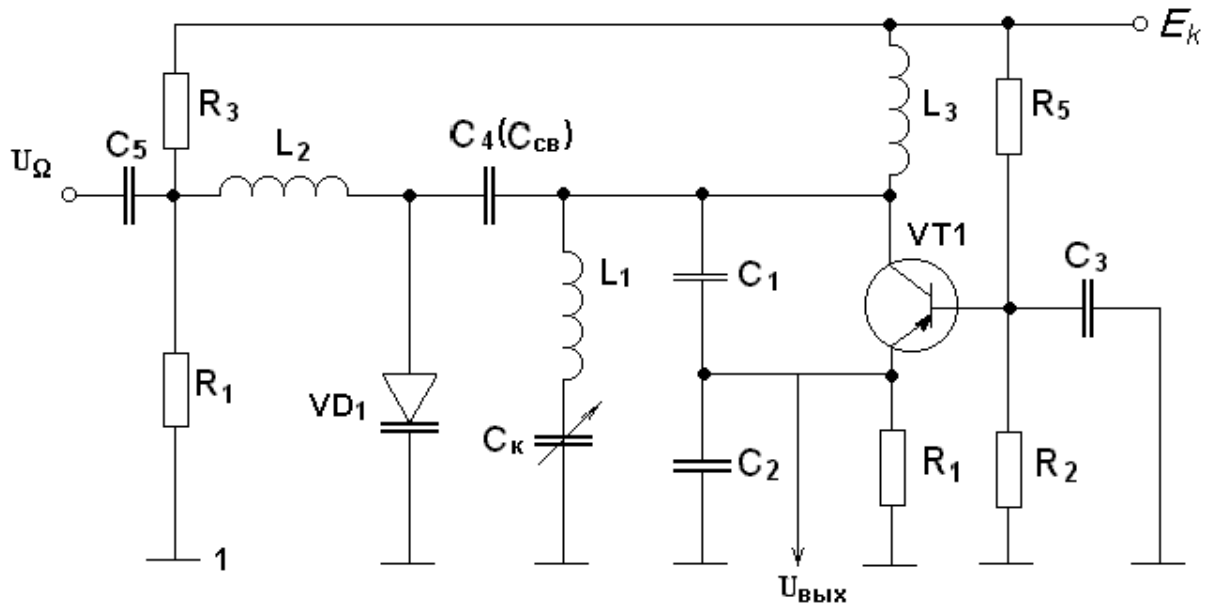


Рисунок 6.23

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 6.24.

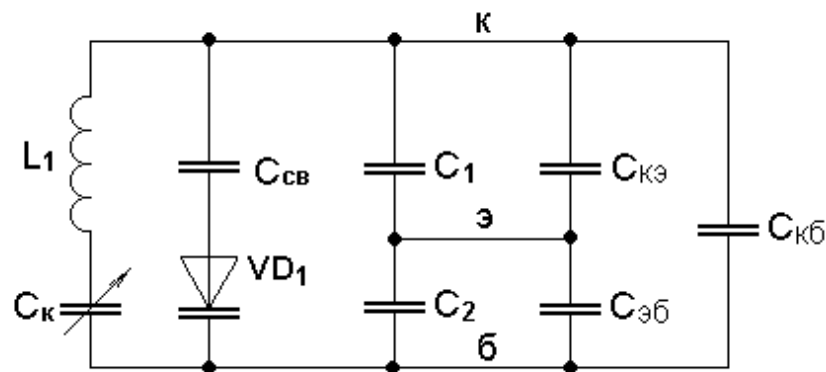


Рисунок 6.24

Элементы $C_{эб}$, $C_{кб}$ и $C_{кэ}$ отражают межэлектродные емкости транзистора VT_1 .

Коэффициент управления емкостью контура

$$P_y = P_B^2 P_C^2 C_{вн} C_{кн}^{-1},$$

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

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

Емкость контура в режиме молчания (несущей)

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

где C_0 – паразитная емкость контура.

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

Другой вариант включения варикапа приведен на рисунке 6.25. Такая схема часто применяется в ЧМ передатчиках звукового сопровождения телевизионных программ.

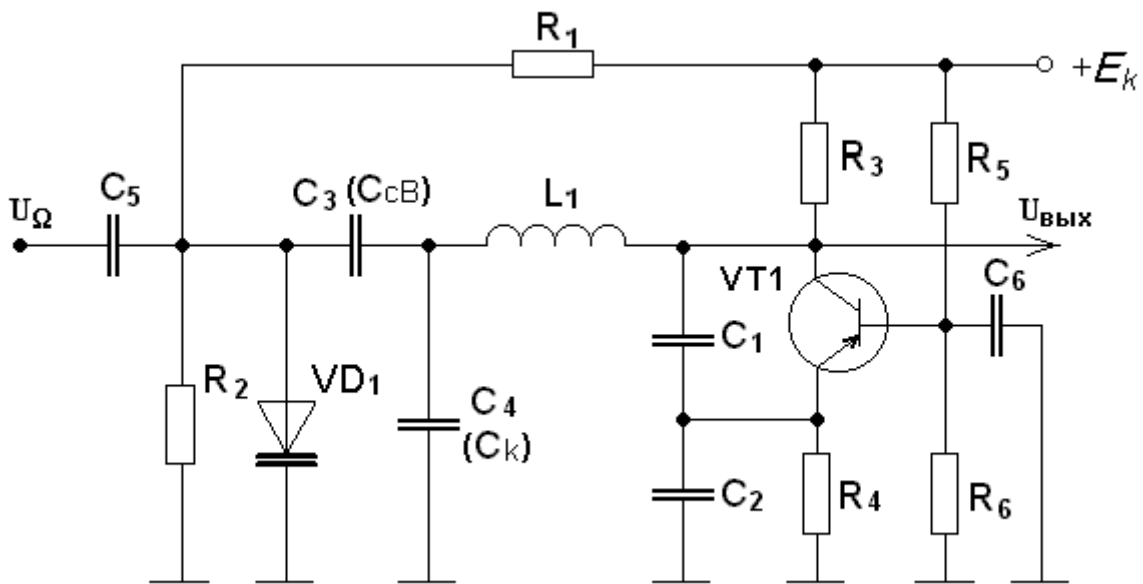


Рисунок 6.25

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

$$C_{кн} = C_0 + \frac{C_D C_{к1}}{C_D + C_{к1}}.$$

Величины C_0 и C_D определяются аналогично схеме, приведенной на рисунке 6.23. Емкость $C_{к1} = C_K + P_B C_{BH}$. Коэффициент $P_C = C_D / (C_D + C_{к1})$ 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 6.26.

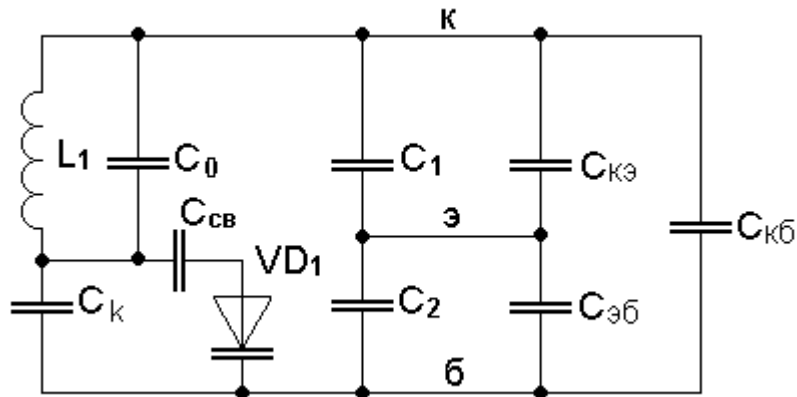


Рисунок 6.26

6.8.3 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 6.27 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

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

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

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

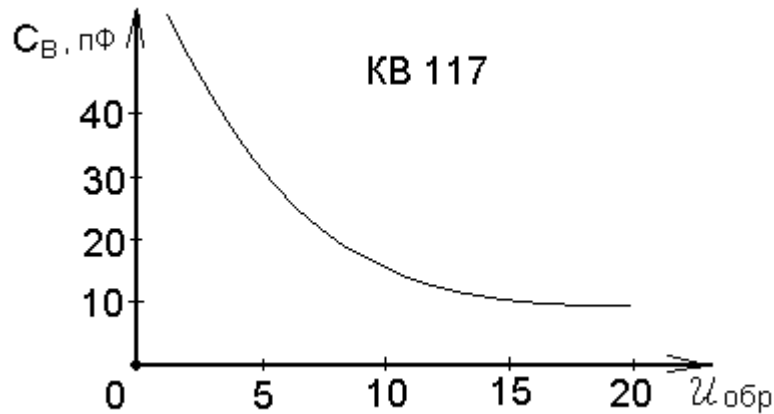


Рисунок 6.27

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 6.23, рисунок 6.25) $P_c = 0,1-0,14$, $P_c = 0,7-0,9$ 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 6.23, рисунок 6.25) $C_{Дв} = C_k (1 - P_c) / P_c$, $C_{Дв} = P_c C_{к1} (1 - P_c)$ 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 6.23) $U_{кб} = U_f / P_B$. Для схемы (рисунок 6.25)

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

Сопротивление нагрузки транзистора

$$R_{0e} = P_{\text{тр}}^2 \rho Q_{\text{нагр}}.$$

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

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

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

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

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

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

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

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

6.9 Заключение

В данном методическом пособии изложены методы расчета и рекомендации по проектированию современных радиопередающих устройств. Из-за ограниченного объема методического пособия трудно дать полные сведения о состоянии и уровне развития техники и глубины исследований в области УФС, особенно проектируемых на базе новых технологий с использованием новых активных элементов. Для более детального ознакомления с конкретными вопросами следует обращаться к специальной литературе. По вопросам оформления курсовых проектов к стандарту.

ПРИЛОЖЕНИЕ А
ВАРИАНТЫ ЗАДАНИЙ НА КУРСОВОЕ ПРОЕКТИРОВАНИЕ

Номер варианта	Мощность в режиме молчания, Вт	Рабочая частота, МГц	Вид передачи и R _A (Ом)	Система модуляции	Коэффициент модуляции m, или девиация Гц.	Полоса частот модуляции Гц.	Система стабилизации частоты.
1	2	3	4	5	6	7	8
1	5	144	связь 75	базовая	0,8	300-3500	LC
2	3	100	связь 36	базовая	0,8	300-3500	LC
3	10	80	связь 50	коллект.	1	300-3500	кварц
4	15	27	связь 75	коллект.	1	300-3500	кварц
5	20	33	связь 75	коллект.	1	300-3500	кварц
6	2	144	связь 36	базовая	0,8	300-3500	LC
7	30	27	связь 50	ЧМ	3500	300-3500	кварц
8	25	70	связь 36	коллект.	1	300-3500	кварц
9	10	80	связь 36	ЧМ	3500	300-3500	кварц
10	8	148	связь 50	базовая	0,8	300-3500	кварц
11	2	27	связь 36	базовая	0,8	300-3500	LC
12	4	40	связь 36	базовая	0,8	300-3500	LC
13	5	70	связь 50	ЧМ	3500	300-3500	кварц
14	15	100	связь 75	ЧМ	3500	300-3500	кварц
15	10	27	связь 36	ЧМ	3500	300-3500	кварц
16	100	12	вещание 75	анодная	1	20-16000	кварц
17	80	8	вещание 50	сеточная	0,8	20-16000	кварц
18	150	6	вещание 75	анодная	1	20-16000	кварц
19	40	27	связь 50	коллект.	1	300-3500	кварц
20	200	10	вещание 75	анодно-экранная	1	20-16000	кварц
21	30	14	связь 50	коллект.	1	300-3500	кварц
22	250	8	вещание 75	анодно-экранная	1	20-16000	кварц
23	10	20	связь 36	коллект.	1	300-3500	кварц
24	300	6	вещание 75	анодно-экранная	1	20-16000	кварц
25	5	27	связь 36	базовая	0,8	300-3500	LC
26	100	7	вещание 75	сеточная	0,8	20-16000	кварц
27	20	144	связь 36	коллект.	1	300-3500	кварц
28	350	5	вещание 75	анодно-экранная	1	20-16000	кварц
29	10	100	связь 50	коллект.	1	300-3500	кварц
30	5	80	связь 36	базовая	0,8	300-3500	LC

ПРИЛОЖЕНИЕ Б
ПАРАМЕТРЫ БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

Тип	f_t , ГГц	$P_{доп}$, Вт	$S_{гр}$, А/В	r_b , Ом	$\tau_{ос}$, пс	C_k , пФ	$C_э$, пФ	$i_{кдоп}$, ($i_{к0доп}$), А	$U_{кдоп}$, ($U_{к0доп}$), В	$ U_{бдоп} $, В	P_1 , Вт	K_p , дБ	f^* , ГГц	L_b , нГн	$L_э$, нГн	L_k , нГн	$E_{п}$, В
КТ331	0,25	0,015	0,002	--	120	5	8	(0,02)	15	3	--	--	--	--	--	--	--
КТ324	0,8	0,015	0,001	--	180	2,5	2,5	(0,02)	10	4	--	--	--	--	--	--	--
КТ617А	0,15	0,5	0,2	--	120	15	50	0,4	20	4	--	--	--	--	--	--	--
КТ607А	1	1,5	0,1	--	10	4	--	0,15	35	4	1	6	1	--	--	--	20
КТ643А	7	1,1	--	--	0,5	1,5	4,5	0,2	(25)	3	0,5	4	7	0,3	0,6	0,5	15
КТ642А	8	0,5	--	--	--	1,0	1,7	(0,06)	20	2	0,1	4	8	0,3	0,5	0,5	12
КТ647А	10	0,8	--	--	--	0,8	2,0	(0,09)	18	2	0,2	3	10	0,3	0,5	0,5	15
КТ648А	12	0,6	0,1	4,0	--	1,5	2,5	(0,06)	18	2	0,05	3	12	0,3	0,5	0,5	12
КТ809А	0,006	40	4,0	--	--	200	--	3	400	4	--	--	--	--	--	--	--
КТ828А	0,007	50	4,5	0,6	--	100	2000	5	800	5	--	--	--	--	--	--	--
КТ840А	0,012	60	4,0	--	--	--	--	6	400	--	--	--	--	--	--	--	--
КТ912А	0,09	--	1	0,5	--	200	1200	(20)	70	5	70	10	0,03	5	5	5	27
КТ950Б	0,1	--	1	--	--	160	1100	(7)	65	4	50	20	0,03	2,3	2,1	4	28
КТ903	0,12	30	0,4	2	--	180	1200	3	60	3	10	2	0,05	5	5	5	30
КТ922В	0,3	--	1,0	0,5	15	55	500	9	65	4	40	9	0,2	2,4	0,9	2,4	28
КТ909Б	0,5	--	1	0,5	20	60	500	8	60	3,5	35	2,0	0,5	2,5	0,2	2	28
КТ920Б	0,8	10	0,3	0,5	7	10	50	1	36	4	7	10	0,175	2,6	1,2	2,4	12,6
КТ930А	0,9	75	1	--	8	60	800	6	50	4	40	7,5	0,4	1,42	0,24	1,6	28
КТ970А	1,2	170	3	--	16	150	--	(13)	50	4	100	6	0,4	--	0,2	0,87	28
КТ913В	1,5	12	0,3	1	8	10	80	2	55	3,5	10	6	1,0	2,5	0,25	2,0	28
КТ911А	1,8	3,0	0,08	2,5	25	6	18	(0,4)	40	3	0,8	3	1,8	2,5	0,2	2,5	28
КТ937Б	6,5	7,4	0,2	0,5	0,6	5	35	(0,45)	(25)	2,5	4	3	5	0,25	--	--	21
КТ963А	10	2,1	0,08	--	--	1,5	4,8	(0,2)	(18)	1,5	1	3	10	--	--	--	15

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

ПРИЛОЖЕНИЕ В
ПАРАМЕТРЫ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ С БАРЬЕРОМ
ШОТКИ
СРЕДНЕЙ И БОЛЬШОЙ МОЩНОСТИ

Тип	f_p , ГГц	P_1 , Вт	K_p , дБ	η , %	U_0 , В
ЗП602А-2	12	0,18	2,6	25	7
ЗП602Б-2	12	0,1	3	20	7
ЗП602В-2	12	0,05	3	20	7
ЗП602Г-2	10	0,45	2,6	30	7,5
ЗП602Д-2	8	0,5	3	40	7,5
ЗП603А-2	12	0,5	3	20	8
ЗП603Б-2	12	1	3	35	8
ЗП603В-2	12	2,5	3	--	8
ЗП604А-2	18	0,2	3	20	7
ЗП604Б-2	18	0,225	3	15	7
ЗП604В-2	18	0,075	3	25	7
ЗП604Г-2	18	0,050	3	20	7
ЗП910А-2	8	0,5	3	25	7
ЗП910Б-2	8	1	3	25	7
ЗП915А-2	8	5	3	35	7
ЗП915Б-2	8	3	3	22	7

ПРИЛОЖЕНИЕ Г
ПАРАМЕТРЫ УМНОЖИТЕЛЬНЫХ ДИОДОВ

Тип	$C_{пФ}$ при $U=6 В$	$f_{ГР}$, ГГц	$U_{доп}$, В	$P_{доп}$, Вт	τ_{β} , нс	$t_{в}$, нс	$L_{КОРП}$, нГн	$C_{КОРП}$, пФ
2A602A	4,7...8,7	15	60	2,5	100	5	1,9	0,5...0,7
2A602Б	2,7...4,7	25	60	1,5	100	5	1,9	0,5...0,7
2A602B	1,7...2,7	30	45	1,0	100	5	1,9	0,5...0,7
2A602Г	1,2...1,7	50	45	0,7	100	5	1,9	0,5...0,7
2A602Д	1,0...1,3	50	30	0,5	100	5	1,9	0,5...0,7
2A604A	0,8...1,1	100...150	40...45	1,0	10...	0,02...0,05	0,7	0,2...0,4
2A604Б	1,0...1,3				40			
КА605A	0,85...1,45	100	30	1,0	—	—	0,5	0,17
КА605Б	0,55...0,95	130	30	0,7				
КА606A	0,5...1,2			0,8	—	—	—	—
КА606Б	0,3...0,7			0,6				
2A608A	1,2...3,5	60	45	4,0	80	0,1	3,0	0,3
2A609A	1,1...1,8	150	40	2,0	30...70	0,1...0,25	0,7	0,25
2A609Б	0,8...1,3			1,0				
2A609A-5	0,8...1,5	100...150	30	1,5	30...70	0,1...0,25	0,5	0,17
2A609Б-5	0,5...0,8			1,0				

Приложение Д
 ФОРМУЛЫ ДЛЯ РАСЧЕТА ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ Y-
 ПАРАМЕТРОВ
 ТРАНЗИСТОРА ПО СХЕМЕ С ОЭ

Расчет вспомогательных параметров

$$h = 1 + \frac{40I_3 r_6'}{\beta_0},$$

$$M = \frac{40I_3 r_6'}{h},$$

$$\varepsilon_f = f / f_T,$$

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

Расчет Y-параметров

$$\dot{Y}_{11} = \frac{40I_3}{\mu^2 h} \left(\frac{1}{\beta_0} + \varepsilon_f^2 + j\varepsilon_f \left(1 - \frac{M}{\beta_0} \right) \right),$$

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

$$\dot{Y}_{21} = \frac{40I_3}{\mu^2 h} (1 - j\varepsilon_f M),$$

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

*ПРИЛОЖЕНИЕ Е**Пример выполнения курсового проекта*

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

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

Кафедра телевидения и управления (ТУ)

РАСЧЕТ И КОНСТРУИРОВАНИЕ РАДИОПЕРЕДАТЧИКА

**Пояснительная записка к курсовому проекту по дисциплине
"Устройства формирования сигналов" (УФС)**

Студент гр.

И.

И.

Иванов

Руководитель проекта
доцент каф. ТУ

А.

Д.

Бордус

2012 г.

РЕФЕРАТ

Курсовой проект с 64, рис. 21, источников 5.

УСИЛИТЕЛЬ МОДУЛИРОВАННЫХ КОЛЕБАНИЙ, ТРАНЗИСТОР, УСИЛИТЕЛЬ МОЩНОСТИ, БАЗОВАЯ МОДУЛЯЦИЯ, УГОЛ ОТСЕЧКИ, ПОЛОСА ЧАСТОТ, УМНОЖЕНИЕ ЧАСТОТЫ, КВАРЦЕВЫЙ АВТОГЕНЕРАТОР.

Объектом проектирования является радиопередатчик. Цель работы – приобретение навыков аналитического расчета радиопередающего устройства по заданным к нему требованиям.

В процессе работы производился расчет различных параметров и элементов радиопередатчика с базовой модуляцией.

Пояснительная записка выполнена в текстовом редакторе MicroSoft Word 7.0. Рисунки выполнены в графическом редакторе Actrix Technical.

ТОМСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ И
РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ (ТУСУР)

Кафедра телевидения и управления (ТУ)

ЗАДАНИЕ

на курсовое проектирование по дисциплине "Устройства формирования сигналов" (УФС) студенту _____ группы Иванову И.И.

1. Тема проекта: Расчет и конструирование радиопередатчика
2. Исходные данные к проекту:
 - 2.1. Мощность радиопередатчика 70 Вт
 - 2.2. Рабочая волна передатчика 54,5 МГц
 - 2.3. Вид передачи связь
 - 2.4. Система модуляции базовая
 - 2.5. Максимальный коэффициент модуляции или девиации 0,8
 - 2.6. Полоса частот модуляции 300 – 3500
 - 2.7. Система стабилизации частоты кварц
 - 2.8. Способ связи с антенной $R_a = 50 \text{ Ом}$
3. Содержание пояснительной записки
 - 3.1. Выбор и обоснование структурной схемы передатчика.
 - 3.2. Построение и расчет схем ступеней высокой частоты.
 - 3.3. Расчет режима модуляции и модуляционной характеристики.
 - 3.4. Выбор и составление схем выходного каскада модулятора.
 - 3.5. Определение параметров источников питания.
 - 3.6. Конструкторский расчет деталей.
 - 3.7. Составление перечня элементов к схеме.
4. Графические работы.
 - 4.1. Структурная схема передатчика.
 - 4.2. Полная принципиальная схема передатчика с модулятором.
5. Дата выдачи задания " __ " _____ 200_ г.
6. Срок сдачи выполненного проекта на кафедру
" __ " _____ 200_ г.

Руководитель проектирования

Содержание

1	Введение	6
2	Расчет и обоснование структурной схемы передатчика	7
2.1	Обоснование структуры радиопередатчика	7
2.2	Предварительные расчеты	9
3	Расчет оконечного каскада	11
3.1	Принцип работы усилителя модулированных колебаний (УМК) и предварительные расчеты	11
3.2	Выбор транзистора	12
3.3	Принципы расчета каскада на максимальную мощность	13
3.4	Вопросы теории электрического расчета цепи базы	13
3.5	Энергетический расчет каскада на максимальную мощность	16
3.6	Электрический расчет нагрузочной системы выходного каскада ...	21
3.7	Компенсация паразитной выходной емкости транзистора оконечного каскада	24
3.8	Конструктивный расчет элементов нагрузочной системы	28
3.9	Уточнение принципиальной схемы каскада	30
4	Расчет модулируемого каскада	35
4.1	Теория базовой модуляции и предварительные расчеты	35
4.2	Выбор транзистора	36
4.3	Энергетический расчет каскада на максимальную мощность	37
4.4	Электрический расчет нагрузочной системы модулируемого каскада	38
4.5	Компенсация паразитной выходной емкости транзистора и входной емкости оконечного каскада	38
4.6	Расчет СМХ модулируемого каскада	39
4.7	Расчет СМХ всего передатчика	41
4.8	Расчет параметров входной цепи модулируемого каскада и определение свойств СМХ	43
4.9	Уточнение принципиальной схемы каскада	45

						РТФ КП. 468.731.001.ПЭЗ		
Изм	Лист Т	№ докум.	Подп.	Дата		Лит.	Лист	Листов
Выполнил					АМ – ПЕРЕДАТЧИК		4	60
Проверил						ТУСУР РТФ Кафедра ТУ гр. _____		
Н. контр.								
Утв.								

5	Расчет умножителя частоты	48
5.1	Теоретические сведения и предварительные расчеты	48
5.2	Выбор транзистора	49
5.3	Энергетический расчет каскада умножителя	49
5.4	Электрический расчет нагрузочной системы умножителя	51
5.5	Уточнение принципиальной схемы каскада	52
6	Расчет задающего кварцевого автогенератора	54
6.1	Выбор схемы автогенератора	54
6.2	Выбор транзистора	55
6.3	Электрический расчет автогенератора	55
	Список литературы	61
	РТФ КП. 468.731.001.ЭЗ	62
	РТФ КП. 468.731.001.ПЭЗ	63

					РТФ КП. 468.731.001.ПЗ	Лист
Изм	Лист	№ докум.	Подп.	Дата		5

1 ВВЕДЕНИЕ

Техника радиопередающих устройств развивается непрерывно и интенсивно. Это обусловлено определяющей ролью передатчиков в энергопотреблении, качестве работы, надежности, стоимости радиосистем передачи и приёма информации, радиоуправления (радиосвязь, радиовещание и телевидение, радионавигация и др.).

Диапазон УКВ обладает огромной информационной ёмкостью и поэтому его используют для передачи широкополосных сигналов, в частности, для связи.

Применение транзисторов в передатчиках способствует повышению

надёжности устройств по сравнению с ламповыми аналогами, однако, полупроводники обладают гораздо меньшей радиационной устойчивостью. Требования, которым должен удовлетворять передатчик - простота схемного исполнения, дешевизна, надёжность, минимум искажений, а также высокий КПД. На основе этих требований был спроектирован, описываемый ниже, радиопередатчик.

Радиопередающими называют устройства, предназначенные для выполнения двух основных функций - генерации электромагнитных колебаний высокой и сверхвысокой частоты и их модуляции в соответствии с передаваемым сообщением. Мы будем использовать, как и требуется по ТЗ, базовую модуляцию смещением, требующую меньшую мощность от источника модулирующего сигнала.

					РТФ КП. 468.731.001. ПЭЗ	Лист
Изм	Лист	№ докум.	Подп.	Дата		6

2 РАСЧЕТ И ОБОСНОВАНИЕ СТРУКТУРНОЙ СХЕМЫ ПЕРЕДАТЧИКА

2.1 Обоснование структуры радиопередатчика

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

Если передатчик предназначен для амплитудно-модулированного вещания, он содержит модулируемый каскад. Этот каскад является почти обычным усилителем высокочастотных колебаний, однако, их амплитуда на выходе пропорциональна величине модулирующего сигнала. Модулируемый каскад рекомендуется делать оконечным, т.к. при данном виде модуляции от транзистора требуется почти четырёхкратный запас по мощности, по сравнению с обычным усилительным каскадом. Число каскадов с большим запасом по мощности стремятся уменьшать, т.к. иначе происходит удорожание изделия. Именно поэтому выгоднее всего производить модуляцию оконечного каскада.

Разрабатываемый радиопередатчик по ТЗ должен содержать модулируемый каскад, в котором применена базовая амплитудная модуляция. Этот вид модуляции обладает невысокой энергетической эффективностью, однако требует от источника модулирующих колебаний гораздо меньшую выходную мощность. Из теории модуляторов известно, что при базовой модуляции невозможно получить коэффициенты модуляции, больше 0,6 без заметных искажений, что является существенным недостатком использования базовой модуляции. Чтобы получить требуемый по ТЗ коэффициент модуляции 0,8, необходимо использовать, кроме каскада базовой модуляции, оконечный каскад - УМК с определённым выбором угла отсечки коллекторного тока. Это приведёт к увеличению коэффициента модуляции сигнала на выходе УМК, по сравнению с входным сигналом, полученным после базовой модуляции. Таким образом, прорисовывается структура передатчика: оконечный каскад - УМК, а модулируемый каскад будет предоконечным.

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

Все каскады, стоящие между автогенератором и антенной являются усилительными. К ним относятся: умножитель частоты, модулируемый каскад и усилитель модулированных колебаний. В основном, активный элемент (в нашем случае применены биполярные транзисторы) в усилительных каскадах включают по схеме с общим эмиттером (ОЭ), т.к. такое включение обеспечивает максимальный коэффициент усиления по мощности. Однако возможно применение и других вариантов включения АЭ. Одним из основных альтернативных способов включения является каскодная схема (два

транзистора включаются последовательно по схеме с общей базой (ОБ) и (ОЭ). В этом случае от каскада возможно получение больших коэффициентов усиления по мощности без опасности его самовозбуждения. В нашей работе применение специальных схем включения не потребуется и во всех каскадах будет применено включение АЭ по схеме с ОЭ.

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

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

2.2 Предварительные расчёты

Перейдём от описания структурной схемы к предварительным расчётам, которые потребуются при дальнейшем проектировании.

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

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

Считая, что по техническому заданию дана средняя излучаемая в пространство мощность, определим мощность на выходе в режиме молчания. Известно, что мощность в режиме молчания отличается от средней

мощности, т.к. в среднем имеется непрерывная модуляция с некоторым среднестатистическим коэффициентом модуляции, который, согласно [1], рекомендуется брать равным 0,3 - 0,4.

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

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

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

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

$$P_{1\text{маx}} = \frac{P_{\text{вых.маx}} \cdot k_{\text{пз}}}{\eta_{\text{к}} \cdot \eta_{\text{ф}}} = \frac{210 \cdot 1,2}{0,95 \cdot 0,9} = 294,7 \text{ Вт,} \quad (2.1)$$

где $k_{\text{п.з.}} = 1,2$ - коэффициент производственного запаса,

$P_{\text{вых.маx}}$ - заданная максимальная мощность в антенне,

$\eta_{\text{к}}, \eta_{\text{ф}}$ - к.п.д. контура и фидера соответственно.

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

На этом этап выбора структуры радиопередатчика заканчивается.

Структурная схема передатчика приведена на рисунке 2.1.

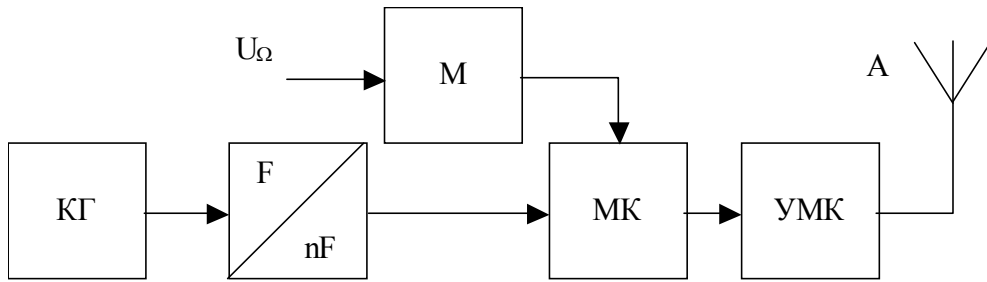


Рисунок 2.1

КГ – кварцевый автогенератор,
МК – модулируемый каскад,
nF – умножитель частоты,
УМК – усилитель модулированных колебаний,
М – модулятор,
А – антенна,
 U_{Ω} - информационный сигнал.

3 РАСЧЁТ ОКОНЕЧНОГО КАСКАДА

3.1 Принцип работы усилителя модулированных колебаний (УМК) и предварительные расчёты

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

Как было сказано в разделе 2, чтобы достичь требуемого коэффициента модуляции, необходимо после базовой модуляции в предоконечном каскаде осуществить дополнительную модуляцию в окончательном каскаде, являющимся не просто усилителем высокочастотных колебаний, а усилителем модулированных колебаний. Режим усиления модулированных колебаний можно рассматривать как один из методов модуляции, где модулирующим фактором является напряжение возбуждения. При изменении напряжения возбуждения меняется амплитуда и угол отсечки импульса коллекторного тока так же, как при изменении напряжения смещения, что делает этот вид модуляции похожим на модуляцию смещением. Энергетические соотношения в режиме усиления модулированных колебаний такие же, как при модуляции смещением, поскольку активный элемент работает в недонапряжённом режиме, поэтому транзистор выбирается с номинальной мощностью, не меньшей мощности в максимальном режиме. Особенности усилителя модулированных колебаний по сравнению с каскадом обычного генератора с внешним возбуждением заключаются в выборе базового смещения. При $E_6 = E'_6$ угол отсечки коллекторного тока равен 90° и не меняется при изменении амплитуды возбуждения. СМХ при этом представляет собой прямую, проходящую через начало координат. В этом случае происходит линейное усиление модулированных колебаний, причём глубина модуляции на выходе такая же, как на входе.

При выборе отличного от E'_6 смещения, угол отсечки коллекторного тока изменяется в процессе модуляции. СМХ в этом случае может быть представлена в первом приближении прямой, сдвинутой относительно начала координат вправо. При этом глубина модуляции на выходе получается большей, чем на входе, т.е. такой режим позволяет осуществить углубление модуляции, что и требуется в нашем случае. Если глубина модуляции на входе $m_{вх}$, а на выходе требуется $m_{вых} > m_{вх}$ то угол отсечки коллекторного тока для максимального режима можно вычислить по формуле [2,3,4]:

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

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

3.2 Выбор транзистора

Электрический расчёт УМК начнём с выбора транзистора. Как было сказано выше, он должен обеспечивать номинальную мощность на выходе, не меньшую мощности в максимальном режиме, т.е. 295 Вт (2.1). Исходя из максимальной мощности, а также рабочей частоты усиливаемых колебаний по справочнику [5] подбираем усилительный элемент. По всем параметрам нам для данного каскада подходит высокочастотный транзистор большой мощности структуры n-p-n КТ9131А. Также могут подходить и другие транзисторы, например, 2Т980А. Однако данный транзистор обладает недостаточно малым сопротивлением насыщения, из-за чего невозможно при требуемой выходной мощности обеспечить критический режим работы. Приведём, требуемые для дальнейших расчётов, усреднённые характеристики выбранного транзистора, взятые из [5].

- максимальный постоянный ток коллектора $I_{К.маx} = 23 \text{ А};$
- максимальный ток коллектора в импульсе $I_{К.и.маx} = 30 \text{ А};$
- максимальное напряжение коллекторного перехода $U_{КЭ.доп} = 100 \text{ В};$
- максимальная средняя мощность на коллекторе $P_{к.ср} = 400 \text{ Вт};$
- предельная частота коэффициента передачи
тока в схеме с ОЭ $f_T = 170 \text{ МГц};$
- ёмкость коллекторного перехода при напряжении
на нём $U_{Cк0} = 50 \text{ В}$ $C_{К0} = 800 \text{ пФ};$
- статический коэффициент передачи тока в схеме с ОЭ ... $\beta_0 = (10 \div 60);$
- высокочастотное сопротивление насыщения $r_{нас} = 0,08 \text{ Ом};$
- сопротивление базы $r'_б = 0,52 \text{ Ом}.$

Нужно заметить, что следует отличать понятия предельной частоты f_T , коэффициента передачи по току в схеме с ОЭ и граничной частоты $f_{h_{21э}}$, коэффициента передачи по току в схеме с ОЭ, которые описаны в [3] или [5]. Предельная частота коэффициента передачи по току в схеме с ОЭ определяется значением частоты, при которой $|h_{21э}| = 1$, а граничная частота коэффициента передачи по току в схеме с ОЭ определяется значением частоты, при которой коэффициент усиления по току уменьшился в 1,41 раза по сравнению с его значением, измеренным на низкой частоте. В справочниках, в основном, приводится значение f_T

Как видно, у транзисторов одной марки имеется большой разброс параметров, особенно, это касается статического коэффициента передачи тока в схеме с ОЭ. Для дальнейших расчётов нам требуется выбрать из указанного в справочнике диапазона возможных коэффициентов передачи один и принять его за средний. В литературе рекомендуется следующая формула [5]:

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

3.3 Принципы расчёта каскада на максимальную мощность

Как следует из теории, при использовании каскада на транзисторе, включенном по схеме с ОЭ, с обычной резистивной коллекторной нагрузкой, теоретически возможно получение максимального КПД 25%. При использовании в качестве коллекторной нагрузки дросселя - 50%; а при использовании колебательного контура теоретически возможно получение КПД до 100%. Именно поэтому при разработке данного радиопередатчика в качестве коллекторной нагрузки транзистора выбран колебательный контур, являющийся цепью согласования. Под согласованием понимается трансформация входного сопротивления последующего каскада в критическое сопротивление нагрузки. Такая трансформация очень важна, т.к. наилучшие электрические параметры каскада оказываются именно в критическом режиме работы. При этом амплитуда выходного напряжения и тока, а, следовательно, и выходная мощность, оказываются максимально возможными, а мощность, рассеиваемая на коллекторе, минимизируется. Таким образом, КПД каскада в критическом режиме оказывается близким к максимальному. Это значит, что разогрев транзистора и затраты энергии источника питания уменьшаются до возможно малого значения. Критический режим работы достигается специальным выбором амплитуды переменного напряжения и импульса тока на коллекторе транзистора, исходя из имеющегося сопротивления насыщения усилительного элемента, выбранного напряжения коллекторного питания и заданной выходной мощностью. Критический режим обеспечивается, если на семействе выходных характеристик используемого транзистора точка пересечения линии критического режима и линии, соответствующей сопротивлению коллекторной нагрузки, соответствуют амплитуде выходного напряжения и импульса тока на коллекторе. Кроме того, при выбранных значениях амплитуд должна обеспечиваться и требуемая выходная мощность.

3.4 Вопросы теории электрического расчёта цепи базы

Как известно, на высоких частотах, близких к предельной частоте f_T , транзистор обладает значительной инерционностью, которую нельзя не учитывать при расчётах. Конструируемый передатчик как раз использует транзисторы на пределе их частотных возможностей. Упрощённая эквивалентная схема транзистора на высокой частоте без учёта индуктивностей выводов приведена на рисунке 3.1.

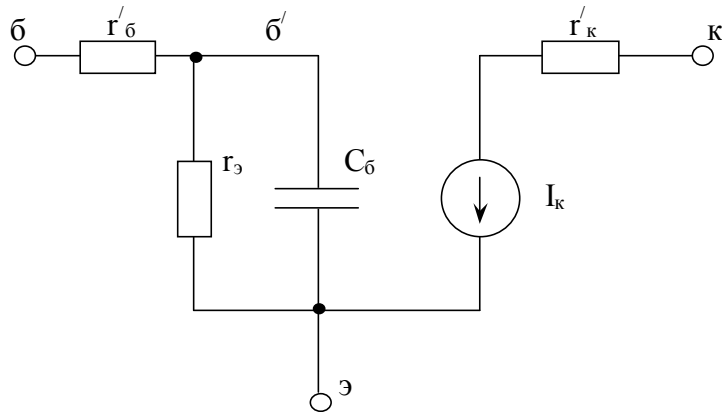


Рисунок 3.1

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

$$i_k(\omega_0 \cdot t) = S_{\text{ЭФ}} \cdot U_{\text{мб}} (\cos(\omega_0 \cdot t - \tau_m) - \cos(\theta_{\text{ВЧ}})); \quad (3.1)$$

где $S_{\text{ЭФ}}$ - эффективная крутизна транзистора на высокой частоте;
 i_k - мгновенное значение коллекторного тока.

Фактически, на высокой частоте форма импульсов тока коллектора не совпадает с формой импульсов тока базы. Если импульсы тока базы считать косинусоидальными, то на коллекторе форма импульсов тока «размывается», а максимум мгновенного значения тока этого «размытия» смещается вправо по оси времени (запаздывает). Такие искажённые импульсы тока коллектора затрудняют анализ работы транзистора на высоких частотах. Для упрощения анализа вводится аппроксимирующая функция (3.1). Исходя из этой функции, форма импульсов тока коллектора принимается косинусоидальной, однако импульсы имеют некоторый другой, высокочастотный угол отсечки $\theta_{\text{ВЧ}}$, больший исходного низкочастотного на базе, и запаздывают по фазе. Высокочастотный угол отсечки в градусах приблизительно определяется следующим выражением:

$$\theta_{\text{ВЧ}}^{\circ} = \theta_{\text{б}}^{\circ} + 0,5 \cdot \varphi_{\text{др}}^{\circ}, \quad (3.2)$$

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

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

Из формулы (3.1) можно найти необходимую амплитуду напряжения на базе транзистора, приравняв мгновенный ток коллектора его максимальному уровню в момент времени t , когда $\cos(\theta_k)$ принимает значение 1:

$$U_{\text{мб}} = \frac{I_{\text{мк}}}{S_{\text{ЭФ}} \cdot (1 - \cos(\theta_k))} \quad (3.3)$$

где $I_{\text{мк}}$ - амплитуда (высота) импульсов коллекторного тока.

В формуле (3.3) используется значение угла отсечки импульсов коллекторного тока θ_k° . Это и есть высокочастотный угол отсечки аппроксимированного импульса коллекторного тока, а угол отсечки импульсов вызвавшего его базового тока определяется по формуле, обратной (3.2):

$$\theta_\delta^\circ = \theta_k^\circ - 0,5 \cdot \varphi_{др}^\circ. \quad (3.4)$$

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

$$\cos(\theta_\delta^\circ) = \frac{E'_\delta - E_\delta}{U_{мб}}$$

Тогда

$$E_\delta = E'_\delta - U_{мб} \cdot \cos(\theta_\delta^\circ) \quad (3.5)$$

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

В [1] рекомендуется применять другую формулу:

$$E_\delta = E'_\delta - U_{мб} \cdot \cos(\theta_\delta^\circ) + I_{\delta 0} \cdot r'_\delta$$

В этой формуле учитывается падение напряжения на внутреннем сопротивлении транзистора r'_δ . Таким образом, считается, что необходимо обеспечить требуемый низкочастотный угол отсечки θ_δ не снаружи, на входе транзистора, на выводе базы, а внутри его - в точке б' (рисунок 3.1). Тогда угол отсечки импульсов тока на выводе базы окажется отличным (большим) от угла отсечки импульсов тока во внутренней точке б'. Но эта точка и вывод базы - это, фактически, одна ветвь, а ток ветви в любом её сечении - одинаков. Более того, если учитывается падение постоянного напряжения на сопротивлении транзистора r'_δ за счёт протекания постоянной составляющей тока базы, то почему не учитывается падение переменного напряжения за счёт протекания переменной составляющей тока. В этом случае в последней формуле амплитуду напряжения на входе $U_{мб}$ пришлось бы взять завышенной с учётом падения части переменного напряжения на резисторе r'_δ , а это бы привело к получению такого же угла отсечки на выводе базы, как и внутри транзистора. Поскольку нам известна амплитуда переменного напряжения непосредственно на входе транзистора (т.к. в формулу (3.3) подставляют вместо эффективной крутизны усиления высокочастотное значение параметра Y_{21} справедливое для входа транзистора, а не для его внутренней точки б'), то следует пользоваться именно формулой (3.5).

3.5 Энергетический расчёт каскада на максимальную мощность

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

Исходные данные для расчёта:

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

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

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

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

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

Произведём предварительный расчёт амплитуды переменного напряжения на коллекторе [1]:

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

Тогда максимально возможное напряжение коллекторного питания:

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

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

$$E_k \leq E'_k$$

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

Проверку на допустимое напряжение коллекторного перехода дополнительно проводить не требуется, т.к. условие $E_k \leq E'_k$ уже

предотвращает превышение допустимого предела напряжения на коллекторе. Это связано с тем, что при предварительном расчёте амплитуды колебаний напряжения на коллекторе учитывается соответствующий допустимый параметр.

Для выбранного напряжения коллекторного питания оконечного каскада уточним значение амплитуды переменного напряжения на коллекторе [1]:

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

Остаточное напряжение на коллекторе:

$$e_{\text{кmin}} = E_{\text{к}} - U_{\text{мк}} = 48 - 45,83 = 2,17 \text{ В.}$$

Амплитуда импульса коллекторного тока определяется выражением:

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

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

Постоянная составляющая тока коллектора:

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

Величину постоянной составляющей тока эмиттера определим с учётом известного из микроэлектроники полупроводниковых приборов соотношения: ток эмиттера - это сумма тока коллектора и базы. Последний, в свою очередь, в β раз меньше коллекторного тока. Тогда:

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

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

$$C_{\text{к}} = C_{\text{к0}} \cdot \sqrt{\frac{U_{\text{Ск0}}}{E_{\text{к}}}} = 800 \cdot 10^{-12} \cdot \sqrt{\frac{50}{48}} = 816,5 \cdot 10^{-12} \text{ Ф.}$$

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

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

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

$$\varepsilon_{\text{f}} = \frac{f_0}{f_{\text{T}}} = \frac{55 \cdot 10^6}{170 \cdot 10^6} = 0,32,$$

$$\mu^2 = 1 + \varepsilon_{\text{f}}^2 \cdot M^2 = 1 + 0,32^2 \cdot 21,67^2 = 49,36,$$

$$Y_{11} = \frac{40 \cdot I_{\beta 0}}{\mu^2 \cdot h} \cdot \left[\frac{1}{\beta_0} + \varepsilon_f^2 \cdot M + i \cdot \varepsilon_f \cdot \left(1 - \frac{M}{\beta_0}\right) \right] =$$

$$= \frac{40 \cdot 7,86}{49,36 \cdot 7,51} \cdot \left[\frac{1}{25} + 0,32^2 \cdot 21,67 + i \cdot 0,32 \cdot \left(1 - \frac{21,67}{25}\right) \right] = 1,99 + 0,03 \cdot i \text{ См},$$

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

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

$$Y_{22} = \frac{0,4 \cdot \varepsilon_f \cdot M^2 \cdot \omega_0 \cdot C_{\kappa}}{\mu^2 \cdot h} + i \cdot \omega_0 \cdot C_{\kappa} \cdot \left(1 + 0,4 \cdot \frac{M}{\mu^2}\right) =$$

$$= \frac{0,4 \cdot 0,32 \cdot 21,67^2 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 55 \cdot 10^6 \cdot 816,5 \cdot 10^{-12}}{49,36 \cdot 7,51} +$$

$$+ i \cdot 2 \cdot \pi \cdot 55 \cdot 10^6 \cdot 816,5 \cdot 10^{-12} \cdot \left(1 + 0,4 \cdot \frac{21,67}{49,36}\right) = 0,04 + 0,32i \text{ См},$$

$$\operatorname{Re}(Y_{22}) = 0,04 \text{ См}.$$

Активная составляющая выходного сопротивления транзистора:

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

Первая гармоника коллекторного тока, генерируемая транзистором, определяется выражением:

$$I'_{\kappa 1} = \alpha_1(\theta_{\kappa}) \cdot I_{\text{мк}} = 0,475 \cdot 27,12 = 12,86 \text{ А}.$$

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

Первая гармоника коллекторного тока, протекающая через выходное сопротивление транзистора:

$$I'_{\kappa 1} = U_{\text{мк}} / R'_{22} = 45,8 / 36,11 = 1,26 \text{ А} \quad (3.6)$$

Первая гармоника коллекторного тока, протекающая через нагрузочный контур:

$$I''_{\kappa 1} = I_{\kappa 1} - I'_{\kappa 1} = 12,86 - 1,26 = 11,60 \text{ А} \quad (3.7)$$

Оптимальное сопротивление нагрузки идеального транзистора, обеспечивающее критический режим:

$$R_{\text{о.кр}} = U_{\text{мк}} / I_{\kappa 1} = 45,83 / 12,86 = 3,56 \text{ Ом}.$$

Выражение «идеальный транзистор» пришлось употребить, т.к. по формуле для $U_{\text{мк}}$ амплитуда переменного напряжения на коллекторе и амплитуда

импульса тока рассчитываются для критического режима именно идеального транзистора без учёта потерь на выходном сопротивлении R_{22} . Это связано с тем, что на начальном этапе энергетического расчёта каскада точное значение этого сопротивления не известно, т.к. Y -параметры транзистора рассчитываются позже определения амплитуды переменного напряжения на коллекторе, амплитуды импульса тока коллектора, постоянной составляющей тока коллектора и, наконец, постоянной составляющей тока эмиттера, поскольку на основе последней и определяются Y -параметры. Следовательно, при расчёте по формуле для $U_{мк}$ не учитывается и мощность потерь, выделяющаяся на сопротивлении R_{22} . Чтобы всё-таки обеспечить требуемую выходную мощность и учесть потери на выходном сопротивлении транзистора, в выражение (2.1) вводится коэффициент производственного запаса $k_{пз}$. Поскольку выходное сопротивление транзистора оказывается включенным параллельно входному сопротивлению контура, то для нахождения требуемой входной проводимости цепи согласования из требуемой критической проводимости нагрузки следует вычесть выходную проводимость транзистора.

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

$$R_{вх.к.} = U_{мк} / I''_к = 45,83 / 11,60 = 3,95 \text{ Ом.} \quad (3.8)$$

Потребляемая мощность:

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

Мощность переменного тока, поступающая в нагрузочный контур:

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

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

К.П.Д генератора (без учета потерь в нагрузочном контуре):

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

Мощность, рассеиваемая на коллекторе транзистора:

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

Переходим к энергетическому расчету цепей эмиттера и базы.

Угол дрейфа на рабочей частоте (в радианах):

$$\Phi_{др} = \frac{f_0}{f_T} = \frac{55 \cdot 10^6}{170 \cdot 10^6} = 0,32 \text{ рад.} \quad (3.9)$$

Угол отсечки импульсов базового тока имеет следующее значение:

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

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

Модуль комплексной крутизны на рабочей частоте:

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

Амплитуда напряжения возбуждения на рабочей частоте:

$$U_{мб} = \frac{I_{мк}}{|Y_{21}| \cdot (1 - \cos(\theta_k))} = \frac{27,12}{6,17 \cdot (1 - \cos(1,41))} = 5,19 \text{ В.} \quad (3.10)$$

Постоянная составляющая тока базы:

$$I_{60} = \frac{I_{к0}}{\beta_0} = \frac{7,56}{25} = 0,30 \text{ А.}$$

Напряжение смещения, обеспечивающее требуемый угол отсечки тока базы, для n-p-n транзистора, согласно формуле (3.5), имеет следующее значение:

$$E_6 = 0,7 - 5,19 \cdot \cos(1,25) = -0,92 \text{ В.} \quad (3.11)$$

Активная составляющая входного сопротивления транзистора на рабочей частоте:

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

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

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

$$P_{возб} = \frac{0,5 \cdot U_{мб}^2}{R_{вх}} = \frac{0,5 \cdot 5,19^2}{0,85} = 15,84 \text{ Вт.} \quad (3.12)$$

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

$$K_p = \frac{P_1}{P_{возб}} = \frac{295}{15,84} = 18,62. \quad (3.13)$$

Общая мощность, рассеиваемая транзистором, определяется выражением:

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

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

3.6 Электрический расчёт нагрузочной системы выходного каскада

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

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

Настроенная в резонанс с требуемой гармоникой, нагрузочная система обладает чисто активным сопротивлением. Согласование нагрузки заключается в том, чтобы, подключив нагрузочную систему к транзистору и нагрузке, обеспечить оптимальное (критическое) сопротивление нагрузки транзистора $R_{\text{ое.кр}}$. При согласовании не должно нарушаться условие резонанса, должен обеспечиваться по возможности большой К.П.Д. нагрузочной системы, добротность нагрузочной системы должна оставаться достаточно высокой для сохранения хорошей фильтрации высших гармонических составляющих.

В узкополосных усилителях мощности на транзисторах широкое применение получил П-образный контур, принципиальная схема которого изображена на рисунке 3.2.

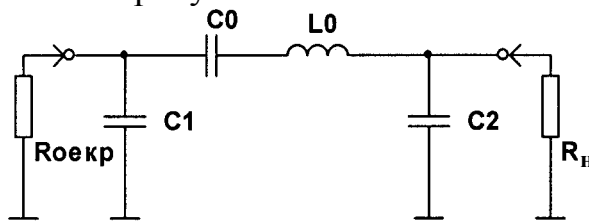


Рисунок 3.2

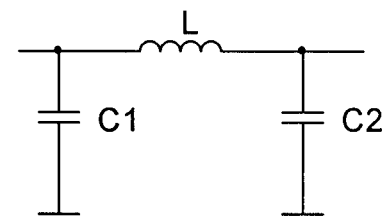


Рисунок 3.3

Данная цепь согласования (ЦС) - параллельный колебательный контур с разделёнными ёмкостями. Такое разделение и обеспечивает получение коэффициентов включения транзистора и нагрузки в контур, отличных от единицы. При определённом выборе коэффициентов включения осуществляется трансформация сопротивления нагрузки в оптимальное для каскада.

Очень важна в применяемой ЦС роль конденсатора C_0 . Во-первых, он осуществляет развязку каскадов по постоянному току, а главное, - обеспечивает реальность выполнения катушки индуктивности L_0 (рисунок 3.2). Часто при расчётах величина индуктивности L_0 оказывается невыполнимо малой. Поскольку L , L_0 , C_0 находятся в соотношении:

$$X_L = X_{L_0} - X_{C_0}, \quad (3.14)$$

то, при введении конденсатора C_0 , для постоянства величины эквивалентной индуктивности контура L необходимо увеличить значение индуктивности L_0 (скомпенсировать отрицательную ёмкостную реактивность). Это при определённом соотношении между C_0 и L приведёт к реальности выполнения катушки индуктивности L_0 .

Порядок расчета П - контура, следующий [1]:

Зададимся величиной характеристического сопротивления контура:

$$\rho = 250 \text{ Ом.} \quad (3.15)$$

Определяем эквивалентную индуктивность контура L:

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

Определяем минимально требуемую индуктивность контура L0':

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

Примем величину L0 равной 1 мкГн из условий, что L0 > L0' и L0 > L. Последнее условие следует из соотношения (3.14).

Определяем C0 также из выражения (3.14):

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

Определяем величины ёмкостей конденсаторов C1 и C2, исходя из требуемых коэффициентов включения для согласования нагрузки с транзистором:

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

$$\begin{aligned} C2 &= \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot f_0^2 \cdot L} \cdot \left[1 + \sqrt{\left(\frac{4 \cdot \pi^2 \cdot f_0^2 \cdot L^2}{R_{\text{вх.к}} \cdot R_{\text{н}}} - 1 \right) \cdot \frac{R_{\text{вх.к}}}{R_{\text{н}}}} \right] = \\ &= \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot (55 \cdot 10^6)^2 \cdot 7,29 \cdot 10^{-7}} \cdot \left[1 + \sqrt{\left(\frac{4 \cdot \pi^2 \cdot (55 \cdot 10^6)^2 \cdot (7,295 \cdot 10^{-7})^2}{3,954 \cdot 50} - 1 \right) \cdot \frac{3,954}{50}} \right] = \\ &= 69,94 \cdot 10^{-12} \text{ Ф,} \end{aligned}$$

Рассчитаем внесённое в контур сопротивление:

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

Конечно, к внесённому в контур со стороны нагрузки сопротивлению следует добавить сопротивление, обусловленное выходной проводимостью транзистора, которое при представлении её

последовательным включением активной и ёмкостной составляющей определяется формулой:

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

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

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

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

В [1] рекомендуется принимать для этого параметра значения в пределах $1 \div 2 \text{ Ом}$, однако, поскольку данная величина точно определяется в процессе конструктивного расчёта контурной катушки индуктивности L_0 , сразу назначим для сопротивления потерь его фактическую величину, рассчитанную в выражении (3.15).

Рассчитаем фактический коэффициент фильтрации П-контура:

$$\Phi = Q_n \cdot (n^2 - 1) \cdot n = 12,08 \cdot (2^2 - 1) \cdot 2 = 72,49,$$

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

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

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

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

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

$$2 \cdot \Delta f_{\text{тр}} = 2 \cdot F_{\text{в}} = 2 \cdot 3500 = 7 \text{ кГц} \quad (3.16)$$

Определим фактически получившуюся полосу пропускания:

$$2\Delta f = \frac{f_0}{Q_n} = \frac{55 \cdot 10^6}{12,06} = 4,52 \text{ МГц} \quad (3.17)$$

Как видно при сравнении результатов вычислений по формулам (3.16) и (3.17), нагрузочный контур оконечного каскада обеспечивает полосу пропускания гораздо более широкую, чем ширина спектра модулирующего сигнала. Это значит, что модулирующий сигнал, перенесённый на несущую частоту, при прохождении ЦС подвергнется минимальным линейным искажениям, что нам и требуется обеспечить.

3.7 Компенсация паразитной выходной ёмкости транзистора оконечного каскада

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

$$C1_{\text{ф}} = C1 - C_{\text{вых.пар.}}, \quad (3.18)$$

$$C2_{\text{ф}} = C2 - C_{\text{вх.пар.}} \quad (3.19)$$

Следует отметить, что рассчитанные Y -параметры определяют значения эквивалентной ёмкости и активного сопротивления при параллельном их включении (рисунок 3.4), т.к. их проводимости складываются именно при параллельном включении. Для нахождения соответствующих величин при последовательном включении, необходимо взять мнимую и действительную часть от комплексного числа, обратного соответствующему Y -параметру, т.е. перейти от проводимостей к сопротивлениям. При этом сумме мнимой и действительной части комплексного сопротивления будет соответствовать последовательное включение элементов (рисунок 3.5). Аналогичные рисунки можно привести и для Y_{11} .

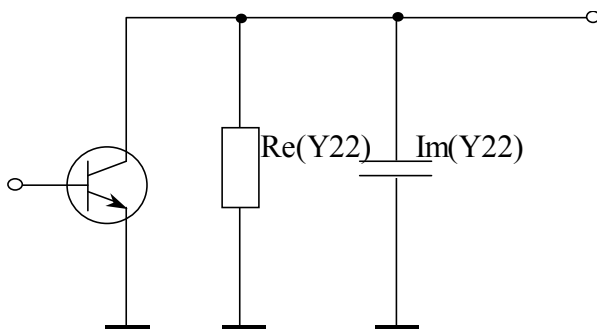


Рисунок 3.4

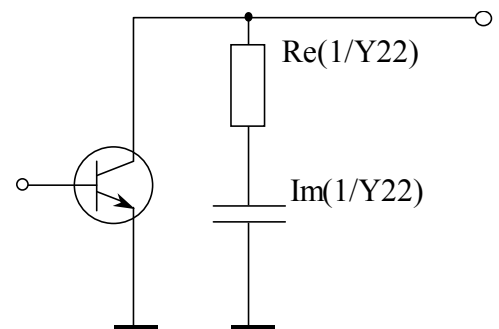


Рисунок 3.5

Определим при параллельном и последовательном включении входную и выходную ёмкости транзистора, используемого в данном каскаде усиления, из соответствующих Y -параметров, рассчитанных выше:

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

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

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

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

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

Если при расчёте по формулам (3.18) и (3.19) фактические значения ёмкостей (или одно из значений) оказались отрицательными, значит, выходная ёмкость транзистора превышает требуемую для контура. Следовательно, просто уменьшением $C1_{\text{ф}}$ или $C2_{\text{ф}}$ невозможно скомпенсировать соответственно выходную ёмкость транзистора и ёмкость нагрузки. В этом случае конденсатор, например, $C1$ (рисунок 3.2) следует исключить вовсе, используя вместо него выходную ёмкость транзистора. Но она всё равно велика, поэтому необходимо скомпенсировать её значение, исходя из той же идеологии, для которой было записано выражение (3.18), последовательным подключением дополнительной катушки индуктивности $L_{\text{доп.}}$. Принципиальная схема получившейся цепи согласования, обобщённой на случай недостаточной величины $C1$ и $C2$ (выходная ёмкость транзистора и ёмкость нагрузки больше расчётных $C1$ и $C2$ соответственно), приведена на рисунке 3.6.

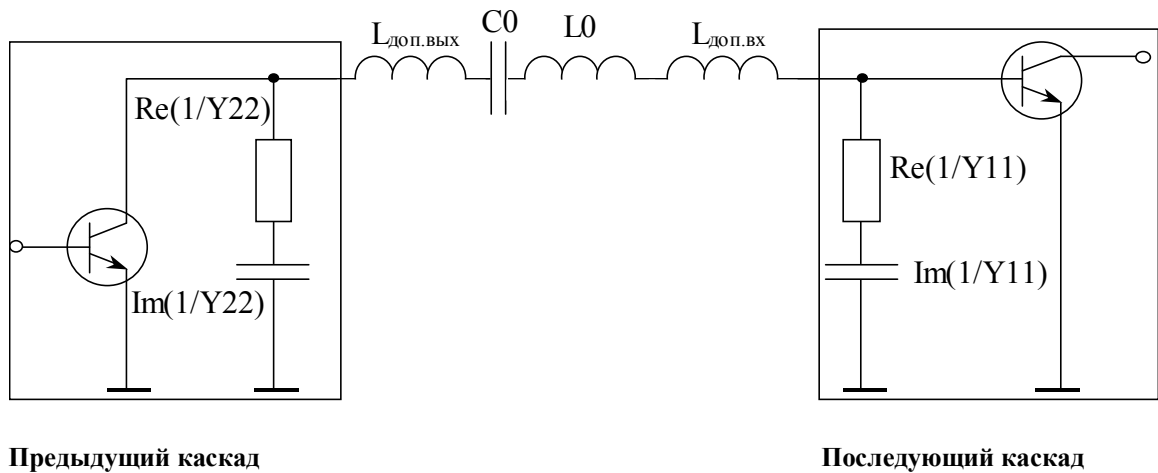


Рисунок 3.6

Разумеется, катушки $L_{\text{доп.вых.}}$, $L_{\text{доп.вх.}}$ и L_0 отдельно реализовывать не придётся, т.к. можно все их свести к катушке L_0 . Тогда фактическая величина индуктивности катушки $L_{0\phi}$ может быть найдена по формуле:

$$L_{0\phi} = L_{\text{доп.вых.}} + L_{\text{доп.вх.}} + L_0. \quad (3.20)$$

При переходе к схеме на рисунке 3.6 необходимо, также, перейти и к представлению входного и выходного сопротивления транзисторов как последовательно соединённых активного сопротивления и паразитной ёмкости. Это обязательно, т.к. колебательный контур, хотя и является параллельным по способу поступления и выхода энергии, однако образован последовательно включенными эквивалентной катушкой индуктивности $L_э$, эквивалентной ёмкостью $C_э$ и эквивалентным сопротивлением потерь r (рисунок 3.7) (слово «контур» значит замкнутое последовательное соединение элементов). При последовательном представлении шунтирующих элементов, кроме того, сразу определяется вносимое в контур со стороны входа и выхода активное сопротивление потерь. Именно к такому контуру сводится П-образная цепь согласования на рисунке 3.7.

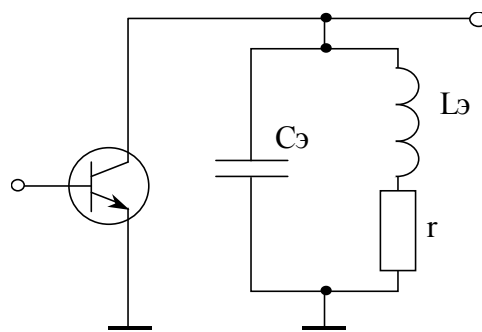


Рисунок 3.7.

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

Перейдём к определению величины индуктивности $L_{\text{доп.}}$. Необходимо учесть, что эта катушка должна компенсировать не всю, например, выходную ёмкость транзистора, а лишь ту её часть, которая больше C_1

(результатирующая остаточная ёмкость должна равняться расчётной контурной ёмкости).

На основе сказанного, порядок определения $L_{\text{доп}}$ следующий.

Рассчитываем часть выходной проводимости, реактивную составляющую которой требуется скомпенсировать:

$$Y_{22\text{комп}} = \text{Re}(Y_{22}) + i \cdot (\text{Im}(Y_{22}) - \omega_0 \cdot C1). \quad (3.21)$$

Определяем для последовательного представления активной и ёмкостной составляющей величину части паразитной выходной ёмкости, подлежащей компенсации:

$$C_{22\text{комп}} = \frac{1}{\omega_0 \cdot \left| \text{Im} \left(\frac{1}{Y_{22\text{комп}}} \right) \right|}. \quad (3.22)$$

Аналогично соотношению (3.18) находим величину компенсирующей индуктивности:

$$L_{\text{доп}} = \frac{1}{\omega_0^2 \cdot C_{22\text{комп}}} \quad (3.23)$$

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

Для окончного каскада проектируемого передатчика как раз так и получается, что требуется введение катушки $L_{\text{доп}}$ со стороны выхода транзистора, поскольку он обладает чрезмерно большой выходной ёмкостью (как, впрочем, и ёмкостями между другими электродами). Это объясняется большими размерами транзистора, о чём ещё будет сказано ниже.

Со стороны нагрузки цепи согласования окончного каскада подключен коаксиальный кабель, который, как мы предположили в подразделе 2.1, согласован с антенной. Следовательно, со стороны нагрузки никакой паразитной ёмкости, исходя из выражения (3.19), учитывать не придётся, тогда $C_{2\phi} = C2$.

На основе вышесказанного произведём по формулам (3.21)-(3.23) расчёт катушки $L_{\text{доп}}$ применительно к окончному каскаду данного радиопередатчика:

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

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

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

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

Как видно из последнего выражения, величина дополнительной индуктивности очень мала по сравнению с L_0 (на два порядка, т.е. более чем в 100 раз), поэтому неиспользование формулы (3.20) не приведёт к большим ошибкам в расчётах. Более точно выходную ёмкость транзистора можно будет скомпенсировать в процессе настройки готового изделия изменением ёмкости конденсатора C_0 , который будет являться подстроечным.

3.8 Конструктивный расчет элементов нагрузочной системы

В процессе конструктивного расчета нагрузочной системы необходимо определить размеры нестандартных деталей (катушка индуктивности L_0). В оконечном каскаде катушка индуктивности является наиболее нестандартной по сравнению с катушками нагрузочных систем других каскадов. Это связано с наибольшей требуемой мощностью, которую должна пропустить через себя цепь согласования оконечного каскада. Особенно это важно, если выходная мощность имеет большие значения (как в нашем случае). Изготовить катушку индуктивности на малую мощность можно многими различными и общеизвестными среди конструкторов РЭА и радиоинженеров способами. Методика расчёта катушек на большие мощности не так распространена ввиду её редкого применения, т.к. гораздо чаще приходится изготавливать катушки индуктивности малой мощности. По этим соображениям данный подраздел очень важен при курсовом проектировании. В силу наличия, как уже было сказано, большого числа различных способов изготовления катушек индуктивности малой мощности, следует предоставить изготовителю разрабатываемого радиопередатчика свободу выбора одного из этих способов, а не принуждать его использовать какой-то конкретный, указанный в настоящем документе. Именно поэтому рекомендуемый конструктивный расчёт нагрузочной системы приводится лишь для оконечного каскада. При желании, данную методику можно использовать и для расчёта других катушек индуктивности и дросселей, имеющих в схеме проектируемого передатчика.

Используемая ниже методика расчёта взята из [1]. Согласно этой методике, катушка будет намотана на каркасе из немагнитного материала, представляющего собой цилиндр. Плоскость витков перпендикулярна продольному осевому сечению цилиндра (рисунок 3.8). Поскольку, как будет видно далее из формулы (3.24), диаметр провода катушки окажется достаточно большим (6 мм), каркас, поддерживающий витки, можно исключить после намотки катушки.

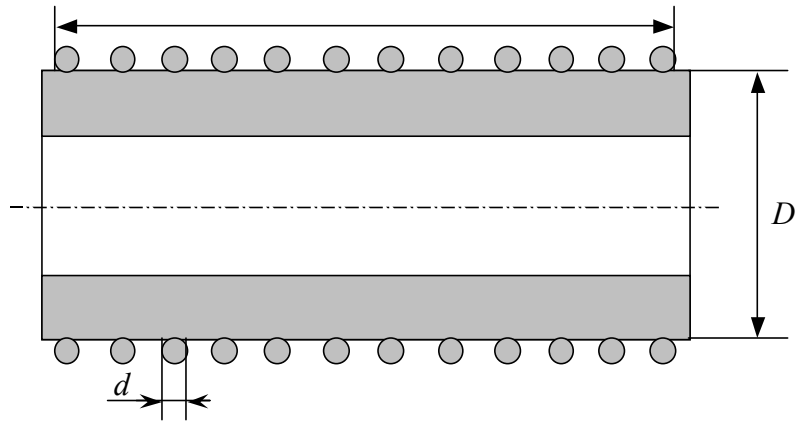


Рисунок 3.8

Расчет контурной катушки L0 производится в следующем порядке:
 Зададимся соотношением длины катушки к её диаметру:

$$g = \frac{l}{D} = 0,6.$$

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

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

Определим длину l и диаметр D катушки по формулам:

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

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

Число витков N катушки:

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

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

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

Минимально требуемый диаметр d [мм] провода катушки определяется выражением:

$$d[\text{мм}] = 0,18 \cdot I_{\text{конт}} \cdot \sqrt[4]{f_0[\text{МГц}]} = 0,18 \cdot 11676 \cdot \sqrt[4]{55} = 5,75 \text{ мм}, \quad (3.24)$$

где $I_{\text{конт}}$ - амплитуда контурного тока в амперах;
 f_0 - рабочая частота, МГц.

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

$$r_0 = \frac{0,52 \cdot D \cdot N \cdot \sqrt{f_0[\text{МГц}]}}{d[\text{мм}]} \cdot 10^{-3} = \frac{0,52 \cdot 65 \cdot 4 \cdot \sqrt{55}}{6} \cdot 10^{-3} = 0,16 \text{ Ом}, \quad (3.25)$$

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

Определим коэффициент полезного действия контура:

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

3.9 Уточнение принципиальной схемы каскада

В данном подразделе необходимо выявить окончательный вид и состав принципиальной схемы всего каскада. Кроме транзистора, ЦС и ёмкости нейтрализации в каскад входят цепи питания и смещения. Кроме того, следует окончательно выбрать номиналы применяемых пассивных элементов, исходя из стандартных рядов значений.

Переходим к расчёту цепи смещения постоянного напряжения на базе. Как видно из результата расчёта по формуле (3.11), требуемое напряжение смещения на базе оказалось меньше нуля. Отрицательные смещения возможно реализовать не только применением общеизвестного базового делителя, но и использованием специальной цепи автоматического базового смещения, для которой не требуется дополнительного внешнего источника питания (в отличие от базового делителя). Это связано с тем, что при положительных смещениях мощность, требующаяся для обеспечения постоянного уровня напряжения на базе, потребляется от источника напряжения смещения. При отрицательных смещениях эта мощность, наоборот, вычитается из действующей на входе каскада переменной мощности возбуждения и, поступая в источник смещения, «заряжает» его. Термин «заряжает» полностью справедлив, только если в качестве источника смещения используются реактивные элементы (конденсатор или дроссель) или аккумулятор.

К сожалению, в данном каскаде цепь автосмещения неприменима, т.к. её напряжение определяется постоянной составляющей входного тока, которая изменяется в зависимости от изменения амплитуды напряжения на входе, а амплитуда напряжения - это переменная величина, поскольку в предыдущем

каскаде происходит амплитудная модуляция. Исходя из этого, воспользуемся для смещения постоянного напряжения на базе транзистора обычным базовым делителем. Недостаток этой схемы - использование дополнительного источника напряжения смещения. Принципиальная схема используемого метода создания базового смещения приведена на рисунке 3.9.

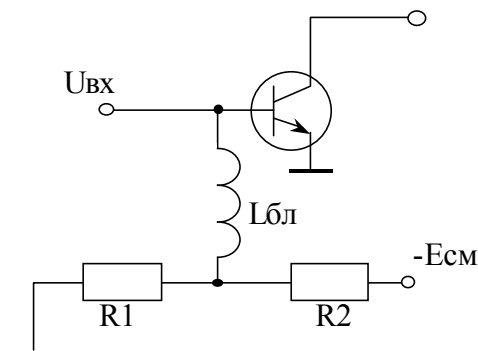


Рисунок 3.9

Отличие базового делителя при отрицательных смещениях - полное отсутствие протекания через его резисторы постоянной составляющей базового тока. Это связано с тем, что делитель и вход транзистора включены параллельно и их разделяет высокочастотный дроссель $L_{бл}$. Этот дроссель предотвращает прохождение высокочастотной составляющей тока, протекающего с выхода предыдущего каскада к точке соединения резисторов R_1 и R_2 . А кроме высокочастотного гармонического переменного тока больше никакой ток между названными точками появиться не может. Так происходит, поскольку ток от выхода предыдущего каскада к точке соединения резисторов R_1 и R_2 может быть вызван только наличием разности потенциалов между этими точками. Но данная разность потенциалов изменяется по чисто гармоническому закону колебаний высокой частоты без всякой отсечки (отсечка импульсов тока есть только у той его составляющей, которая протекает от выхода предыдущего каскада в базу транзистора), а высокую частоту дроссель $L_{бл}$ не пропускает. Именно поэтому через базовый делитель протекает только постоянный ток самого делителя, вызванный наличием напряжения источника смещения $E_{см}$.

Рассчитаем параметры цепи базового смещения. Для этого изначально зададимся величиной постоянного тока, протекающего через резистивный делитель, а также величиной отрицательного напряжения источника питания цепи базового смещения из стандартного ряда значений. Пусть $I_{дел} = 50$ мА и $E_{см} = -3$ В. Исходя из этого рассчитаем номиналы элементов:

$$R_1 = \frac{|E_{б}|}{I_{дел}} = \frac{0,92}{0,05} = 18,44 \text{ Ом,}$$

$$R_2 = \frac{|E_{см} - E_6|}{I_{дел}} = \frac{3 - 0,92}{0,05} = 41,55 \text{ Ом},$$

$$L_{бл} = \frac{20 \cdot R_{вх}}{\omega_0} = \frac{20 \cdot 0,85}{2 \cdot \pi \cdot 55 \cdot 10^6} = 50,09 \cdot 10^{-9} \text{ Гн}.$$

Определим мощность, на которую должны быть рассчитаны резисторы R1 и R2:

$$P_{R1} = \frac{E_6^2}{R1} = \frac{(-0,92)^2}{18,44} = 0,04 \text{ Вт},$$

$$P_{R2} = I_{дел}^2 \cdot R2 = 0,05^2 \cdot 41,55 = 0,10 \text{ Вт}.$$

Как видим, мощности, рассеиваемые резисторами, не превышают 125 мВт, поэтому выберем для конструируемого радиопередатчика в качестве резисторов базового делителя окончного каскада резисторы марки МЛТ-0,125, являющиеся наиболее дешёвыми и имеющими разброс номиналов 10%.

Перейдём к расчёту цепи коллекторного питания. Существуют два основных способа подачи напряжения питания к каскаду, схема которого приведена на рисунке 3.7, -последовательный (рисунке 3.10) и параллельный (рисунке 3.11).

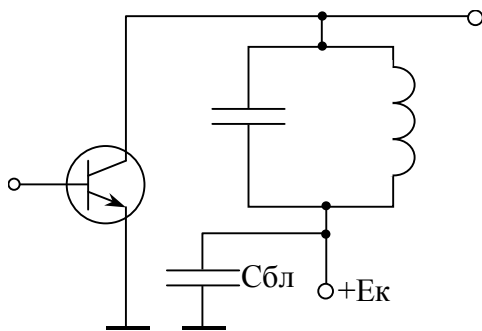


Рисунок 3.10

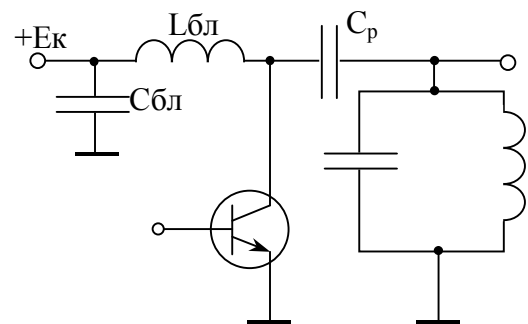


Рисунок 3.11

При последовательном способе источник коллекторного питания постоянный ток от источника питания беспрепятственно проходит последовательно через контур (его катушку индуктивности) к коллектору транзистора. В параллельной схеме напрямую параллельно коллектору транзистора источник питания включить нельзя, т.к. он обладает малым выходным сопротивлением во всей полосе частот, что шунтирует колебательный контур. Чтобы этого не происходило, приходится использовать дроссель $L_{бл}$, который сильно увеличивает выходное сопротивление источника коллекторного питания на рабочей частоте, исключая, тем самым, шунтирование. При этом выходное сопротивление источника питания по постоянному току остаётся неизменно малым.

Конденсаторы $C_{бл}$ в обеих схемах призваны замкнуть путь переменной составляющей тока не через источник питания, а через их ёмкостное сопротивление (конденсаторов). Эти конденсаторы можно и не ставить, если источник питания в своём составе их содержит.

Достоинством последовательной схемы питания является отсутствие дополнительного дросселя, однако, для используемого П-образного контура согласования она неприменима, т.к. (рисунок 3.2) между катушкой индуктивности L_0 и коллектором транзистора содержится разделительный конденсатор C_0 , который постоянный ток, в отличие от L_0 , не пропустит. Кроме того, при подключении источника питания параллельно конденсатору C_2 (что требуется для последовательного коллекторного питания) постоянный ток потечёт через нагрузку, что недопустимо. Из этих соображений применим параллельное коллекторное питание. Рассчитаем номиналы элементов цепи питания:

$$L_{бл} = \frac{20 \cdot R_{вх.к}}{\omega_0} = \frac{20 \cdot 3,95}{2 \cdot \pi \cdot 55 \cdot 10^6} = 230,8 \cdot 10^{-9} \text{ Гн}, \quad (3.26)$$

$$C_{бл} = \frac{1}{20 \cdot \omega_0^2 \cdot L_{бл}} = \frac{1}{20 \cdot (2 \cdot \pi \cdot 55 \cdot 10^6)^2 \cdot 230 \cdot 10^{-9}} = 1,84 \cdot 10^{-12} \text{ Ф}. \quad (3.27)$$

Как видно из результатов расчёта по последним выражениям, значения номиналов элементов $L_{бл}$, $C_{бл}$ для обеих цепей (коллекторного питания и базового смещения) оказались невыполнимо малы. Конденсатор $C_{бл}$ можно из схемы исключить, т.к. значение его ёмкости сравнимо с ёмкостью подводящих проводов и ёмкостью монтажа. Эти паразитные ёмкости сами обеспечат замыкание переменной составляющей тока. Что же касается блокировочных дросселей, то мы рассчитали только минимально требуемые значения индуктивностей. Если выбрать большие номиналы, то разделение переменной и постоянной составляющей тока произойдёт в дросселе ещё эффективнее. Исходя из этого, примем номиналы обоих блокировочных дросселей равным 1 мкГн . Такая величина индуктивности, можно считать, является минимально реализуемой. Одинаковые номиналы индуктивностей облегчат их изготовление.

Для точной подстройки резонансной частоты выходного контура и ввода транзистора в критический режим вместо конденсаторов C_0 и C_2 будем использовать подстроечные конденсаторы переменной ёмкости. Их номиналы следует выбрать вблизи рассчитанных, но несколько больше с учётом того, что в реальном устройстве может потребоваться изменение ёмкости как в меньшую, так и в большую сторону.

Выберем номиналы элементов из стандартного ряда значений E24. Этот ряд предполагает разброс номиналов в пределах 10%, что нас устраивает, т.к. элементы, обладающие таким разбросом значений, - наиболее дешёвые. Приведём значения ряда:

1.0	1.3	1.8	2.4	3.3	4.3	5.6	7.5
1.1	1.5	2.0	2.7	3.6	4.7	6.2	8.2
1.2	1.6	2.2	3.0	3.9	5.1	6.8	9.1

Чтобы получить номинал радиоэлемента, необходимо значение из ряда помножить на 10 в соответствующей степени.

Исходя из этого, в заключение данного подраздела и всего раздела в целом, приведём окончательную принципиальную схему каскада (рисунок 3.12).

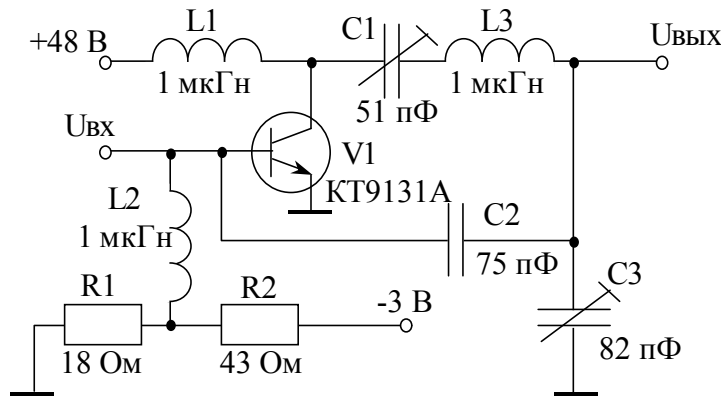


Рисунок 3.12

4 РАСЧЁТ МОДУЛИРУЕМОГО КАСКАДА

4.1 Теория базовой модуляции и предварительные расчёты

При базовой модуляции в такт с модулирующим сигналом изменяется напряжение смещения на базе, а амплитуда напряжения возбуждения и напряжение коллекторного питания остаются постоянными. При изменении напряжения смещения, т.е. при изменении положения рабочей точки, происходит одновременное изменение высоты импульса коллекторного тока и его угла отсечки, что приводит к эффективному изменению амплитуды первой гармоники анодного тока, в чём и заключается эффект модуляции высокочастотного сигнала.

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

Отметим также, что при базовой модуляции недопустим заход в перенапряжённый режим, т.к. в этом режиме первая гармоника

коллекторного тока слабо зависит от величины напряжения смещения и характер этой зависимости - сугубо нелинейный.

Поэтому будем считать, что модуляция осуществляется при работе с отсечкой коллекторного тока в области недонапряжённого режима. С другой стороны известно, что недонапряжённый режим обладает рядом недостатков. 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.

Таким образом, расчёт каскада начинают с максимального режима, принимая напряжённость режима критической. При этом мощность, которую должен отдать транзистор в максимальном режиме, определяют по формуле [1]:

$$P_{1\max} = \frac{P_{\text{возб.макс}} \cdot k_{\text{пз}}}{\eta_k} = \frac{15,74 \cdot 1,1}{0,68} = 25,47 \text{ Вт}, \quad (4.1)$$

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

$P_{\text{возб.макс}}$ - заданная максимальная мощность возбуждения последующего каскада;

η_k - к.п.д. контура.

Поскольку оконечный каскад был рассчитан на максимальную мощность в режиме модуляции, то его мощность возбуждения будет являться максимальной выходной мощностью модулируемого каскада (без учёта потерь в контуре согласования).

В формуле (4.1) максимальная мощность на выходе каскада - это требуемая мощность возбуждения оконечного каскада, рассчитанная в выражении (3.12). Отличие данной формулы от формулы (2.1) заключается в отсутствии множителя $\frac{1}{\eta_\phi}$, т.к. мы считаем, что каскады связаны

непосредственно короткими проводниками с достаточным сечением. Значение к.п.д. контура возьмём из результата расчёта колебательной системы в подразделе 4.4.

Известно, что при базовой модуляции статическая модуляционная характеристика имеет три участка: нижний нелинейный участок при углах отсечки коллекторного тока 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 неискажённой модуляции, угол отсечки в максимальном режиме $\theta_{\text{к.макс}}$ нужно выбирать в районе $110^\circ \div 120^\circ$, т.е. на верхнем краю линейного участка. Исходя из этого, примем $\theta_{\text{к.макс}} = 120^\circ$ и для такого значения угла отсечки коллекторного тока произведём расчёт каскада на максимальную мощность.

4.2 Выбор транзистора

Выбор транзистора будем производить аналогично тому, как это сделано в подразделе 3.2, т.е. исходя из максимальной мощности 25,47 Вт (формула (4.1)). По всем параметрам нам для данного каскада подходит высокочастотный транзистор большой мощности структуры n-p-n 2Т922В. Приведём требуемые для дальнейших расчётов усреднённые характеристики выбранного транзистора [5].

- максимальный постоянный ток коллектора $I_{к.мах} = 3 \text{ А};$
- максимальный ток коллектора в импульсе $I_{к.и.мах} = 9 \text{ А};$
- максимальное напряжение коллекторного перехода $U_{кэ.доп} = 60 \text{ В};$
- максимальная средняя мощность на коллекторе $P_{к.ср} = 40 \text{ Вт};$
- предельная частота коэффициента передачи тока в схеме с ОЭ
..... $f_T = 300 \text{ МГц};$
- ёмкость коллекторного перехода при напряжении на нём $U_{Ск0} = 5 \text{ В}$
..... $C_{к0} = 65 \text{ пФ};$
- статический коэффициент передачи тока в схеме с ОЭ $\beta_0 =$
(10÷150);
- высокочастотное сопротивление насыщения $r_{нас} = 1 \text{ Ом};$
- сопротивление базы $r'_6 = 0,5 \text{ Ом}.$

Примем для $\beta_0 = \sqrt{\beta_{0.\min} \cdot \beta_{0.\max}} = \sqrt{10 \cdot 150} \approx 40$ раз.

4.3 Энергетический расчёт каскада на максимальную мощность

Расчёт модулируемого каскада на максимальную мощность полностью идентичен произведённому в подразделе 3.5. Вычисления были сделаны в математическом пакете MathCad 7.0, в результате чего получились следующие электрические параметры.

- напряжение источника коллекторного питания $E_k = 30 \text{ В};$
- амплитуда переменного напряжения на коллекторе $U_{мк} = 26,4 \text{ В};$
- амплитуда импульса коллекторного тока $I_{мк} = 3,59 \text{ А};$
- постоянная составляющая тока коллектора $I_{к0} = 1,46 \text{ А};$
- входная комплексная проводимость транзистора $Y_{11} = 1,89 + 0,33i \text{ См};$
- модуль комплексной входной проводимости транзистора $|Y_{11}| = 1,92 \text{ См};$
- комплексная крутизна усиления транзистора $Y_{21} = 3,23 - 9,94i \text{ См};$
- модуль комплексной крутизны усиления транзистора $|Y_{21}| = 10,46 \text{ См};$
- выходная комплексная проводимость транзистора $Y_{22} = 0,01 + 0,01i \text{ См};$
- первая гармоника тока, генерируемая транзистором $I_{к1} = 1,92 \text{ А};$
- первая гармоника тока, протекающая через
нагрузочный контур $I''_{к1} = 1,72 \text{ А};$

- критическое сопротивление нагрузки
идеального транзистора $R_{\text{ое.кр}} = 13,69 \text{ Ом};$
- требуемое входное сопротивление цепи согласования $R_{\text{вх.к}} = 15,3 \text{ Ом};$
- потребляемая от источника питания мощность $P_0 = 43,81 \text{ Вт};$
- полезная мощность переменного тока, поступающая
в нагрузочный контур $P'_1 = 22,78 \text{ Вт};$
- максимальная мощность, рассеиваемая на коллекторе
транзистора $P_{\text{к}} = 44,83 \text{ Вт};$
- угол дрейфа на рабочей частоте $\varphi_{\text{др}} = 10,42^\circ$
- угол отсечки импульсов тока базы $\theta_0 = 114,8^\circ$
- амплитуда напряжения возбуждения на рабочей частоте $U_{\text{мб}} = 0,22 \text{ В};$
- постоянная составляющая тока базы $I_{\text{б0}} = 38 \text{ мА};$
- напряжение постоянного смещения на базе в макс. режиме $E_0 = 0,79 \text{ В};$
- активная составляющая входного сопротивления на
рабочей частоте $R_{\text{вх}} = 0,72 \text{ Ом};$
- мощность возбуждения $P_{\text{возб}} = 0,03 \text{ Вт};$
- коэффициент усиления по мощности на рабочей частоте $K_{\text{р}} = 624,8;$
- допустимый коэффициент усиления по мощности $K_{\text{р.доп.}} = 1,22 \cdot 10^3;$
- общая мощность, рассеиваемая транзистором $P_{\text{тр}} = 21,07 \text{ Вт}.$

После расчёта была произведена проверка на превышение допустимого тока коллектора, мощности, рассеиваемой транзистором, и допустимого напряжения между коллектором и эмиттером. Проверка дала отрицательный результат, т.е. отсутствие превышения по всем параметрам.

4.4 Электрический расчёт нагрузочной системы модулируемого каскада

Электрический расчёт нагрузочной системы модулируемого каскада полностью идентичен произведённому в подразделе 3.6 расчёту нагрузочной системы оконечного каскада. Вычисления были сделаны в математическом пакете MathCad 7.0, в результате чего получились следующие электрические параметры.

- принятая величина характеристического сопротивления $\rho = 250 \text{ Ом};$
- эквивалентная индуктивность контура $L = 0,72 \cdot 10^{-6} \text{ Гн};$
- принятая величина используемой катушки индуктивности $L_0 = 1 \text{ мкГн};$
- ёмкость конденсатора C_0 $C_0 = 31,47 \text{ пФ};$
- требуемая ёмкость конденсатора C_1 $C_1 = 202,3 \text{ пФ};$
- требуемая ёмкость конденсатора C_2 $C_2 = 3,41 \text{ нФ};$
- добротность нагруженного контура $Q_{\text{н}} = 398,2;$
- полоса пропускания контура $2\Delta f = 137 \text{ кГц};$
- к.п.д. нагруженного контура $\eta_{\text{к}} = 68,1\%.$

4.5 Компенсация паразитной выходной ёмкости транзистора и входной ёмкости оконечного каскада

Теория компенсации паразитной ёмкости была описана выше в подразделе 3.7. Нам требуется скомпенсировать выходную ёмкость транзистора данного каскада, которая определяется из его Y -параметров:

$$C_{\text{вых.пар}} = \frac{\text{Im}(Y_{22})}{\omega_0} = \frac{0,01}{2 \cdot \pi \cdot 55 \cdot 10^6} = 43,72 \cdot 10^{-12} \text{ Ф.}$$

Поскольку данный каскад нагружен на комплексное входное сопротивление оконечного каскада, необходимо учесть также и эту входную ёмкость, которая была рассчитана как $C_{\text{вх.пар}} = \frac{\text{Im}(Y_{11})}{\omega_0}$ и оказалась равной 109,4 пФ.

Как видим, паразитные выходные ёмкости не превышают требуемых ёмкостей контура $C1$ и $C2$, к которому они подключаются. Поэтому для компенсации следует вычесть из номиналов $C1$ и $C2$ соответствующие паразитные ёмкости согласно формулам (3.18) и (3.19).

$$C_{1\phi} = 202,3 \cdot 10^{-12} - 43,72 \cdot 10^{-12} = 158,6 \cdot 10^{-12} \text{ Ф,}$$

$$C_{2\phi} = 3,41 \cdot 10^{-12} - 1,09 \cdot 10^{-12} = 3,30 \cdot 10^{-12} \text{ Ф.}$$

4.6 Расчёт СМХ модулируемого каскада

Для грубой оценки положения СМХ можно принять её линейной и построить по двум точкам: точке максимальной выходной мощности, соответствующей максимальному току коллектора и максимальному смещению на базе и точке запираания транзистора, когда ток коллектора равен нулю при смещении рабочей точки до напряжения запираания, которое определяется следующей формулой:

$$E_{\text{б.зап}} = E'_b - U_{\text{мб}} = 0,7 - 0,22 = 0,48 \text{ В.}$$

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

Более реальную СМХ можно рассчитать, используя определение средней крутизны усиления транзистора. Средняя крутизна усиления транзистора - это отношение амплитуды тока первой гармоники на коллекторе к амплитуде напряжения возбуждения на входе (на базе). Разумеется, чтобы произошла модуляция, средняя крутизна обязательно должна меняться. Своё максимальное значение она принимает в максимальном режиме, для которого мы произвели энергетический расчёт в подразделе 4.3. Тогда по определению:

$$S_{\text{cp.max}} = \frac{I_{\text{kl.max}}''}{U_{\text{мб}}} = \frac{3,71}{0,48} = 7,85 \text{ А/В.} \quad (4.2)$$

Как было сказано, при базовой модуляции изменяется угол отсечки импульсов тока базы. Вследствие этого средняя крутизна изменяется по закону изменения коэффициента γ_1 , связанного с коэффициентом Берга α_1 , и зависящего от угла отсечки θ_6 :

$$\gamma_1(E_6) = \alpha_1(\theta_6(E_6)) \cdot (1 - \cos(\theta_6(E_6))). \quad (4.3)$$

В последней формуле величины γ_1 и θ_6 являются функциями напряжения смещения E_6 , что соответствует базовой модуляции. Формула эта справедлива при работе транзистора на низких частотах, но она фактически употребляется и при работе на средних и высоких частотах, только в ней необходимо подставлять высокочастотный угол отсечки θ_6 , зависящий от низкочастотного θ_6 :

$$\theta_6^\circ(E_6) = \theta_6^\circ(E_6) + 0,5 \cdot \varphi_{\text{др}} = \theta_6^\circ(E_6) - 0,5 \cdot 10,42^\circ, \quad (4.4)$$

где $\theta_6^\circ(E_6) = \text{ArcCos}\left(\frac{E_6' - E_6}{U_{\text{мб}}}\right)$ - низкочастотный угол отсечки импульсов

тока базы; (4.5)

$\varphi_{\text{др}}$ - УГОЛ дрейфа, найденный для каскада согласно формуле (3.2) в подразделе 4.3.

Исходя из вышесказанного, переменная величина средней крутизны усиления транзистора, зависящая от напряжения смещения, определяется следующим выражением:

$$S_{\text{cp}}(E_6) = S_{\text{эф}} \cdot \gamma_1(E_6),$$

где - $S_{\text{эф}}$ - эффективная крутизна транзистора на высокой частоте, если бы он работал без отсечки тока (в линейном режиме), т.е. это - отношение мгновенного значения тока коллектора к мгновенному значению напряжения эмиттерного перехода при кусочно-линейной аппроксимации проходной ВАХ транзистора. В [1] рекомендуется использовать в качестве эффективной крутизны значение модуля, рассчитанного высокочастотного параметра транзистора $|Y_{21}|$.

Итак, согласно формуле (4.2) выражение для статической модуляционной характеристики, как функции первой гармоники тока коллектора от величины напряжения смещения, имеет вид:

$$I_{\text{kl}}(E_6) = S_{\text{cp}}(E_6) \cdot U_{\text{мб}} = |Y_{21}| \cdot U_{\text{мб}} \cdot \gamma_1(E_6) = 10,46 \cdot 0,22 \cdot \gamma_1(E_6). \quad (4.6)$$

Подставляя в последнюю формулу для коэффициента γ_1 высокочастотный угол отсечки импульсов тока коллектора, соответствующий низкочастотному углу отсечки импульсов тока базы при конкретном значении переменной величины напряжения базового смещения, будем получать точки графика СМХ модулируемого каскада. Поручим эту

рутинную работу уже использованному нами математическому пакету MathCad 7.0 и получим графическое изображение формулы (4.6), приведённое на рисунке 4.1.

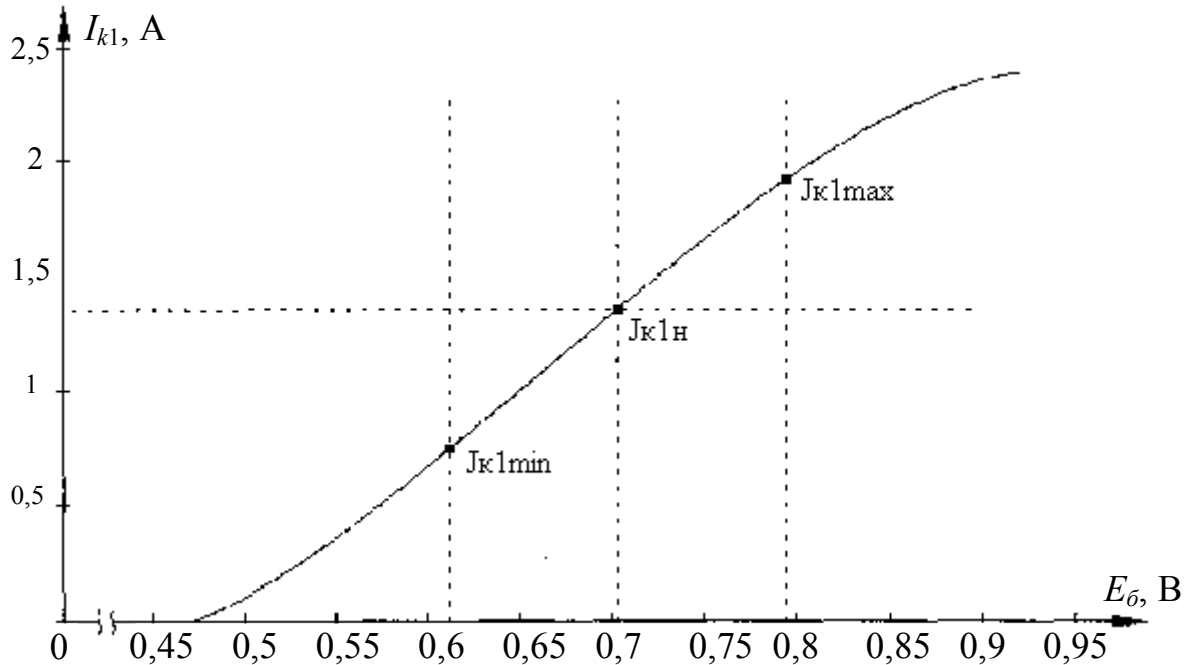


Рисунок 4.1

В [2] предлагается другая методика расчёта и построения СМХ, однако она трудно применима для расчёта на ЭВМ.

На рисунке 4.1 пунктиром обозначены точки максимального и минимального режима, а также режима несущей. Эти значения будут рассчитаны далее в подразделе 4.8.

На основании построенной зависимости тока первой гармоники коллекторного тока от напряжения смещения можно получить зависимость постоянной составляющей коллекторного тока от напряжения смещения, используя коэффициенты Берга:

$$I_{к0}(E_б) = I_{к1}(E_б) \cdot \frac{\alpha_0(\theta_B(E_б))}{\alpha_1(\theta_B(E_б))}.$$

Зная зависимость постоянной составляющей тока коллектора, можно получить зависимость постоянной составляющей тока базы, используя рассчитанные ранее Y -параметры транзистора:

$$I_{б0}(E_б) = I_{к0}(E_б) \cdot \frac{|Y_{11}|}{|Y_{21}|} = I_{к0}(E_б) \cdot \frac{1,92}{10,46}. \quad (4.7)$$

Зависимость постоянной составляющей тока базы нам пригодится ниже при расчёте цепей смещения (подраздел 4.8).

4.7 Расчёт СМХ всего передатчика

Поскольку в разрабатываемом радиопередатчике помимо модулируемого каскада имеется усилитель модулированных колебаний с режимом подмодуляции, то результирующая СМХ всего передатчика, состоящая из СМХ модулируемого каскада и СМХ УМК, будет отличаться от характеристики на рисунке 4.1. Именно по результирующей СМХ следует определять получившийся коэффициент модуляции, необходимое положение рабочей точки (для режима молчания), точек минимального и максимального режимов, а также судить о величине нелинейных искажений огибающей излучаемого АМ-сигнала, возникающих в результате нелинейности результирующей СМХ.

Расчёт СМХ УМК аналогичен произведённому выше по формулам (4.3) - (4.6) и определяется следующими выражениями:

$$\theta_{\text{бУМК}}(E_{\sigma}) = \text{ArcCos}\left(\frac{E_{\sigma} - E_{\text{бУМК}}}{U_{\text{мбУМК}}(E_{\sigma})}\right) = \text{ArcCos}\left(\frac{0,7 + 0,92}{U_{\text{мбУМК}}(E_{\sigma})}\right), \quad (4.8)$$

$$\theta_{\text{вУМК}}(E_{\sigma}) = \theta_{\text{бУМК}}(E_{\sigma}) + 0,5 \cdot \varphi_{\text{дрУМК}} = \theta_{\text{бУМК}}(E_{\sigma}) + 0,5 \cdot 0,32, \quad (4.9)$$

$$\gamma_{1\text{УМК}}(E_{\sigma}) = \alpha_1(\theta_{\text{вУМК}}(E_{\sigma})) \cdot (1 - \cos(\theta_{\text{вУМК}}(E_{\sigma}))), \quad (4.10)$$

$$I_{\text{к1.УМК}}(E_{\sigma}) = |Y_{21.\text{УМК}}| \cdot U_{\text{мк}}(E_{\sigma}) \cdot \gamma_{1\text{УМК}}(E_{\sigma}). \quad (4.11)$$

В четырёх последних выражениях физические величины левых частей равенств являются функциями напряжения смещения на базе транзистора модулируемого каскада, хотя и записаны для УМК. Это необходимо, т.к. результирующая СМХ - это всё равно функция от напряжения смещения на базе именно модулируемого каскада, как и выражение (4.6).

В формуле (4.8) фигурирует значение амплитуды переменного напряжения на базе транзистора каскада усилителя модулированных колебаний

$U_{\text{мб.УМК}}(E_{\sigma})$, которая является функцией от напряжения смещения на базе транзистора модулируемого каскада и напрямую зависит от тока первой гармоники выходного тока модулируемого каскада (т.е. выражение (4.6)). Определим связь между этими физическими величинами из условия равенства мощности, выходящей из контура модулируемого каскада и мощности возбуждения каскада УМК. Это условие мы приняли, воспользовавшись формулой (4.1), где приравнивали максимальные мощности. Равенство мощностей выполняется не только для максимальных значений, но и для любых мгновенных значений мощности, зависящих от мгновенного напряжения модулирующего сигнала (или от E_{σ}):

$$P_1(E_6) = \frac{P_{\text{возб. УМК}}(E_6) \cdot k_{\text{ПЗ}}}{\eta_k}. \quad (4.12)$$

Мощность $P_1(E_6)$, генерируемая транзистором, выделяется на сопротивлении критического режима $R_{\text{ое.кр}}$ и пропорциональна квадрату первой гармоники выходного тока транзистора модулируемого каскада (выражение (4.6)):

$$P_1(E_6) = \frac{I_{\text{к1}}^2(E_6) \cdot R_{\text{ое.кр}}}{2}. \quad (4.13)$$

Мощность возбуждения каскада УМК выделяется на его входном сопротивлении $R_{\text{вх.УМК}}$ и пропорциональна квадрату напряжения возбуждения $U_{\text{мб.УМК}}$:

$$P_{\text{возб.УМК}}(E_6) = \frac{U_{\text{мб.УМК}}^2(E_6)}{2 \cdot R_{\text{вх.УМК}}}. \quad (4.14)$$

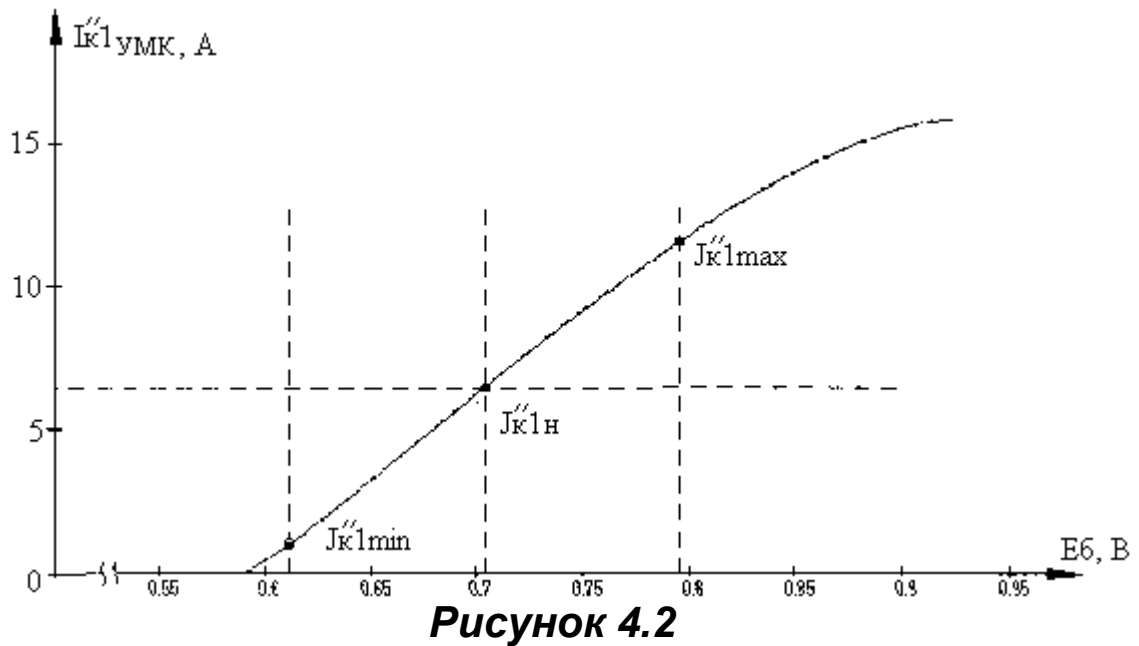
Подставляя (4.13) и (4.14) в (4.12) и решая получившееся уравнение относительно $U_{\text{мб.УМК}}$, получим зависимость амплитуды напряжения возбуждения УМК от напряжения смещения на базе транзистора модулируемого каскада:

$$U_{\text{мк}}(E_6) = I_{\text{к1}}(E_6) \cdot \sqrt{R_{\text{ое.кр}} \cdot R_{\text{вх.УМК}} \cdot \frac{\eta_k}{k_{\text{ПЗ}}}} = I_{\text{к1}}(E_6) \cdot \sqrt{13,69 \cdot 0,85 \cdot \frac{0,68}{1,1}}. \quad (4.15)$$

Формула (4.11) является статической модуляционной характеристикой всего усилителя. Однако она не учитывает потери тока (и мощности) на выходном сопротивлении транзистора оконечного каскада $R_{22.УМК}$. Чтобы это сделать, необходимо выразить ток на выводе коллектора транзистора $I''_{\text{к1.УМК}}$ через ток, генерируемый транзистором (выражение (4.11)) и величину сопротивления потерь. Простейшие манипуляции с формулами (3.12) и (3.13) приводят к следующему уточнённому выражению для СМХ всего усилителя:

$$I''_{\text{к1.УМК}}(E_6) = \frac{I_{\text{к1.УМК}}(E_6)}{1 + \frac{R_{\text{вх.к.УМК}}}{R_{22.УМК}}} = \frac{I_{\text{к1.УМК}}(E_6)}{1 + \frac{3,95}{36,11}}. \quad (4.16)$$

Итак, последовательно подставляя значения физических величин левых частей равенств формул (4.3) - (4.6), (4.8) - (4.11), (4.15) и (4.16) одна в другую при конкретных значениях напряжения смещения на базе транзистора модулируемого каскада, получаем точки СМХ всего передатчика. Такой расчёт был проведён в математическом пакете MathCad, в результате чего получилось следующее графическое представление формулы (4.16), приведённое на рисунке 4.2.



4.8 Расчёт параметров входной цепи модулируемого каскада и определение свойств СМХ

По полученному графику СМХ всего передатчика (рисунок 4.2) можно определить положение рабочей точки, т.е. смещение на базе транзистора, при котором выходной ток оконечного каскада радиопередатчика равен току в режиме молчания. Для этого необходимо определить величину первой гармоники тока, поступающего в нагрузочный контур оконечного каскада, работающего в режиме молчания:

$$I_{\text{к1.нес.УМК}}^{\prime\prime} = \frac{I_{\text{к1.max.УМК}}}{1 + m_{\text{вых}}} = \frac{11,59}{1 + 0,8} = 6,44 \text{ А.}$$

По графику (рисунок 4.2) определяем значение напряжения смещения в режиме молчания и максимальном режиме. $E_{\text{б.нес}} = 0,70 \text{ В}$, $E_{\text{б.max}} = 0,79 \text{ В}$. Как видим, значение напряжения смещения в максимальном режиме, определённое по СМХ полностью совпадает с рассчитанным в подразделе 4.3. Данный факт даёт нам право судить о правильности произведённого расчёта СМХ. Зная две последние величины, можно вычислить максимальную амплитуду модулирующего напряжения:

$$U_{\Omega} = E_{\text{б.max}} - E_{\text{б.нес}} = 0,79 - 0,70 = 0,09 \text{ В.}$$

Исходя из амплитуды модулирующего напряжения и напряжения смещения в режиме молчания, определяем минимальное напряжение смещения:

$$E_{\text{б.min}} = E_{\text{б.нес}} - U_{\Omega} = 0,70 - 0,09 = 0,61 \text{ В.}$$

По графику СМХ на рисунке 4.2 найдём значение первой гармоники тока на коллекторе транзистора УМК в минимальном режиме. $I_{\text{к.minУМК}} = 1,01 \text{ А}$.

Как видно по рисунку 4.2, СМХ на краях рабочего диапазона изменения напряжений смещения имеет нелинейный характер, вследствие чего коэффициент модуляции в нижней от режима молчания части СМХ

может оказаться отличным от коэффициента модуляции в верхней части. Это приводит к искажениям передаваемого сигнала. Рассчитаем названные свойства СМХ.

$$m_{\text{ВВ}} = \frac{I_{\text{к1.max.УМК}}'' - I_{\text{к1.нес.УМК}}''}{I_{\text{к1.нес.УМК}}''} = \frac{11,59 - 6,44}{6,44} = 0,8,$$

$$m_{\text{ВН}} = \frac{I_{\text{к1.нес.УМК}}'' - I_{\text{к1.min.УМК}}''}{I_{\text{к1.нес.УМК}}''} = \frac{6,44 - 1,05}{6,44} = 0,84,$$

$$k_{\text{нел}} = \left| \frac{m_{\text{ВВ}} - m_{\text{ВН}}}{m_{\text{ВВ}}} \right| = \left| \frac{0,8 - 0,84}{0,8} \right| = 0,05.$$

Как оказалось, коэффициент модуляции в верхнюю сторону полностью совпадает с требуемым по ТЗ. Этого и следовало ожидать, ведь расчёт максимального выходного тока (для верхней части СМХ) мы производили исходя из требуемого коэффициента модуляции, а выходной ток в минимальном режиме определяли по СМХ.

Из последней формулы видим, что нелинейность процесса модуляции не превышает 10%, что для речи вполне приемлемо.

Перейдём к расчёту электрических параметров входа каскада, необходимых для наложения энергетических требований, предъявляемых к модулятору (оконечному усилителю низкой частоты (УНЧ) модулирующего сигнала). Для определения амплитуды низкочастотных колебаний тока модулирующего сигнала по формуле (4.7) вычислим значения постоянной составляющей тока базы в максимальном режиме и режиме молчания с применением математического пакета - MathCad для облегчения рутинных расчётов.

$I_{\text{б0.нес}} = 0,16 \text{ А}$, $I_{\text{б0.max}} = 0,26 \text{ А}$. Тогда:

$$I_{\Omega} = I_{\text{б0.max}} - I_{\text{б0.нес}} = 0,26 - 0,16 = 0,10 \text{ А}.$$

Требуемую мощность модулятора оцениваем по формуле:

$$P_{\Omega} = 0,5 \cdot U_{\Omega} \cdot I_{\Omega} = 0,5 \cdot 0,09 \cdot 0,10 = 4,5 \cdot 10^{-3} \text{ Вт}. \quad (4.17)$$

Низкочастотное входное сопротивление транзистора по смещению:

$$R_{\Omega} = \frac{U_{\Omega}}{I_{\Omega}} = \frac{0,09}{0,10} = 0,9 \text{ Ом}. \quad (4.18)$$

В [1] рекомендуется произвести проверку на превышение в режиме молчания предельных значений мощности, рассеиваемой на коллекторе транзистора, и максимально допустимого обратного напряжения эмиттерного перехода, однако данные проверки уже были произведены при расчёте модулируемого каскада на максимальную мощность (подраздел 4.3).

4.9 Уточнение принципиальной схемы каскада

Сначала рассчитаем цепь базового смещения. Поскольку напряжение смещения остаётся положительным, изменяясь при модуляции, цепь автосмещения неприменима. Поэтому будем использовать базовый делитель. Отличие рассчитываемого делителя от цепи, использованной в подразделе 3.9, - то, что в верхнем плече делителя модулируемого каскада будет дополнительно к току делителя протекать постоянная составляющая тока базы. Это связано с тем, что при модуляции угол отсечки базового тока может достигать 120 градусов, а при углах, больших 90°, эмиттерный переход открывается, и ток из источника питания цепи смещения протекает непосредственно из базового делителя в базу транзистора, а затем - в эмиттер и на общий провод. Исходя из этого, произведём расчёт.

Примем ток делителя равным пяти постоянным составляющим тока базы в режиме молчания:

$$I_{\text{дел}} = 5 \cdot I_{\text{б0.нес}} = 5 \cdot 0,16 = 0,80 \text{ А.}$$

Сопротивление нижнего плеча делителя:

$$R_2 = \frac{E_{\text{б.нес}}}{I_{\text{дел}} - I_{\text{б0.нес}}} = \frac{0,70}{0,82 - 0,16} = 1,07 \text{ Ом.}$$

Сопротивление верхнего плеча делителя при напряжении питания цепи смещения, взятом из стандартного ряда значений и равном 3 В:

$$R_1 = \frac{E_{\text{см}} - E_{\text{б.нес}}}{I_{\text{дел}}} = \frac{3 - 0,70}{0,82} = 2,79 \text{ Ом.}$$

Мощность, на которую должны быть рассчитаны резисторы базового делителя:

$$P_{R_2} = \frac{E_{\text{б.нес}}^2}{R_2} = \frac{0,70^2}{1,07} = 0,46 \text{ Вт,}$$

$$P_{R_1} = I_{\text{дел}}^2 \cdot R_1 = 0,82^2 \cdot 2,79 = 1,88 \text{ Вт.}$$

Выберем, исходя из расчётных мощностей, для резистора R1 марку МЛТ-0,5, а для резистора R2 - МЛТ-2.

Чтобы базовый делитель не шунтировал вход усилительного элемента по высокой частоте, необходимо отделить его от базы транзистора высокочастотным дросселем. Рассчитаем минимально допустимое значение индуктивности этого дросселя:

$$L_{\text{др1}} \geq \left(\frac{20 \cdot R_{\text{вх}}}{\omega_0} = \frac{20 \cdot 0,72}{2 \cdot \pi \cdot 55 \cdot 10^6} = 42,07 \cdot 10^{-9} \text{ Гн} \right).$$

Дроссель $L_{\text{др}}$ должен не только плохо пропускать высокую частоту, но и хорошо пропускать низкую частоту модулирующего сигнала. Исходя из

этого, определим максимальную величину индуктивности, обеспечивающую пропускание верхних частот спектра модулирующего сигнала:

$$L_{др2} \leq \left(\frac{R_{вх}}{20 \cdot \Omega_{в}} = \frac{0,72}{20 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 3,5 \cdot 10^3} = 1,63 \cdot 10^{-6} \text{ Гн} \right).$$

Между двумя полученными значениями примем величину индуктивности дросселя равной 1 мкГн, как и индуктивности дросселей оконечного каскада. Одинаковые значения индуктивностей упростят изготовление передатчика.

Как видно из результатов расчётов по формулам (4.17) и (4.18), хотя мощность, требуемая от модулятора, мала, входное сопротивление каскада низкочастотному модулирующему сигналу также мало. Поэтому подавать модулирующий сигнал непосредственно через разделительный конденсатор на базовый делитель в точку соединения резисторов нецелесообразно. Необходимо трансформировать низкое входное сопротивление каскада в высокое для модулятора при неизменной мощности возбуждения по низкочастотному входу. Такую функцию выполнит низкочастотный трансформатор. Вторичная обмотка данного трансформатора для получения эффекта сложения мгновенных напряжений (постоянного смещения и модулирующего сигнала) должна быть включена последовательно между источником смещения (базовым делителем) и нагрузкой (входом транзистора).

Перейдём к расчёту цепи коллекторного питания. Он полностью идентичен произведённому для оконечного каскада в подразделе 3.9. После расчёта по формулам (3.26) и (3.27) получились следующие предельные значения номиналов элементов: $L_{др3} \geq 893 \text{ нГн}$, $C_{бл} \geq 0,48 \text{ пФ}$. Примем также величину индуктивности дросселя цепи коллекторного питания равной 1 мкГн.

Для точной подстройки резонансной частоты выходного контура и ввода транзистора в критический режим вместо конденсаторов C_0 и C_1 будем использовать подстроечные конденсаторы переменной ёмкости. Их номиналы следует выбрать вблизи рассчитанных, но несколько больше с учётом того, что в реальном устройстве может потребоваться изменение ёмкости как в меньшую, так и в большую сторону.

Выберем номиналы элементов из стандартного ряда значений E24. Исходя из этого в заключение данного подраздела и всего раздела в целом, приведём окончательную принципиальную схему модулируемого каскада (рисунок 4.3).

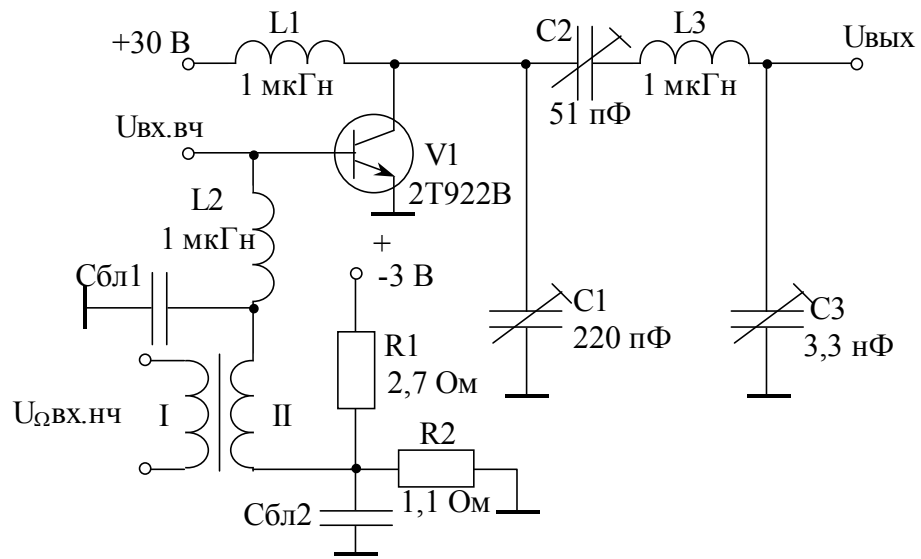


Рисунок 4.3

5 РАСЧЁТ УМНОЖИТЕЛЯ ЧАСТОТЫ

5.1 Теоретические сведения и предварительные расчёты

Особенностью транзисторных умножителей частоты, по сравнению с усилителями мощности, является более низкий к.п.д. Это обусловлено, во-первых, меньшей амплитудой высших гармоник в импульсе коллекторного тока и, во-вторых, высокой добротностью колебательного контура (нагрузочной системы). Высокая добротность контура требуется, чтобы сигнал претерпевал меньшее затухание во время свободных колебаний между импульсами тока умножаемой частоты. Транзисторы рекомендуется выбирать с большим значением граничной частоты и работать при пониженном напряжении коллекторного питания. Если предельная частота коэффициента усиления тока в схеме с ОЭ для выбранного транзистора гораздо больше рабочей частоты, то транзистор можно считать безынерционным элементом. Рассчитаем требуемую выходную мощность умножителя по формуле, аналогичной (4.1)

$$P_{\text{вых}} = \frac{P_{\text{возб}} \cdot k_{\text{пз}}}{\eta_{\text{к}}} = \frac{0,03 \cdot 1,1}{0,26} = 0,15 \text{ Вт.} \quad (5.1)$$

В выражении (5.1) значение к.п.д. контура возьмём из результата расчёта колебательной системы в подразделе 5.4.

Определим требуемый коэффициент умножения частоты. Поскольку в кварцевых автогенераторах не рекомендуется использовать частоты выше 10 МГц, то коэффициент умножения определяется формулой:

$$n \approx \left(\frac{f_0}{f_{\text{аг.доп}}} = \frac{55}{10} \right) \approx 5,5,$$

где $f_{\text{аг.доп}}$ - допустимая частота колебаний задающего автогенератора.

Принимая $n=5$, определим точное значение частоты колебаний автогенератора:

$$f_{\text{аг}} = \frac{f_0}{n} = \frac{55 \cdot 10^6}{5} = 10,1 \cdot 10^6 \text{ Гц.}$$

Получили частоту колебаний задающего автогенератора, несколько большую рекомендуемой, однако это вполне допустимо.

В одном каскаде умножителя частоты не рекомендуется использовать коэффициенты умножения, больше трёх. Это связано с большим затуханием свободных колебаний в контуре во время отсутствия импульсов умножаемой частоты. Однако расчёт, проведённый в данном подразделе показал, что, если в проектируемом радиопередатчике для упрощения принципиальной схемы воспользоваться одним умножителем с большим коэффициентом умножения частоты, то затухание амплитуды напряжения свободных колебаний в контуре за пять периодов умноженной частоты не превысит 5%. Такая

величина затухания вполне допустима, т.к. при малых коэффициентах умножения затухание оказывается больше (порядка 15% за 2 периода умноженной частоты).

Рассчитаем угол отсечки импульсов тока [1]:

$$\theta_k = \frac{120^\circ}{n} = \frac{120^\circ}{5} = 24^\circ.$$

Для полученного угла отсечки определяем коэффициенты Берга: $\alpha_0(24^\circ) = 0,09$, $\alpha_1(24^\circ) = 0,17$, $\alpha_5(24^\circ) = 0,11$.

5.2 Выбор транзистора

Выбор транзистора будем проводить аналогично тому, как это сделано в подразделе 3.2, т.е. исходя из мощности 150 мВт. По всем параметрам нам для данного каскада подходит высокочастотный транзистор средней мощности структуры n-p-n КТ610А. Приведём, требуемые для дальнейших расчётов, усреднённые характеристики выбранного транзистора [5].

- максимальный постоянный ток коллектора $I_{k.max} = 300$ мА;
- максимальный ток коллектора в импульсе $I_{k.и.max} = 500$ мА;
- максимальное напряжение коллекторного перехода $U_{кэ.доп} = 26$ В;
- максимальная средняя мощность на коллекторе $P_k = 1,5$ Вт;
- предельная частота коэффициента передачи тока в схеме с ОЭ $f_T = 1$ ГГц;
- ёмкость коллекторного перехода при напряжении
на нём $U_{Cк0} = 10$ В $C_{к0} = 3$ пФ;
- статический коэффициент передачи тока в схеме с ОЭ $\beta_0 = (50 \div 300)$;
- высокочастотное сопротивление насыщения $r_{нас} = 10$ Ом;
- сопротивление базы $r'_б = 50$ Ом.

Примем $\beta_0 = \sqrt{\beta_{0.min} \cdot \beta_{0.max}} = \sqrt{50 \cdot 300} \approx 122,5$ раз.

5.3 Энергетический расчёт каскада умножителя

В [1] для энергетического расчёта каскада рекомендуется использовать приведённую ниже методику.

Вычислим вспомогательный параметр $E_{к.min}$:

$$E_{к.min} = \sqrt{\frac{8 \cdot P_5 \cdot r_{нас}}{\alpha_5(\theta_k)}} = \sqrt{\frac{8 \cdot 0,15 \cdot 10}{0,11}} = 10,55 \text{ В.}$$

Примем напряжение источника питания 12В.

Определим величину проходной ёмкости при конкретном значении напряжения между коллектором и базой:

$$C_k = C_{k0} \cdot \sqrt{\frac{U_{Ck0}}{E_k}} = 3 \cdot 10^{-12} \cdot \sqrt{\frac{10}{12}} = 2,73 \cdot 10^{-12} \text{ Ф.}$$

Вычислим коэффициент использования коллекторного напряжения:

$$\xi = 0,5 \cdot \left(1 + \sqrt{1 - \frac{E_{k,\min}^2}{E_k^2}} \right) = 0,5 \cdot \left(1 + \sqrt{1 - \frac{10,55^2}{12^2}} \right) = 0,73.$$

Амплитуда переменного напряжения на коллекторе:

$$U_{mk} = \xi \cdot E_k = 0,73 \cdot 12 = 8,86 \text{ В.}$$

Амплитуда пятой гармоники коллекторного тока:

$$I_{k5} = \frac{2 \cdot P_5}{U_{mk}} = \frac{2 \cdot 0,15}{8,86} = 35 \text{ мА.}$$

Максимальное значение коллекторного тока:

$$I_{km} = \frac{I_{k5}}{\alpha_5(\theta_k)} = \frac{0,035}{0,11} = 0,31 \text{ А.}$$

Постоянная составляющая коллекторного тока:

$$I_{k0} = \alpha_0(\theta_k) I_{km} = 0,09 \cdot 0,31 = 28 \text{ мА.}$$

Потребляемая мощность:

$$P_0 = E_k \cdot I_{k0} = 12 \cdot 0,028 = 0,33 \text{ Вт.}$$

Мощность, рассеиваемая на коллекторе:

$$P_k = P_0 - P_5 = 0,33 - 0,15 = 0,17 \text{ Вт.}$$

КПД:

$$\eta_n = \frac{P_5}{P_0} = \frac{0,15}{0,33} = 0,46.$$

Коэффициент передачи тока в схеме с ОЭ на частоте входных колебаний умножителя (частоте генерации автогенератора):

$$\beta = \frac{\beta_0}{\sqrt{1 + \left(\beta_0 \frac{f_{ar}}{f_T} \right)^2}} = \frac{122,5}{\sqrt{1 + \left(122,5 \cdot \frac{11 \cdot 10^6}{10^9} \right)^2}} = 73,39.$$

Крутизна усиления идеального транзистора без учёта внутренних сопротивлений r'_6 и r'_3 (рисунок 3.1):

$$S_n = \frac{42,5 \cdot I_{km}}{2 \cdot (1 + 3,66 \cdot t_n \cdot 10^{-3})} = \frac{42,5 \cdot 0,31}{2 \cdot (1 + 3,66 \cdot 30 \cdot 10^{-3})} = 6,00 \text{ А/В.}$$

где t_n - температура перехода в градусах Цельсия. Поскольку мощность, рассеиваемая транзистором, во много раз меньше допустимой, можно считать, что переход разогревается незначительно и его температура больше комнатной, т.е. 30°C .

Тогда фактическая крутизна проходной ВАХ транзистора определится как:

$$S = \frac{\beta}{r'_6 + r'_3 \cdot (1 + \beta) + \frac{\beta}{S_n}} = \frac{73,39}{50 + \frac{73,39}{6,00}} = 1,18 \text{ A/B.}$$

где r'_3 - сопротивление цепи эмиттера (рисунок 3.1). Если этот параметр не приведён в справочнике, его рекомендуется принимать равным нулю.

Амплитуда переменного напряжения на базе:

$$U_{мб} = \frac{I_{мк}}{S \cdot (1 - \cos(\theta_k))} = \frac{0,31}{1,18 \cdot (1 - \cos(24^\circ))} = 3,07 \text{ В.}$$

Амплитуда первой гармоники базового тока:

$$I_{б1} = \alpha_1(\theta_k) \frac{I_{км}}{\beta} = 0,17 \cdot \frac{0,31}{73,39} = 0,74 \text{ мА.}$$

Постоянная составляющая базового тока:

$$I_{б0} = \frac{I_{к0}}{\beta_0} = \frac{0,028}{122,5} = 0,22 \text{ мА.}$$

Мощность возбуждения:

$$P_{возб} = 0,5 \cdot U_{мб} \cdot I_{б1} = 0,5 \cdot 3,07 \cdot 7,44 \cdot 10^{-4} = 1,14 \cdot 10^{-3} \text{ Вт.}$$

Коэффициент усиления по мощности:

$$K_p = \frac{P_5}{P_{возб}} = \frac{0,15}{1,14 \cdot 10^{-3}} = 134,7.$$

Входное сопротивление:

$$R_{вх} = \frac{U_{мб}}{I_{б1}} = \frac{3,07}{7,4 \cdot 10^{-4}} = 4,13 \text{ кОм.}$$

Напряжение смещения на базе:

$$E_6 = E'_6 - U_{мб} \cdot \cos(\theta_k) = 0,7 - 3,07 \cdot \cos(24^\circ) = -2,11 \text{ В.} \dots \dots \dots (5.2)$$

5.4 Электрический расчёт нагрузочной системы умножителя

Электрический расчёт нагрузочной системы каскада умножителя частоты идентичен, произведённому в подразделе 3.6, расчёту нагрузочной системы окончного каскада. Вычисления были сделаны в математическом пакете MathCad 7.0. В результате получились следующие электрические параметры.

- величина характеристического сопротивления $\rho = 500 \text{ Ом}$;
- эквивалентная индуктивность контура $L = 1,45 \cdot 10^{-6} \text{ Гн}$;
- величина катушки индуктивности $L_0 = 1,6 \text{ мкГн}$;
- ёмкость конденсатора C0 $C_0 = 58,36 \text{ пФ}$;
- ёмкость конденсатора C1 $C_1 = 17,29 \text{ пФ}$;
- ёмкость конденсатора C2 $C_2 = 4,05 \text{ нФ}$;
- добротность нагруженного контура $Q_H = 367,6$;
- к.п.д. нагруженного контура $\eta_k = 26,5\%$.

5.5 Уточнение принципиальной схемы каскада

Произведём расчёт цепи обеспечения постоянного напряжения смещения на базе для получения нужного угла отсечки импульсов базового тока. Как видно из результатов расчёта по формуле (5.2), требуемое напряжение смещения оказалось отрицательным. Поскольку амплитуда колебаний входного напряжения и входного тока (постоянной и переменной составляющих) не изменяются во времени, и не требуется получение, изменяющегося во времени смещения, то в данном каскаде умножения частоты применима цепь автоматического базового смещения (рисунок 5.1).

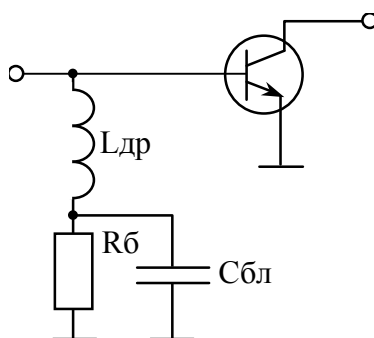


Рисунок 5.1.

Дроссель $L_{др}$ из всего частотного спектра импульсов тока базы пропускает только постоянную составляющую этих импульсов. Протекая через резистор $R_б$, постоянная составляющая тока вызывает на нём падение напряжения, которое заряжает конденсатор $C_{бл}$. Таким образом, конденсатор $C_{бл}$ является источником напряжения смещения. Энергия для его заряда выделяется вследствие наличия отсечки базового тока из энергии переменного напряжения, поступающего на базу транзистора с выхода предыдущего каскада усиления. Конденсатор $C_{бл}$, кроме того, осуществляет заземление «просочившихся» через $L_{др}$ остатков переменной составляющей базового тока, которые должны устраняться на этом дросселе. Если выбрать величину индуктивности $L_{др}$ так, чтобы величиной переменной составляющей тока через резистор $R_б$ можно было пренебречь, то конденсатор $C_{бл}$ можно из схемы исключить.

Рассчитаем номиналы элементов цепи автосмещения:

$$L_{др} = \frac{20 \cdot R_{вх}}{\omega_{ар}} = \frac{20 \cdot 4,13 \cdot 10^3}{2 \cdot \pi \cdot 11 \cdot 10^6} = 1,20 \cdot 10^{-3} \text{ Гн,}$$

$$R_б = \frac{|E_б|}{I_{б0}} = \frac{2,11}{2,27 \cdot 10^{-4}} = 9,29 \text{ кОм.}$$

Определим мощность, на которую должен быть рассчитан резистор $R_б$:

$$P_{R_6} = \frac{E_6^2}{R_6} = \frac{(-2,11)^2}{2,27 \cdot 10^{-4}} = 4,79 \cdot 10^{-4} \text{ Вт.}$$

Выберем, исходя из расчётной мощности для резистора R_6 марку МЛТ-0,125.

Перейдём к расчёту цепи коллекторного питания. Он идентичен произведённому для оконечного каскада в подразделе 3.9. После расчёта по формулам (3.26) и (3.27) получились следующие предельные значения номиналов элементов: $L_{др} \geq 14,86 \text{ мкГн}$, $C_{бл} \geq 2,86 \cdot 10^{-14} \text{ Ф}$. Конденсатор $C_{бл}$ исключим из схемы ввиду малого значения его ёмкости.

Для точной подстройки резонансной частоты выходного контура и ввода транзистора в критический режим вместо конденсаторов C_0 и C_1 будем использовать конденсаторы переменной ёмкости. Выберем номиналы элементов из стандартного ряда значений E24, и приведём окончательную принципиальную схему каскада умножителя частоты (рисунок 5.2).

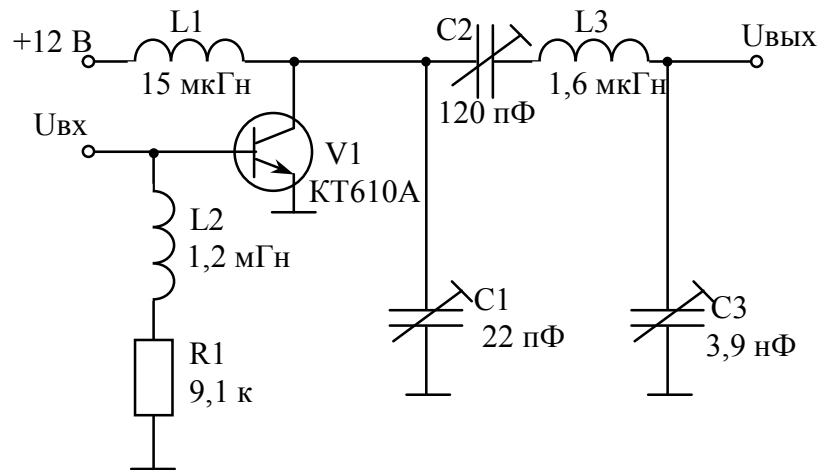


Рисунок 5.2

6 РАСЧЁТ ЗАДАЮЩЕГО КВАРЦЕВОГО АВТОГЕНЕРАТОРА

6.1 Выбор схемы автогенератора

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

В многокаскадных передатчиках основные требования предъявляются к стабильности АГ. С этой целью АГ стараются защитить от внешних воздействий: температуры, вибраций, электромагнитных излучений, нестабильности напряжения источников питания и т.д. Стабильность частоты автогенератора (АГ) существенно зависит от добротности и стабильности его колебательной системы. В АГ с LC контурами (их добротность обычно не выше 200-300) стабильность частоты не превышает $10^{-3} \dots 10^{-4}$. В АГ СВЧ, где используют объемные резонаторы из специальных материалов с малыми потерями, с малыми изменениями размеров при дестабилизирующих воздействиях и с добротностью до нескольких тысяч, стабилизирующее действие колебательной системы увеличено. Добротность кварцевых резонаторов (КР) во много раз превышает добротность прочих колебательных систем и составляет около $10^4 \dots 10^6$. Современный уровень развития пьезокварцевой техники, использование кварцевых резонаторов в качестве основных элементов стабилизации частоты позволяют получить кварцевые генераторы с нестабильностью частоты до 10^{-11} за сутки.

Исходя из этого, будем использовать в качестве задающего автогенератора автогенератор с кварцевой стабилизацией частоты. Существует много разновидностей схем кварцевых автогенераторов. В настоящее время чаще всего применяются два вида: осцилляторные схемы и схемы, в которых кварцевый резонатор включается как последовательный элемент цепи обратной связи. Будем использовать осцилляторную схему автогенератора. Во-первых, кварцевый резонатор может иметь индуктивное сопротивление только в том случае, если он исправен и кварцевая пластина в нём 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 ёмкостной трёхточки, в которых кварцевый резонатор включен между коллектором и базой транзистора. Эта схема выделяется из осцилляторных схем следующими тремя преимуществами: схема имеет меньшую склонность к паразитной генерации на частотах, выше рабочей;

автогенератор может быть построен без катушек индуктивности, что особенно важно при микросхемном исполнении; частоту автогенератора можно менять в достаточно широком диапазоне путём смены только кварцевого резонатора.

На основе сказанного выберем осцилляторную схему ёмкостной трёхточки.

6.2 Выбор транзистора

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. В этом случае можно не учитывать инерционные свойства транзистора, благодаря чему упрощается расчёт автогенератора, но, главное - уменьшается нестабильность частоты, связанная с нестабильностью фазового угла крутизны.

Исходя из сказанного, выбираем конкретный тип транзистора.

По всем параметрам для данного каскада подходит высокочастотный транзистор малой мощности структуры n-p-n КТ342Б. Приведём требуемые для дальнейших расчётов усреднённые характеристики выбранного транзистора[5].

- максимальный постоянный ток коллектора $I_{к.мах} = 50 \text{ мА}$;
- максимальный ток коллектора в импульсе $I_{к.и.мах} = 300 \text{ мА}$;
- максимальное напряжение коллекторного перехода $U_{кэ.доп} = 25 \text{ В}$;
- максимальная средняя мощность на коллекторе $P_k = 250 \text{ мВт}$;
- предельная частота коэффициента передачи тока в схеме с ОЭ $f_T = 300 \text{ МГц}$;
- ёмкость коллекторного перехода при
напряжении на нём $U_{Cк0} = 5 \text{ В}$ $C_{к0} = 8 \text{ пФ}$;
- статический коэффициент передачи тока в схеме с ОЭ $\beta_0 = (200 \div 500)$;
- постоянная времени цепи внутренней обратной связи $\tau_{oc} = 300 \text{ пс}$.

Примем $\beta_0 = \sqrt{\beta_{0.min} \cdot \beta_{0.max}} = \sqrt{200 \cdot 500} \approx 316 \text{ раз}$.

6.3 Электрический расчёт автогенератора

Электрический расчёт кварцевого автогенератора проведем по [1].

Проведем расчет по постоянному току.

Зададимся величиной постоянного тока коллектора $I_{к0} = 5 \text{ мА}$, постоянной составляющей напряжения между коллектором и эмиттером транзистора $E_{кэ} = 9 \text{ В}$ и постоянным напряжением на эмиттере относительно общего провода $E_э = 3 \text{ В}$.

Рассчитаем требуемое напряжение источника питания:

$$E_k = E_{кэ} + E_э = 9 + 3 = 12 \text{ В.}$$

Определим величину проходной ёмкости при конкретном значении напряжения между коллектором и базой:

$$C_k = C_{к0} \cdot \sqrt{\frac{U_{Cк0}}{E_{кэ}}} = 8 \cdot 10^{-12} \cdot \sqrt{\frac{5}{9}} = 5,96 \cdot 10^{-12} \text{ Ф.}$$

Сопротивление резистора обратной связи (здесь и далее обозначения элементов приведены согласно принципиальной схеме на рисунке 6.2):

$$R3 = \frac{E_э}{I_{к0}} = \frac{3}{5 \cdot 10^{-3}} = 600 \text{ Ом.}$$

Постоянная составляющая импульсов тока базы:

$$I_{б0} = \frac{I_{к0}}{\beta_0} = \frac{5 \cdot 10^{-3}}{316} = 1,58 \cdot 10^{-5} \text{ А.}$$

Задаем ток делителя:

$$I_{дел} = 15 \cdot I_{б0} = 15 \cdot 1,58 = 2,37 \cdot 10^{-4} \text{ А.}$$

Сопротивление делителя:

$$R_{дел} = \frac{E_k}{I_{дел}} = \frac{12}{2,37 \cdot 10^{-4}} = 5,06 \cdot 10^4 \text{ Ом.}$$

Постоянный потенциал на базе относительно общего провода:

$$E_б = E_э + E'_б = 3 + 0,7 = 3,7 \text{ В.}$$

Сопротивление резистора нижнего плеча делителя:

$$R2 = \frac{E_б}{I_{дел}} = \frac{3,7}{2,37 \cdot 10^{-4}} = 15,59 \text{ кОм.}$$

Сопротивление резистора верхнего плеча делителя:

$$R1 = R_{дел} - R2 = 5,06 \cdot 10^4 - 15,59 \cdot 10^3 = 35,01 \text{ кОм.}$$

Определим мощность, на которую должны быть рассчитаны резисторы R1, R2 и R3:

$$P_{R1} = \frac{(E_k - E_б)^2}{R1} = \frac{(12 - 3,7)^2}{35,01 \cdot 10^3} = 1,96 \cdot 10^{-3} \text{ Вт,}$$

$$P_{R2} = \frac{E_б^2}{R2} = \frac{3,7^2}{15,59 \cdot 10^3} = 8,78 \cdot 10^{-4} \text{ Вт,}$$

$$P_{R3} = \frac{E_э^2}{R3} = \frac{3^2}{600} = 15 \cdot 10^{-3} \text{ Вт.}$$

Выберем, исходя из расчётных мощностей, для резисторов R1, R2 и R3 марку МЛТ-0,125.

Переходим к расчёту по переменному току.

Определим высокочастотное сопротивление базы:

$$r'_6 = \frac{\tau_{oc}}{C_k} = \frac{300 \cdot 10^{-12}}{5,96 \cdot 10^{-12}} = 50,31 \text{ Ом.}$$

Рассчитаем сопротивление эмиттерного перехода:

$$r_3 \approx \frac{25,6}{I_{k0} \cdot 10^3} = \frac{25,6}{5 \cdot 10^{-3}} = 5,12 \text{ Ом.}$$

Найдём крутизну транзистора:

$$S = \frac{\beta_0}{r'_6 + \beta_0 \cdot r_3} = \frac{316}{50,31 + 316 \cdot 5,2} = 189 \text{ мА/В.}$$

Зададим коэффициент регенерации $G=5,7$ и определим управляющее сопротивление:

$$R_y = \frac{G}{S} = \frac{5,7}{0,18} = 31,6 \text{ Ом.}$$

Задаем отношение $K'_{oc} = 0,1$ и вычисляем реактивное сопротивление конденсатора $C3$:

$$X3 = \sqrt{\frac{R_y \cdot r_{кв}}{K'_{oc}}} = \sqrt{\frac{31,6 \cdot 100}{0,1}} = 173,5 \text{ Ом.}$$

Отсюда ёмкость конденсатора:

$$C3 = \frac{1}{\omega_{ар} \cdot X3} = \frac{10^{-6}}{2 \cdot \pi \cdot 11 \cdot 173,5} = 84,1 \text{ пФ.}$$

Тогда

$$C1 = \frac{C3}{K'_{oc}} = \frac{84,1 \cdot 10^{-12}}{0,1} = 841 \text{ пФ.}$$

Следовательно,

$$X1 = \frac{1}{\omega_{ар} \cdot C1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 11 \cdot 10^6 \cdot 841 \cdot 10^{-12}} = 17,35 \text{ Ом.}$$

Определим величину ёмкости блокировочного конденсатора $C2$:

$$C2 = \frac{20}{\omega_{ар} \cdot r_3} = \frac{20}{2 \cdot \pi \cdot 11 \cdot 10^6 \cdot 5,12} = 486,3 \text{ пФ.}$$

Рассчитаем дроссель $L1$ цепи коллекторного питания:

$$L1 = \frac{30 \cdot X3}{\omega_{ар}} = \frac{30 \cdot 173,5}{2 \cdot \pi \cdot 11 \cdot 10^6} = 75,92 \text{ мкГн.}$$

Сопротивление базового делителя переменному току

$$R_{дел} \approx \frac{R1 \cdot R2}{R1 + R2} = \frac{35,01 \cdot 10^3 \cdot 15,59 \cdot 10^3}{35,01 \cdot 10^3 + 15,59 \cdot 10^3} = 10,78 \cdot 10^3 \text{ Ом.}$$

Как видим, сопротивление делителя гораздо больше реактивного сопротивления конденсатора $C1$. Следовательно, он не зашунтирует вход транзистора. Поэтому необходимость в разделительном дросселе между базовым делителем и базой транзистора отпадает.

Определим коэффициент $\gamma_1(\theta)$ для стационарного режима:

$$\gamma_1(\theta) = \frac{1}{G} = \frac{1}{5,7} = 0,17.$$

По графику (рисунок 6.1) определим угол отсечки импульсов тока, соответствующий рассчитанному коэффициенту $\gamma_1(\theta)$. Итак, $\theta = 58^\circ$.

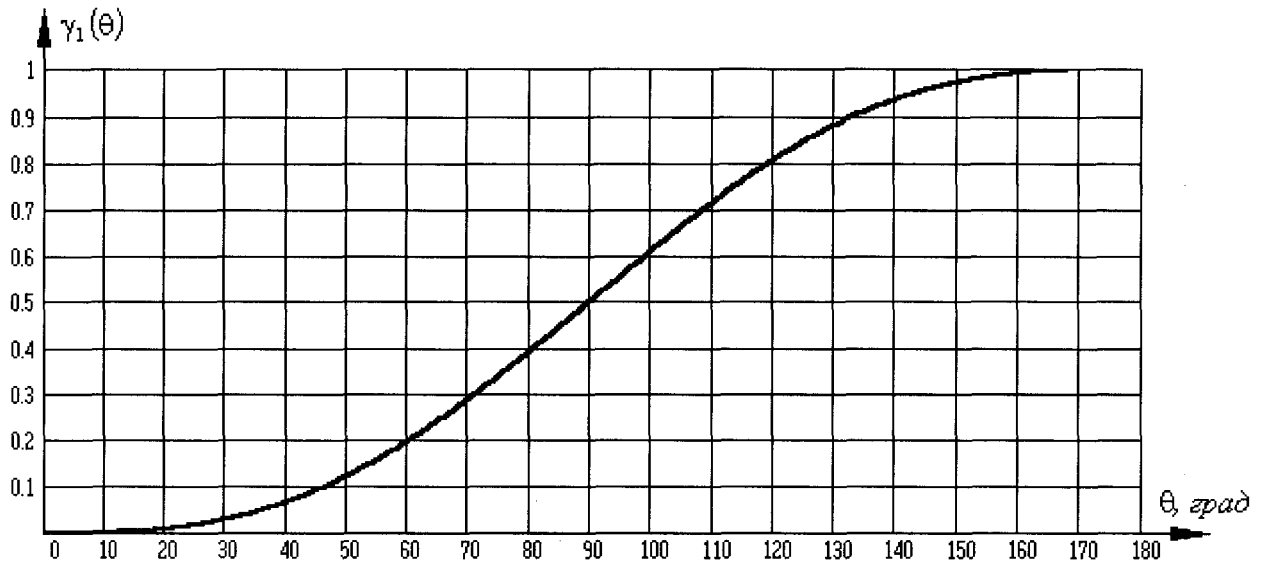


Рисунок 6.1

Для найденного угла отсечки рассчитываем коэффициенты Берга

$$\alpha_0(58^\circ) = 0,21, \alpha_1(58^\circ) = 0,37.$$

Вычислим амплитуду импульса коллекторного тока:

$$I_{мк} = \frac{I_{к0}}{\alpha_0(\theta)} = \frac{5 \cdot 10^{-3}}{0,21} = 24 \text{ мА.}$$

Определим амплитуду первой гармоники коллекторного тока:

$$I_{к1} = \alpha_1(\theta) \cdot I_{мк} = 0,37 \cdot 24 \cdot 10^{-3} = 9,04 \text{ мА.}$$

Рассчитаем амплитуду напряжения на базе:

$$U_{мб} = I_{к1} \cdot R_y = 9,04 \cdot 10^{-3} \cdot 31,6 = 0,27 \text{ В.}$$

Вычислим модуль коэффициента обратной связи:

$$|K_{oc}| = \frac{X1}{\sqrt{X3^2 + r_{кв}^2}} = \frac{17,35}{\sqrt{173,5^2 + 100^2}} = 0,08.$$

Находим амплитуду переменного напряжения на коллекторе:

$$U_{мк} = \frac{U_{мб}}{|K_{oc}|} = \frac{0,27}{0,08} = 3,14 \text{ В.}$$

Определяем мощность, потребляемую от источника питания коллекторной цепью:

$$P_0 = I_{к0} \cdot E_k = 5 \cdot 10^{-3} \cdot 12 = 0,06 \text{ Вт.}$$

Мощность, рассеиваемая кварцевым резонатором:

$$P_{\text{кв}} = 0,5 \cdot \left(\frac{U_{\text{мб}}}{X1} \right)^2 \cdot r_{\text{кв}} = 0,5 \cdot \left(\frac{0,27}{17,35} \right)^2 \cdot 100 = 12 \text{ мВт.}$$

Оценим величину допустимого сопротивления нагрузки:

$$R_{\text{н.доп}} \geq \frac{5 \cdot 3,14^2}{12 \cdot 10^{-3}} = 4,00 \text{ кОм.}$$

Напомним, что входное сопротивление умножителя частоты оказалось равным 4,13 кОм. Таким образом, допустимую величину сопротивления нагрузки автогенератора мы выдержали.

Мощность, отдаваемая в нагрузку:

$$P_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{мк}}^2}{2 \cdot R_{\text{н}}} = \frac{3,14^2}{2 \cdot 4,13 \cdot 10^3} = 1,19 \text{ мВт.}$$

Требуемая для умножителя частоты мощность возбуждения 1,145 мВт, а амплитуда входного переменного напряжения 3,076 В. Из проведённых расчётов автогенератора видно, что мы обеспечили согласование автогенератора с умножителем частоты по всем основным параметрам: сопротивлению нагрузки автогенератора, мощности возбуждения умножителя частоты и требуемой амплитуды переменного напряжения на его входе.

Рассчитаем ёмкость разделительного конденсатора C4:

$$C4 = \frac{20}{\omega_{\text{аг}} \cdot R_{\text{вх.умн}}} = \frac{20}{2 \cdot \pi \cdot 11 \cdot 10^6 \cdot 4,13 \cdot 10^3} = 70,62 \text{ пФ.}$$

где $R_{\text{вх.умн}}$ - входное сопротивление каскада умножителя частоты. Выберем номиналы элементов из стандартного ряда значений E24, и приведём окончательную принципиальную схему задающего автогенератора (рисунок 6.2).

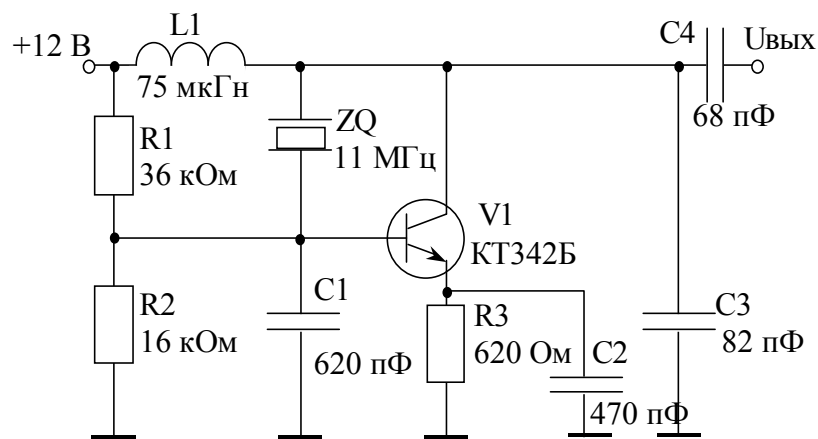


Рисунок 6.2

7 ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В ходе выполнения курсового проекта был спроектирован радиопередатчик с базовой модуляцией с рабочей частотой 54.5 МГц, мощностью 70 Вт.

Составлена структурная и электрическая принципиальная схемы.

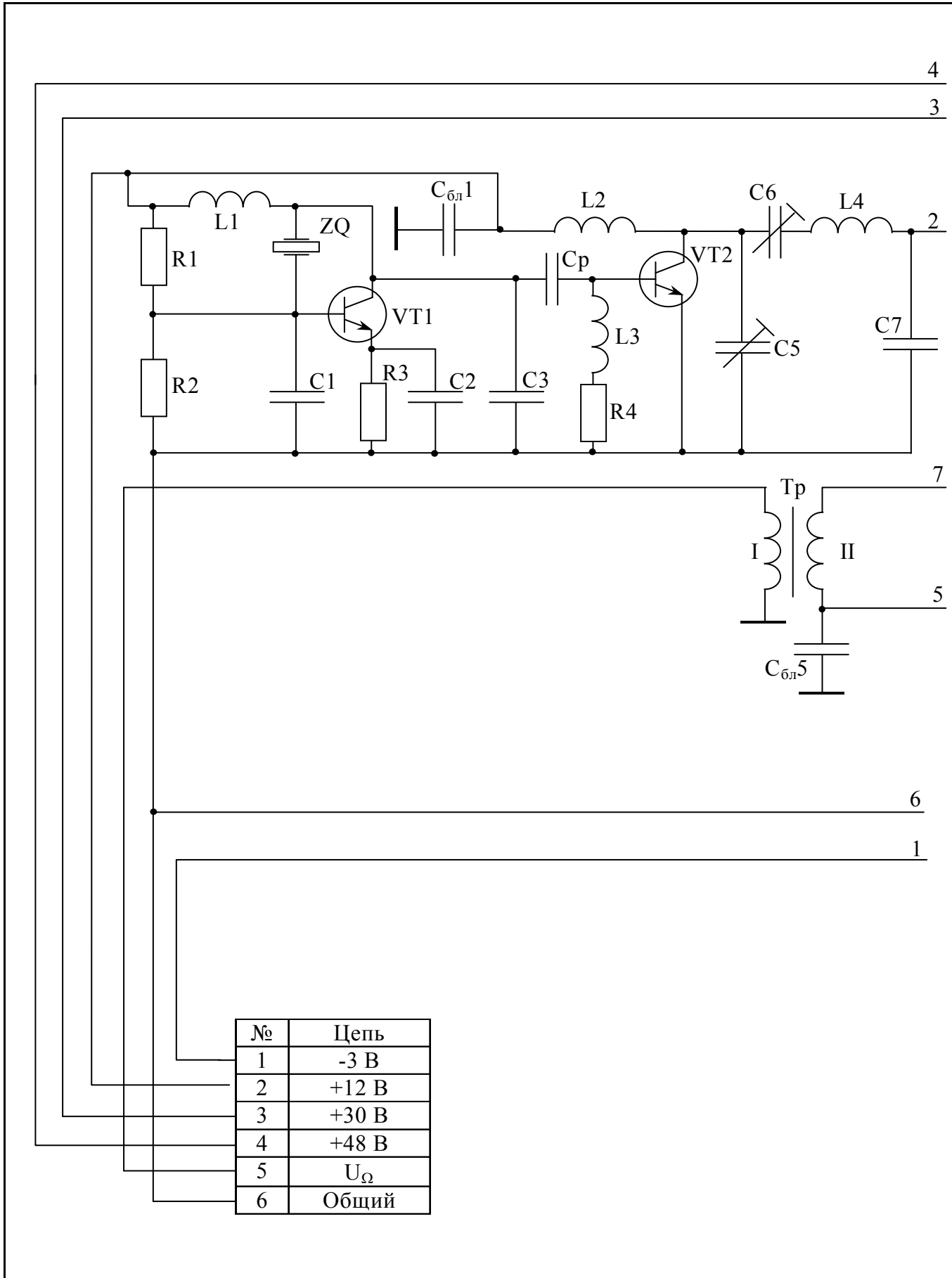
Рассчитаны автогенератор, умножитель, модулируемый каскад и усилитель модулированных колебаний.

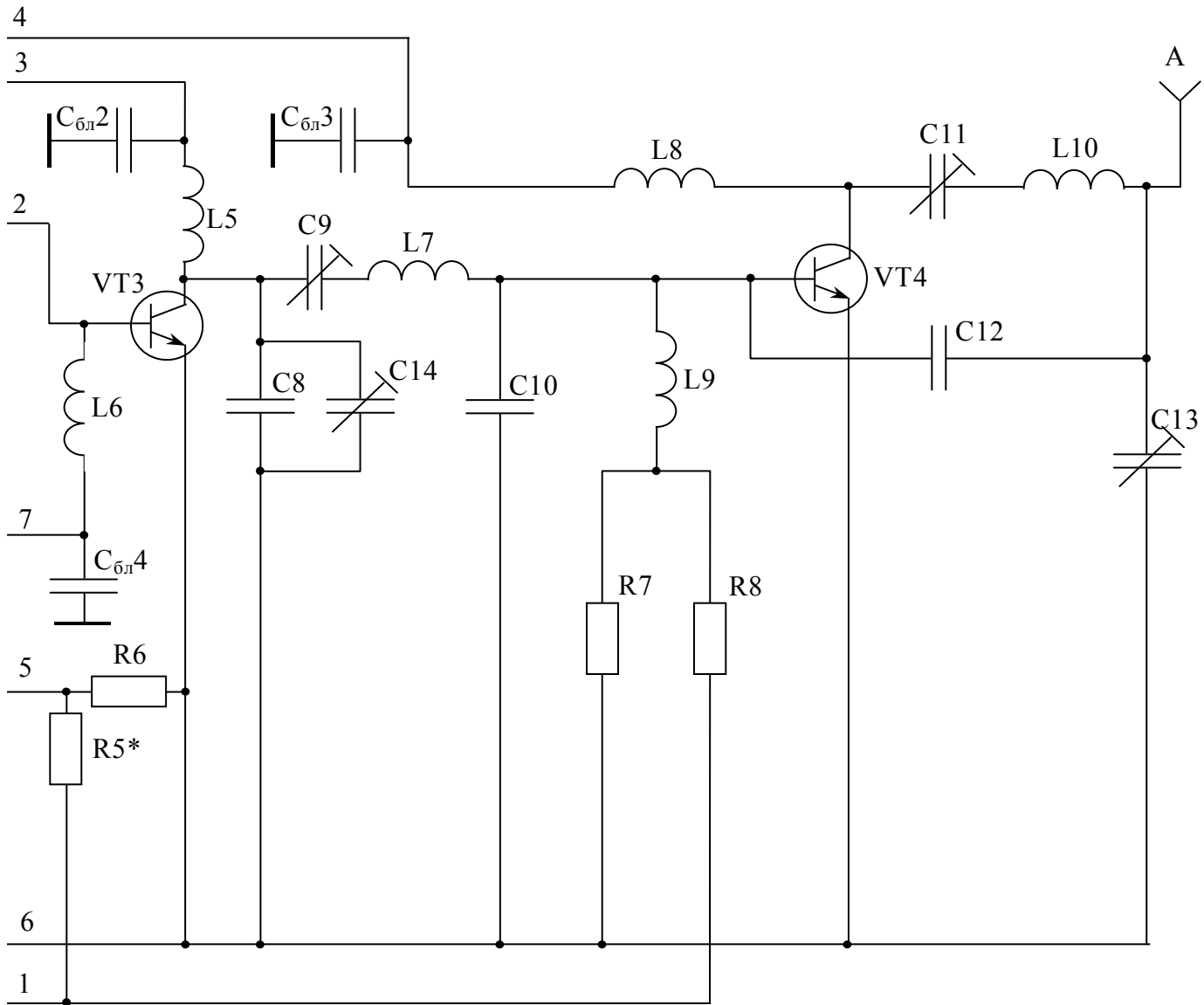
Определена требуемая мощность модулятора и произведен конструктивный расчет нагрузочной системы.

Такой радиопередатчик может применяться для связи на большие расстояния.

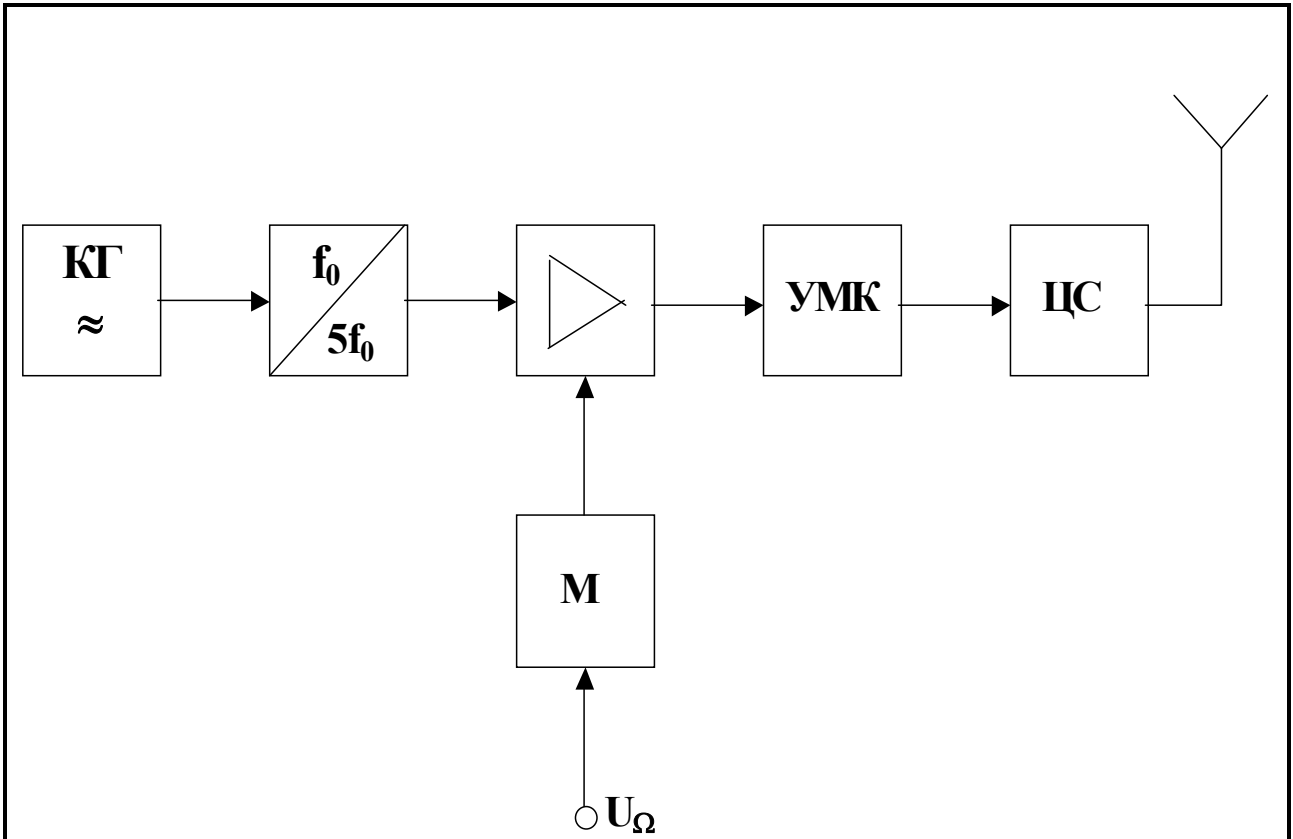
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Проектирование радиопередающих устройств на транзисторах. Методические указания. / А.Д. Бордус, Г.Д. Казанцев, А.Г. Ильин. - ТУСУР, 2007. – 66 с.
2. Проектирование радиопередатчиков. Под ред. В.В. Шахгильдяна -М. Радио и связь, 2003. – 656 с.
3. Радиопередающие устройства: Учебник для вузов/ Под ред. В.В. Шахгильдяна, 3-е издание, М.: Радио и связь, 2003.-560с.
4. Малогабаритная радиоаппаратура. Справочник радиолюбителя / Р.М. Терещук, К.М. Терещук, С.А. Седов, Л.Б. Фукс. - Киев: Наукова думка, 1975. – 447 с.
5. Справочник по полупроводниковым приборам. / Выпущен на компакт-диске издательством «Лазер Арт», Москва, 2003.





					РТФ КП. 468.731.001.ЭЗ		
					АМ – ПЕРЕДАТЧИК		
					Схема электрическая принципиальная		
Изм	Лист	№ докум.	Подп.	Дата	Лит.	Масса	Масштаб
Выполнил							
Проверил							
					Лист	Листов	
					ТУСУР РТФ Кафедра ТУ гр. _____		



КГ – кварцевый генератор.

УМК – усилитель модулированных колебаний.

ЦС – цепь согласования.

М – модулятор.

					РТФ КП. 468.731.001.Э1			
					АМ – ПЕРЕДАТЧИК Схема структурная	Лит.	Масса	Масштаб
Изм	Лист	№ докум.	Подп.	Дата				
Выполнил								
Проверил								
						Лист	Листов	
					ТУСУР РТФ Кафедра ТУ гр. _____			