



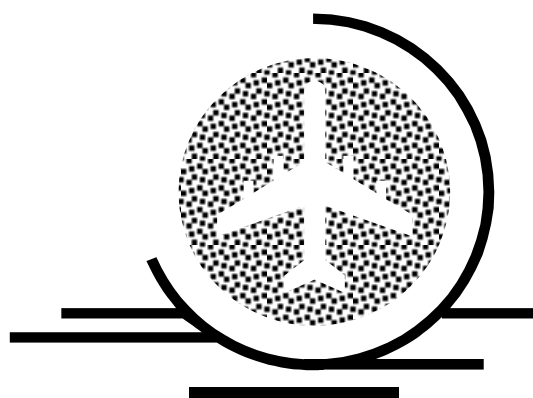
Кафедра конструирования
и производства радиоаппаратуры

А.С. Шостак

ФОРМИРОВАНИЕ И ПЕРЕДАЧА СИГНАЛОВ

Учебное методическое пособие по практическим занятиям
и курсовому проектированию для студентов специальности
160905 –

“Техническая эксплуатация транспортного
радиооборудования”



ТОМСК 2012

Министерство образования и науки Российской Федерации

Федеральное государственное бюджетное образовательное
учреждение
высшего профессионального образования

ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ
СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ (ТУСУР)

А.С. Шостак

ФОРМИРОВАНИЕ И ПЕРЕДАЧА СИГНАЛОВ

Учебное методическое пособие по практическим занятиям
и курсовому проектированию для студентов специальности
160905 –
“Техническая эксплуатация транспортного
радиооборудования”

Рецензент: профессор кафедры КИПР д.т.н. Татаринов В.Н.

Технический редактор: доцент кафедры КИПР ТУСУР,
к.т.н. Озёркин Д.В.

Шостак А.С.

Формирование и передача сигналов. Учебное методическое пособие по
практическим занятиям и курсовому проектированию для студентов
специальности 160905 – “Техническая эксплуатация транспортного
радиооборудования”

Томск: Томский государственный университет систем управления и
радиоэлектроники, 2012.-40с.

© Шостак А.С., 2012

© Кафедра КИПР Томского
государственного университета
систем
управления и радиоэлектроники,
2012

СОДЕРЖАНИЕ

СОДЕРЖАНИЕ	4
ВВЕДЕНИЕ	5
1. КУРСОВОЕ ПРОЕКТИРОВАНИЕ	6
1.1 Введение	6
1.2 Общие вопросы проектирования радиопередатчиков	6
2. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ РАСЧЕТ НАГРУЗОЧНОЙ СИСТЕМЫ ТРАНЗИСТОРНОГО КАСКАДА	7
2.1 Конструктивный расчет элементов нагрузочной системы	10
2.2 Расчет нагрузочной системы на полосковых линиях [14,17,18].....	11
2.3 Компенсация паразитной емкости	15
3. ПРИМЕР РАСЧЕТА УСИЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ С КОЛЛЕКТОРНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ	18
4. ПРИМЕР РАСЧЕТА АВТОГЕНЕРАТОРА С ЧАСТОТНЫМ МОДУЛЯТОРОМ	23
4.1 Выбор схемы автогенератора	23
4.2 Выбор транзистора	25
4.3 Электрический расчет автогенератора:.....	25
5. ПРИМЕР РАСЧЕТА УМНОЖИТЕЛЯ ЧАСТОТЫ	30
5.1 Предварительные расчеты.....	30
5.2 Энергетический расчет каскада умножителя.....	31
5.3 Расчет элементов схемы умножителя	33
6. СПИСОК РЕКОМЕНДУЕМОЙ ЛИТЕРАТУРЫ	38
ПРИЛОЖЕНИЕ 1	40

ВВЕДЕНИЕ

Курсовое проектирование имеет своей целью закрепление и дальнейшее развитие практических навыков и умений по проектированию радиопередающей аппаратуры.

Студентам выдаются индивидуальные задания на разработку радиопередатчика с заданными техническими характеристиками. При этом предполагается выполнение следующих работ:

- выбор и обоснование структурной схемы передатчика;
- выбор и обоснование схмотехнических решений;
- выбор компонентов схемы электрической принципиальной;
- расчет электрической принципиальной схемы передатчика;
- составление перечня элементов к схеме электрической принципиальной;
- конструктивный расчет элементов выходной фильтрующей системы;
- разработка методики настройки и технологии технического обслуживания.

По окончании курсового проектирования студенты представляют пояснительную записку (20-30 страниц). Проводится защита курсового проекта.

Количество часов: аудиторные занятия (консультации) - 16 часов, самостоятельная работа - 20 часов.

1. КУРСОВОЕ ПРОЕКТИРОВАНИЕ

1.1 Введение

По дисциплине "Формирование и передача сигналов" (ФиПС) 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.

1.2 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 ($\lambda <10$ 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 $P_1 > 500$ Вт);
- 4) коэффициент модуляции (при амплитудной модуляции) или индекс модуляции (при частотной модуляции);
- 5) полоса пропускания модулятора.

2. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ РАСЧЕТ НАГРУЗОЧНОЙ СИСТЕМЫ ТРАНЗИСТОРНОГО КАСКАДА

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

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

Настроенная в резонанс нагрузочная система обладает на частоте первой гармоники чисто активным входным сопротивлением. Согласование нагрузки заключается в том, чтобы, подключив нагрузочную систему к транзистору и к нагрузке, обеспечить оптимальное (критическое) сопротивление нагрузки транзистора R_{OEKP} . При согласовании не должно нарушаться условие резонанса, должен обеспечиваться по возможности большой к.п.д. нагрузочной системы - η_K . Добротность нагрузочной системы должна оставаться достаточно высокой для сохранения хорошей фильтрации высших гармонических составляющих.

В узкополосных ($\Delta f/f \leq 0,2-0,3$) усилителях мощности на транзисторах широкое применение получил Π - образный контур, схема которого изображена на рисунке 3.1.

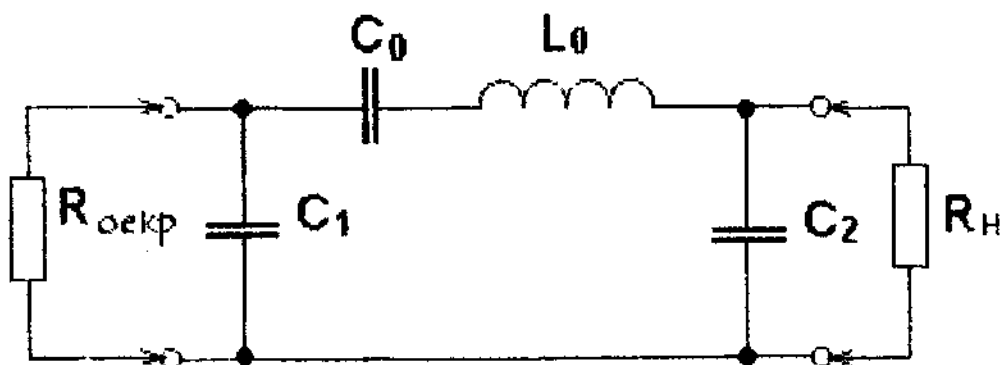


Рисунок 3.1. Π – образный контур

На частоте сигнала f входное сопротивление Π - контура должно быть чисто активным и равным требуемому критическому сопротивлению нагрузки транзистора R_{OEXX} . Таким образом, Π - контур на частоте сигнала f трансформирует активное сопротивление нагрузки R_H в активное входное сопротивление R_{OEKP} .

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 Π - контура следующий:

- 1) задаемся величиной волнового сопротивления контура в пределах $\rho = 2\pi fL_0 = 250 \div 500$ [Ом];
- 2) определяем индуктивность контура L_0 в Гн
 $L_0 = \rho / 2\pi f$;
- 3) на частоте сигнала f Π - контур сводится к виду, изображенному на рисунке 3.2, причем L , L_0 , C_0 находятся в соотношении $2\pi fL = 2\pi f_0L_0 - 1/2\pi fC_0$.

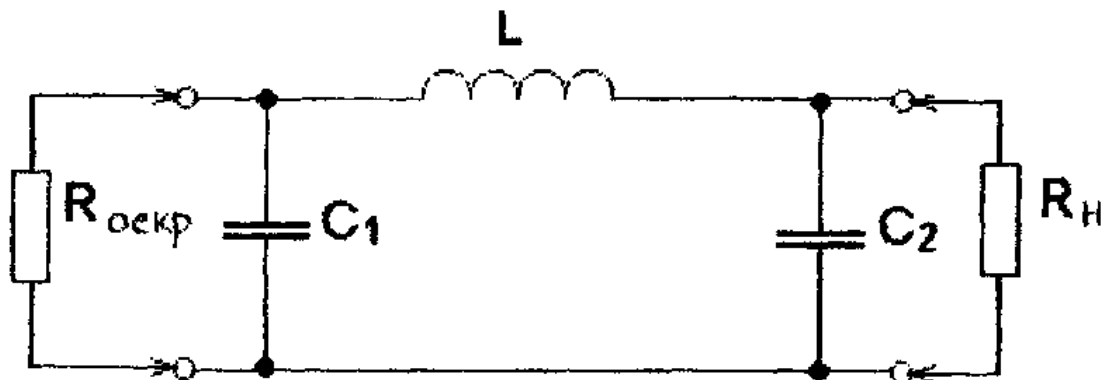


Рисунок 3.2. Π – контур на резонансной частоте f

Величиной L в R_H необходимо задаться в соответствии с формулой

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

- 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

$$C_1 = \frac{1}{(4\pi^2 f^2 L)} \left[\sqrt{\left(\frac{4\pi^2 f^2 L^2}{R_{OE\text{ КР}}} - 1 \right) \frac{R_H}{R_{OE\text{ КР}}}} \right],$$

$$C_2 = \frac{1}{(4\pi^2 f^2 L)} \left[\sqrt{\left(\frac{4\pi^2 f^2 L^2}{R_{OE\text{ КР}}} - 1 \right) \frac{R_{OE\text{ КР}}}{R_H}} \right];$$

- 6) внесенное в контур сопротивление

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

- 7) добротность нагруженного контура

$$Q_H = \frac{\beta}{r_0 + r_{BH}};$$

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

$$r_0 = 1 - 2 \text{ [Ом]}$$

8) коэффициент фильтрации Π - контура (рассчитывается для контура выходного каскада)

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

Для одноконтурной схемы принимаем $n=2$, а для двухконтурной $n=3$. Отметим, что формула (3.1) справедлива при выполнении условия

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

Полученное значение коэффициента фильтрации Π - контура следует сравнить с требуемым значением коэффициента фильтрации Φ_m (расчет Φ_m 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

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

Для АМ требуемая полоса пропускания равна удвоенной максимальной частоте модуляции

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

а для ЧМ

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

где m - индекс частотной модуляции.

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

2.1 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_3 целесообразно включить подстроенные конденсаторы (рисунок 3.3).

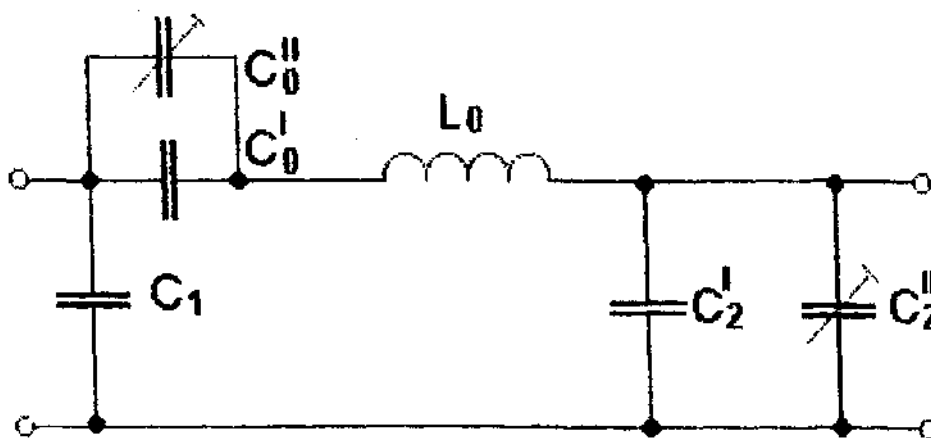


Рисунок 3.3.

Расчет контурной катушки L_0 проводится в следующем порядке:

1) размеры катушки показаны на рисунке 3.4.

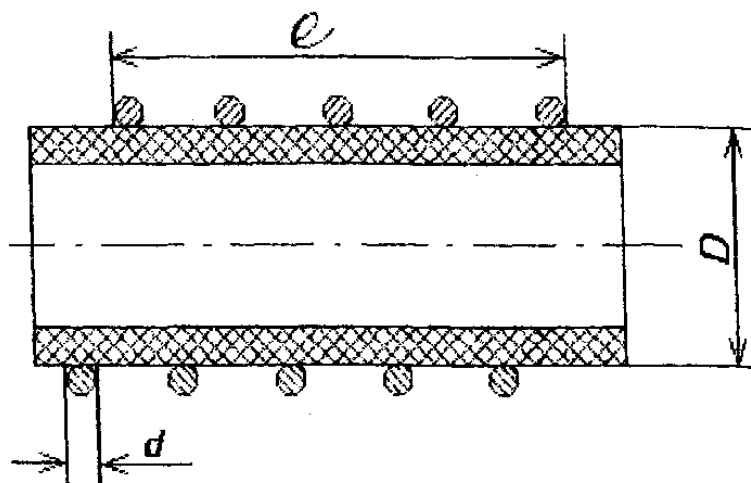


Рисунок 3.4.

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

3) определяем площадь продольного сечения катушки $S = l \cdot D$ 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], $[\text{Вт}/\text{см}^2]$;

4) определяем длину l и диаметр D катушки по формулам

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

$$D = \sqrt{S/\theta};$$

5) число витков N катушки [16]

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

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],

$$I_K = U_{mK} \omega C_1;$$

7) собственное сопротивление потерь контурной катушки на рабочей частоте

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

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

8) коэффициент полезного действия контура

$$\eta_K = \frac{r_{BH}}{r_C + r_{BH}}.$$

2.2 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). Схема нагрузочной системы приведена на рисунке 3.5.

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_{OEKP} - критическое сопротивление нагрузки транзистора (формулы для расчета Y-параметров транзистора приведены в приложении 1).

Электрический расчет нагрузочной системы на НПЛ:

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

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

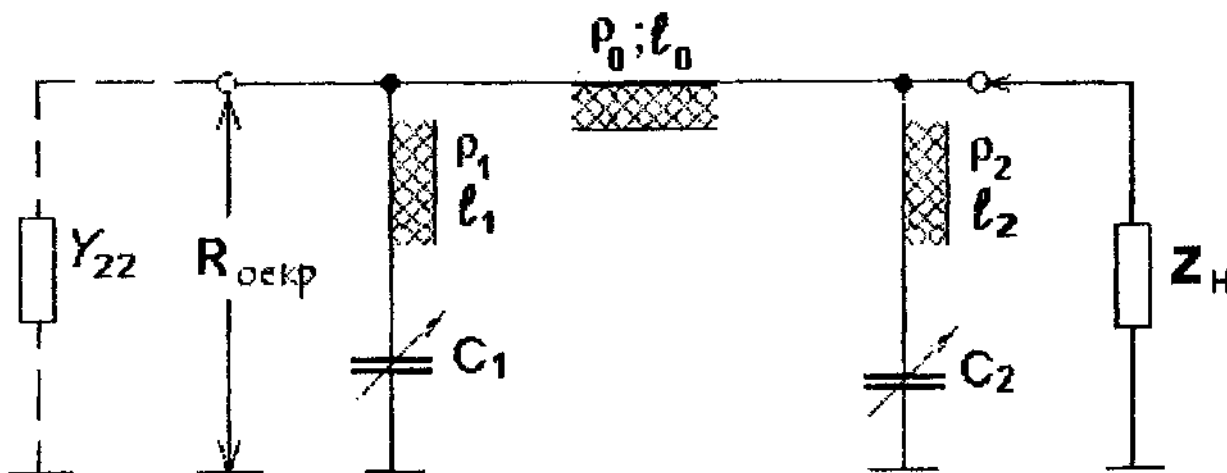


Рисунок 3.5. Схема нагрузочной системы на НПЛ

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

$$\rho_0 = \sqrt{R_{OEKP} r}.$$

Конструктивный расчет нагрузочной системы на НПЛ:

1) выбираем диэлектрик для изготовления подложки НПЛ и по табл. 3.1 определяем его диэлектрическую проницаемость

Таблица 3. 1 Значения диэлектрической проницаемости диэлектриков

Диэлектрик	ε
Тефлон фольгированный ФФ-4	2
Кварцевое стекло С 5-1	3,8
Окись бериллия	6,6
Поликор	9,6
Полистирол ПТ-16	16

2) по формуле

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

где величина $A_H = W/h$ определяется геометрическими параметрами НПЛ (рисунок 3.6). Строим график $\rho = f(A_H)$. По построенному графику находим значение $A_0 = W_0/h$, при котором $\rho = \rho_0$;

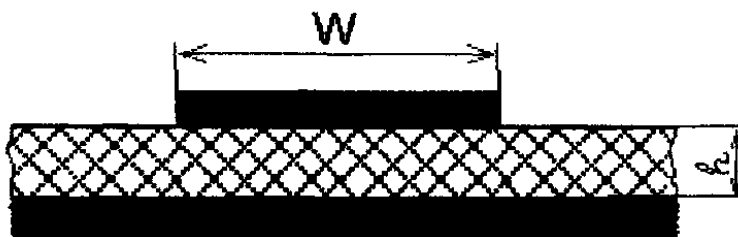


Рисунок 3.6. Геометрические параметры НПЛ

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

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

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

$$l_1 = \frac{\lambda_{1\varepsilon}}{2\pi} \arctg \left(\frac{X_1 \rho_1 - X_{C1} \rho_1}{\rho_1^2 + X_1 X_{C1}} \right),$$

$$l_2 = \frac{\lambda_{2\varepsilon}}{2\pi} \arctg \left(\frac{X_2 \rho_2 - X_{C2} \rho_2}{\rho_2^2 + X_2 X_{C2}} \right)$$

10) приводим эскиз топологии нагрузочной системы СВЧ (рисунок 3.7).

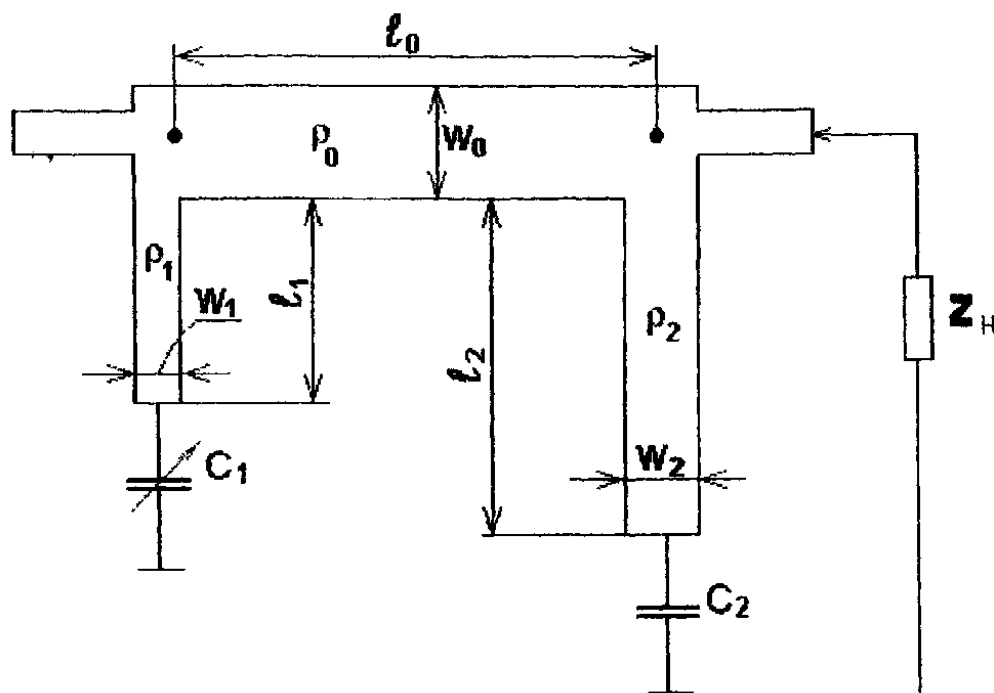


Рисунок 3.7. Топология нагрузочной системы СВЧ

2.3 Компенсация паразитной емкости

Для постоянства резонансной частоты выходную емкость транзистора требуется вычесть из емкости $C1$, а входную емкость последующего каскада (емкость нагрузки) – из $C2$, т.е. паразитные емкости транзисторов (входная и выходная) входят в общую эквивалентную емкость колебательного контура ЦС и, следовательно, влияют на его резонансную частоту. Фактические емкости $C1_{\phi}$ и $C2_{\phi}$, которые следует вписать в схему, определяются выражениями:

$$\begin{aligned} C1_{\phi} &= C1 - C_{\text{вых.пар.}}, \\ C2_{\phi} &= C2 - C_{\text{вх.пар.}}; \end{aligned} \quad (3.3)$$

Рассчитанные Y -параметры определяют значения эквивалентной емкости и активного сопротивления при параллельном их включении (рис. 3.8), т.к. их проводимости складываются именно при параллельном включении. Для нахождения соответствующих величин или последовательном включении, необходимо взять мнимую и действительную часть от комплексного числа, обратного соответствующему Y -параметру (см. приложение 1), т.е. перейти от проводимостей к сопротивлениям. При этом сумме мнимой и действительной части комплексного сопротивления будет соответствовать последовательное включение элементов (рис. 3.9). Аналогические рисунки можно привести и для Y_{11} .

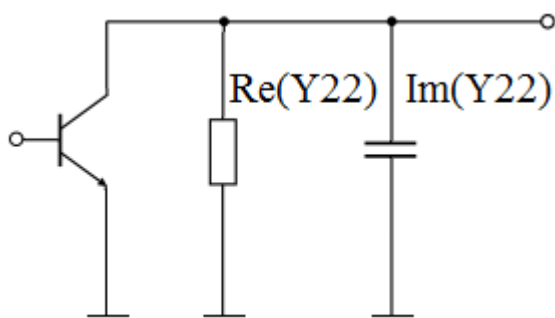


Рисунок 3.8

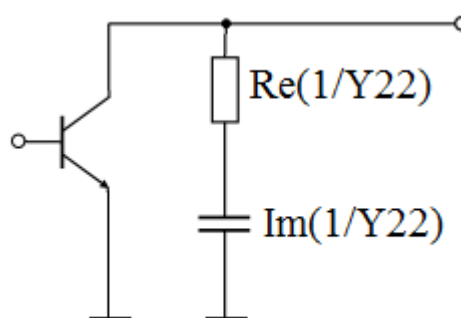


Рисунок 3.9

Входная и выходная емкости транзистора при параллельном и последовательном включении определяются по формулам:

$$\begin{aligned} C_{\text{вых.пар.}} &= \frac{\text{Im}(Y_{22})}{\omega_0}; & C_{\text{вх.пар.}} &= \frac{\text{Im}(Y_{11})}{\omega_0}; \\ C_{\text{вых.посл.}} &= \frac{1}{\omega_0 \cdot \left| \text{Im}\left(\frac{1}{Y_{22}}\right) \right|}; & C_{\text{вх.посл.}} &= \frac{1}{\omega_0 \cdot \left| \text{Im}\left(\frac{1}{Y_{11}}\right) \right|}; \end{aligned}$$

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

Если при расчете по формулам (3.3) фактические значения емкостей (или одно из значений) оказалось отрицательным, значит, выходная емкость транзистора превышает требуемую для контура. Следовательно, просто уменьшением $C1_{\phi}$ или $C2_{\phi}$ невозможно скомпенсировать соответственно выходную емкость транзистора и емкость нагрузки. В этом случае конденсатор, например, $C1$ (рисунок 3.1) следует исключить вовсе, используя вместо него выходную емкость транзистора. Но она все равно велика, поэтому необходимо скомпенсировать ее значение, исходя из той же идеологии, для которой были записаны выражения (3.3), последовательным подключением дополнительной катушки индуктивности $L_{доп.}$. Принципиальная схема получившегося согласования, обобщенной на случай недостаточной величины $C1$ и $C2$ (выходная емкость транзистора и емкость нагрузки больше расчетных $C1$ и $C2$ соответственно), приведена на рисунке 3.10

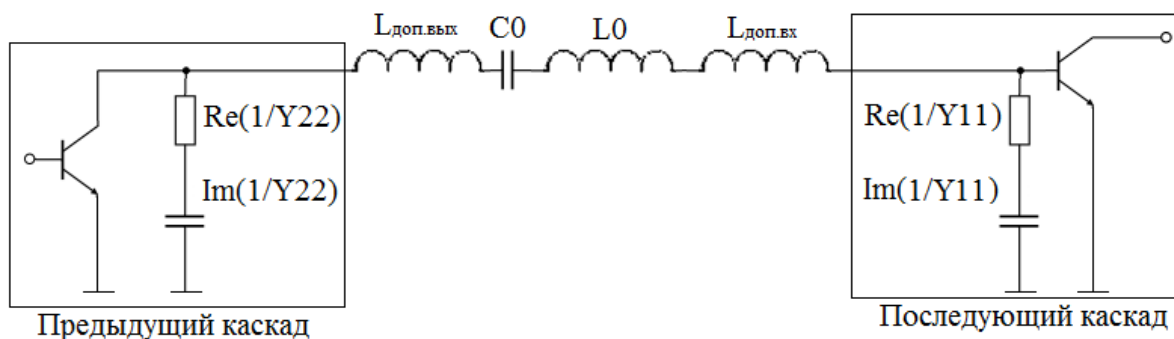


Рисунок 3.10

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

$$L0_{\phi} = L_{доп.вых} + L_{доп.вх} + L0.$$

При переходе в схеме на рисунке 3.10 необходимо, также, перейти и к представлению входного и выходного сопротивления транзисторов как последовательно соединенных активного сопротивления и паразитной емкости. Это обязательно, т.к. колебательный контур, хотя и является параллельным по способу поступления и выхода энергии, однако образован последовательно выключенными эквивалентной катушкой индуктивности L_{ϕ} , эквивалентной емкостью C_{ϕ} и эквивалентным сопротивлением потерь r (рисунок 3.11) (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 3.11.

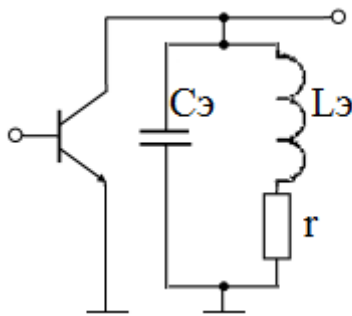


Рисунок 3.11

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

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

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

1) Рассчитываем часть выходной проводимости, реактивную составляющую которой требуется скомпенсировать:

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

2) Определяем для последовательного представления активной и емкостной составляющей величину части паразитной выходной емкости, подлежащей компенсации:

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

3) Аналогично соотношениям (3.3) находим величину компенсирующей индуктивности:

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

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

Если со стороны нагрузки цепи согласования подключен коаксиальный кабель, который согласован с антенной, то со стороны нагрузки никакой паразитной емкости учитывать не придется.

3. ПРИМЕР РАСЧЕТА УСИЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ С КОЛЛЕКТОРНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

Мощность в режиме молчания P_{1H} (Вт)	Частота сигнала (МГц)	Коэффициент модуляции m	Диапазон частот модулирующего сигнала (Гц)	Тип модуляции
3	27	1	350-3500	Коллекторная

- Составляем принципиальную электрическую схему (рисунок 4.1).

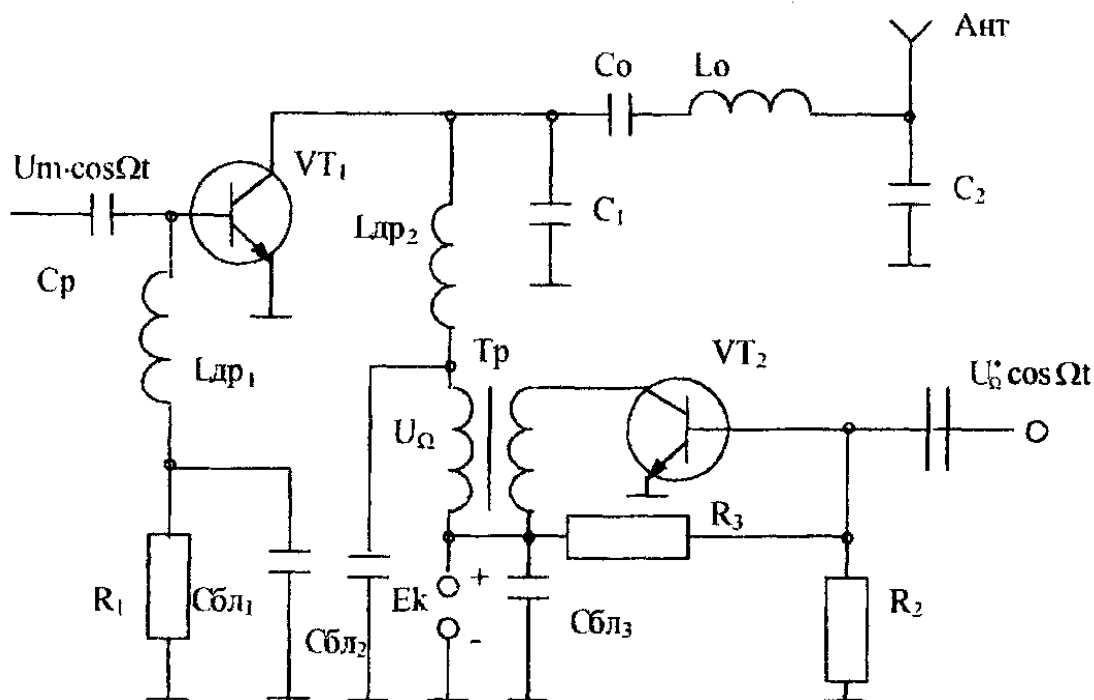


Рисунок 4.1

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

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

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

P_{1H} - заданная мощность в режиме несущей,

m - заданный коэффициент модуляции,

η_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 $\theta = 90^\circ$. По таблицам для коэффициентов Берга [2] определим:

$$\theta_K = 0; \quad \alpha_0(\theta_K) = 0,319; \quad \alpha_1(\theta_K) = 0,5.$$

Исходя из $P_{1\max} = 15,2$ Вт, $f_0 = 27$ МГц, выбираем транзистор КТ930А, который имеет следующие параметры [7]:

$$f_t = 120 \text{ МГц}, \quad P_{K \text{ доп}} = 30 \text{ Вт}, \quad I_{K \text{ доп}} = 3 \text{ А},$$

$$U_{K \text{ доп}} = 60 \text{ В}, \quad \beta_0 = 35, \quad E_B = 0,7 \text{ В},$$

$$r_{\text{НАС}} = 1,2 \text{ Ом}, \quad C_K = 100 \text{ нФ}, \quad r_B = 2 \text{ Ом},$$

$$r_{\text{Э}} = 0,01 \text{ Ом}, \quad C_{\text{Э}} = 400 \text{ нФ}, \quad L_{\text{Э}} = 20 \text{ нГн},$$

$$L_B = 20 \text{ нГн}, \quad L_K = 5 \text{ нГн}.$$

Энергетический расчет цепи коллектора

1) Определим амплитуду напряжения на коллекторе транзистора VT_1

$$U_{mK} = \frac{E_{K \max}}{2} \left[1 + \sqrt{1 - \frac{8 \cdot P_{1\max} r_{\text{НАС}}}{\alpha_1(\theta_K) E_{K \max}^2}} \right] = 15 \left[1 + \sqrt{1 - \frac{8 \cdot 15,2 \cdot 1,2}{0,5 \cdot 900}} \right] = 27,4 \text{ В},$$

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

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:

$$I_{K0 \max} = \alpha_0(\theta_K) I_{mK} = 0,319 \cdot 2,17 = 0,69 \text{ А}.$$

5) Первая гармоника коллекторного тока:

$$I_{K1 \max} = \alpha_1(\theta_K) \cdot I_{mK} = 0,5 \cdot 2,17 = 1,09 \text{ А}.$$

6) Произведем расчет высокочастотных Y - параметров транзистора на рабочей частоте [6] (см. приложение 1).

7) Находим активную составляющую выходного сопротивления транзистора:

$$R_{22} = \frac{\alpha_1(\theta_K)}{\alpha_0(\theta_K) \cdot \text{Re}(Y_{22})} = \frac{0,5}{0,319 \cdot 11,2 \cdot 10^{-3}} = 140 \text{ Ом}.$$

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 П - контур:

$$I''_{K1} = I_K - I'_{K1} = 1,09 - 0,2 = 0,89 \text{ A.}$$

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

$$R_{OEKP} = \frac{U_{mK}}{I''_{K1}} = \frac{27,4}{0,89} = 30,8 \text{ Ом.}$$

11) Потребляемая мощность в максимальном режиме:

$$P_{0\max} = I_{K0\max} E_{K\max} = 0,69 \cdot 30 = 20,7 \text{ Вт.}$$

12) Мощность, поступающая в нагрузочный П - контур:

$$P'_1 = 0,5 \cdot U_{mK} I''_{K1} = 0,5 \cdot 27,4 \cdot 0,89 = 12,2 \text{ Вт.}$$

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

$$\eta = \frac{P'_1}{P_0} = \frac{12,2}{20,7} = 0,59 \text{ (59\%).}$$

14) Мощность, рассеиваемая на коллекторе транзистора:

$$P_{K\max} = P_{0\max} - P_{1\max} = 20,7 - 15,2 = 5,5 \text{ Вт.}$$

Энергетический расчет базовой цепи.

15) Угол дрейфа на рабочей частоте:

$$\varphi_{DP} = \frac{360}{2\pi} \cdot \frac{f_0}{f_t} = \frac{360 \cdot 27}{2\pi \cdot 120} = 12,9^\circ.$$

16) Угол отсечки импульсов эмиттерного тока:

$$\theta_3 = \theta_K - 0,5 \varphi_{DP} = 90 - 0,5 \cdot 12,9 = 83,6^\circ;$$

$$\alpha_1(\theta_3) = 0,48; \quad \alpha_0(\theta_3) = 0,29; \quad \cos(\theta_3) = 0,2.$$

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:

$$I_3 = \frac{I_{K1}}{\alpha_f \alpha_1(\theta_3)} = \frac{1,09}{0,82 \cdot 0,48} = 2,77 \text{ A.}$$

19) Амплитуда напряжения возбуждения на рабочей частоте:

$$U_{mB} = \frac{I_{m3} \alpha_a}{|Y_{21}| (1 - \cos \theta_3)} = \frac{2,77 \cdot 0,82}{1,4 \cdot (1 - 0,2)} = 2,03 \text{ В.}$$

20) Постоянная составляющая тока базы:

$$I_{B0} = \frac{I_{K0}}{\beta_0} = \frac{0,69}{35} = 20 \text{ mA.}$$

21) Напряжение смещения на базе:

$$E_B = E'_B - U_{mB} \cos \theta_3 - I_{B0} r_B = 0,7 \cdot 2,03 \cdot 0,2 - 20 \cdot 10^{-3} = 0,3 \text{ В.}$$

22) Угол отсечки импульсного тока базы:

$$\theta_B = \arccos \frac{E'_B - E_B}{U_{mB}} = \arccos \frac{0,7 - 0,3}{2,03} = 78,6^\circ;$$

$$\alpha_0(\theta_B) = 0,28; \quad \alpha_1(\theta_B) = 0,47.$$

23) Активная составляющая входного сопротивления транзистора на рабочей частоте:

$$R_{BX} = \frac{\alpha_1(\theta_B)}{\alpha_0(\theta_B) \operatorname{Re}(Y_{11})} = \frac{0,47}{0,28 \cdot 0,5} = 3,36 \text{ Ом.}$$

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

$$P_{\text{ВОЗБ}} = 0,5 \frac{U_{mB}^2}{R_{BX}} = 0,62 \text{ Вт.}$$

25) Коэффициент усиления по мощности:

$$K_P = \frac{P'_1}{P_{\text{ВОЗБ}}} = \frac{12,2}{0,62} = 19,7.$$

26) Общая мощность, рассеиваемая транзистором:

$$P_{TP} = P_K + P_{\text{ВОЗБ}} = 5,5 + 0,62 = 6,12 \text{ Вт.}$$

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:

$$I_{K1H} = \frac{I_{K1\max}}{1+m} = \frac{1,09}{1+1} = 0,55 \text{ А.}$$

2) Постоянная составляющая тока коллектора:

$$I_{K0} = \frac{I_{K0\max}}{1+m} = \frac{0,69}{1+1} = 0,35 \text{ А.}$$

3) Напряжение на коллекторе транзистора VT_1 :

$$U_{KH} = \frac{U_{K\max}}{1+m} = \frac{27,4}{1+1} = 13,7 \text{ В.}$$

4) Мощность, потребляемая генератором:

$$P_{0H} = \frac{P_{0\max}}{(1+m)^2} = \frac{20,7}{(1+1)^2} = 5,2 \text{ Вт.}$$

5) Мощность первой гармоники:

$$P_{1H} = \frac{P_{1\max}}{(1+m)^2} = \frac{15,2}{(1+1)^2} = 3,8 \text{ Вт.}$$

6) Мощность, рассеиваемая на коллекторе транзистора:

$$P_{KH} = P_{0H} - P_{1H} = 5,2 - 3,8 = 1,4 \text{ Вт.}$$

7) Средняя мощность за период модуляции:

$$P_{1CP} = P_{1H} \left(1 + \frac{m^2}{2} \right) = 3,8(1 + 0,5) = 5,7 \text{ Вт,}$$

$$P_{0CP} = P_{0H} \left(1 + \frac{m^2}{2} \right) = 5,2(1 + 0,5) = 7,8 \text{ Вт.}$$

8) Средняя мощность, рассеиваемая на коллекторе транзистора:

$$P_{KCP} = P_{0CP} - P_{1CP} = 7,8 - 5,7 = 2,1 < P_{K\text{ доп}} = 30 \text{ Вт.}$$

9) Мощность модулятора:

$$P_{\Omega} = 0,5 P_{0H} m^2 = 0,5 \cdot 5,2 \cdot 1^2 = 2,6 \text{ Вт.}$$

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

• **Произведем расчет параметров схемы модулируемого каскада:**

1) Определяем индуктивность дросселя $L_{ДР1}$:

$$L_{ДР1} = \frac{10 \cdot R_{ВХ}}{\omega_0} = \frac{10 \cdot 3,36}{2\pi \cdot 27 \cdot 10^6} = 0,2 \text{ мкГн.}$$

2) Определяем индуктивность дросселя $L_{ДР2}$

$$L_{ДР2} = \frac{20}{\omega^2 C_1} = \frac{20}{(2\pi \cdot 27 \cdot 10^3)^2 \cdot 240 \cdot 10^{-12}} = 3 \text{ мкГн,}$$

где $C_1 = 240 \text{ нФ}$ - емкость Π – контура, параметры которого определяются по методике, изложенной в [6].

3) Определяем сопротивление дополнительного резистора R_1 :

$$R_1 = \frac{E_B}{I_{B0}} = \frac{0,3}{20 \cdot 10^{-3}} = 15 \text{ Ом.}$$

4) Определяем емкость блокировочного конденсатора $C_{БЛ2}$:

$$C_{БЛ2} = \frac{1}{(20 \cdot \Omega_B)^2 \cdot L_{ДР2}} = \frac{1}{(20 \cdot 2\pi \cdot 3500)^2 \cdot 3 \cdot 10^{-6}} = 1,72 \text{ мкФ.}$$

5) Определяем емкость блокировочного конденсатора $C_{БЛ1}$:

$$C_{БЛ1} = \frac{10}{\Omega_H \cdot R_1} = \frac{10}{2\pi \cdot 350 \cdot 15} = 303 \text{ мкФ.}$$

4. ПРИМЕР РАСЧЕТА АВТОГЕНЕРАТОРА С ЧАСТОТНЫМ МОДУЛЯТОРОМ

4.1 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 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

Мощность в нагрузке, мВт	Частота автогенератора, МГц	Девияция частоты, Гц	Входной модулирующий сигнал		Начальная ёмкость варикапа, пФ	Тип трехточечной схемы автогенератора
			Амплитуда, В	Частота, кГц		
34	16	400	4,3	0,3-3,5	96	ёмкостная

1) Составим электрическую принципиальную схему автогенератора с кварцевым резонатором и частотным модулятором (рисунок 5.1),

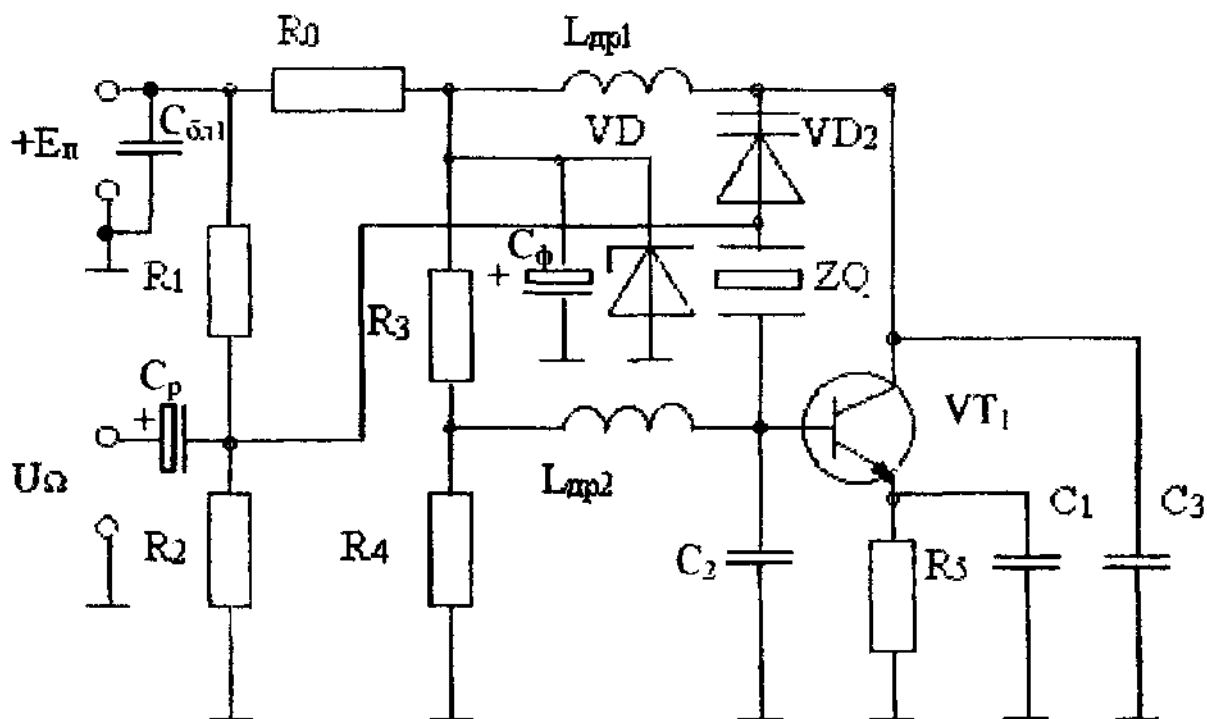


Рисунок 5.1. Принципиальная схема автогенератора

4.2 Выбор транзистора

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

В автогенераторе следует применять транзистор с граничной частотой, много большей рабочей частоты. В этом случае можно не учитывать инерционные свойства транзистора, благодаря чему упрощается 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-p 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.

Приведем основные параметры КТ 315 [7]:

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

$$\tau_K = 1000 \text{ нс}; \quad C_K = 10 \text{ нФ} \quad \text{при} \quad U_{K \text{ э}} = 5 \text{ В}; \quad P_{\text{доп}} 100 \text{ мВт}.$$

Активное сопротивление кварцевого резонатора **ZQ**: принимаем $R_{KB} = 10 \text{ Ом}$.

4.3 Электрический расчет автогенератора:

• Расчет по постоянному току [6]:

$$I_{K0} = 8 \text{ мА}; \quad U_{K \text{ э}} = 5 \text{ В}; \quad U_{\text{э}} = 2 \text{ В}; \quad E_K = 7 \text{ В};$$

$$I_{B0} = I_{K0} / \beta_0 = 50 \text{ мкА}.$$

Ток базового делителя:

$$I_D = 10 \cdot I_B = 0,5 \text{ мА}.$$

Общее сопротивление делителя:

$$R_D = E_{II} / I_D = 9 / 0,5 \cdot 10^{-3} = 18 \text{ (кОм)}..$$

Поскольку $U_{B \text{ э}} = 0,7 \text{ В}$, то

$$U_B = U_{B \text{ э}} + U_{\text{э}} = 0,7 + 2 = 2,7 \text{ В}.$$

$$R_4 = U_B / I_D = 5,4 \text{ кОм}; \quad R_3 = R_0 - R_4 = 12,6 \text{ кОм};$$

$$R_5 = U_B / I_{K0} = 337,5 \text{ Ом}.$$

• Расчет по переменному току [6]:

$$r'_B = \frac{\tau_K}{C_K} = 100 \text{ Ом}; \quad r_3 = \frac{0,026}{I_{K0}} + \frac{0,2}{\sqrt{I_{K0}}} = 4,3 \text{ Ом}.$$

1) Крутизна транзистора:

$$S = \frac{\beta_0}{r' + \beta_0 \cdot r_3} = 0,2 \text{ А/В}.$$

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:

$$X_3 = \sqrt{\frac{R_y \cdot r_{KB}}{K'_{OC}}} = 25 \text{ Ом}, \text{ откуда}$$

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

$$C_2 = \frac{C_3}{K'_{OC}} = 1 \text{ нФ}.$$

Емкость конденсатора C_1 выбираем из условия:

$$X_{C1} = \frac{R_5}{20} = 16,875 \text{ Ом}.$$

тогда: $C_1 = \frac{1}{\omega_0 X_{C1}} = 0,57 \text{ нФ}.$

5) Дроссель $L_{Др1}$ рассчитаем по формуле:

$$L_{Др1} = \frac{30 \cdot X_3}{\omega_0} = 7,5 \text{ мкГн}.$$

6) Амплитуда выходного напряжения:

$$U_{ВЫХ} = U_{mK} = \frac{U_{mB}}{|K_{OC}|} = 0,5 \text{ В} < E_K = 7 \text{ В}.$$

7) Мощность, потребляемая каскадом:

$$P_0 = I_{K0} U_{KЭ} = 8 \cdot 10^{-3} \cdot 5 = 40 \text{ мВт}.$$

8) Мощность, потребляемая кварцевым резонатором:

$$P_{KB} = 0,5 \left(\frac{U_{mB}}{X_2} \right) \cdot r_{KB} = 6 \text{ мВт}.$$

9) Мощность, рассеиваемая транзистором:

$$P_{TP} = P_0 - P_{KB} = 34 \text{ мВт} < P_{доп} = 100 \text{ мВт}.$$

10) Оценим величину допустимого сопротивления нагрузки из условия $P_H = 0,1P_{KB} = U_{mK}^2 / 2R_H$. Тогда

$$R_{H \text{ доп}} \geq \frac{5U_{mK}^2}{P_{KB}} = 200 \text{ Ом}.$$

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

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

Дроссель $L_{ДР1}$ может отсутствовать, так как сопротивление делителя R_3/R_4 , много больше сопротивления конденсатора C_2 ($X_C=10 \text{ Ом}$). На практике можно применять $L_{ДР1} = L_{ДР2}$.

• 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:

$$I_{Km} = \frac{I_{K0}}{\alpha_0(\theta_K)} = 36 \text{ мА} < I_{K \text{ доп}} = 50 \text{ мА}.$$

3) Амплитуда первой гармоники тока коллектора:

$$I_{K1} = I_{Km} \alpha_1(\theta_K) = 14 \text{ мА}.$$

4) Амплитуда напряжения на базе:

$$U_{mB} = I_{K1} R_y = 14 \cdot 10^{-3} \cdot 25 = 0,35 \text{ В}.$$

5) Модуль коэффициента обратной связи:

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

• Определение параметров варикапа

1) Определим приведенную величину сопротивления варикапа:

$$X_{BP} = \frac{2\Delta I_{K1}}{\bar{U}_m}, \text{ где:}$$

$$\bar{U}_m = \frac{U_m}{E_H + \varphi_K} \quad - \quad \text{приведенная амплитуда модулирующего напряжения}$$

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

E_H - начальное смещение на варикапе,

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

$$\Delta e_1 = \frac{2\Delta f}{m_{KB} f_0} \quad - \quad \text{приведенная девиация.}$$

Зададимся $\bar{U}_m = 0,6 \text{ В}$, тогда:

$$X_{BP} = \frac{-4\Delta f}{\bar{U}_m f_0 m_{KB}} = -0,039 \text{ Ом.}$$

Зададим начальное смещение на варикапе $E_H = 6,5 \text{ В}$.

2) Амплитуда модулирующего напряжения:

$$U_{m\Omega} = \bar{U}_m (E_H + \varphi_K) = 0,6(6,5 + 0,7) = 4,3 \text{ В.}$$

3) Начальная ёмкость варикапа:

$$C_{BH} = \frac{-C_0}{X_{BP}} = 96 \text{ нФ.}$$

4) Выбираем варикап, имеющий $C_{BH} = 96 \text{ нФ}$. Обычно в справочниках указана ёмкость при $U=4\text{В}$. Поэтому произведем расчет для C_B [8] при $U=6,5\text{В}$.

$$C_B = C_{BH} \sqrt{\frac{\varphi_K + E_H}{\varphi_K + 4}} = 120 \text{ нФ.}$$

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

$$C_B = 95 \div 143 \text{ нФ},$$

$$Q(10 \text{ МГц}) = 100,$$

$$U_{OBR \text{ ДОП}} = 80 \text{ В.}$$

5) Допустимая амплитуда переменного напряжения на варикапе:

$$U_f \leq (E_{BH} - U_{m\Omega}) = 6,5 - 4,3 = 2,2 \text{ В} < U_{mB} = 0,35 \text{ В.}$$

6) Определяем сопротивления делителя для смещения на варикапе.

Принимаем $R_2 = 100 \text{ кОм}$, тогда:

$$R_1 = \frac{\Delta U}{I_D} = \frac{\Delta U R_2}{U_H} = \frac{(9 - 6,5) \cdot 10^5}{6,5} = 38 \text{ кОм.}$$

Принимаем $R_1 = 39$ кОм.

• Для стабилизации режима питания автогенератора используем стабилитрон КС 814А. Ограничительное сопротивление R_0 равно:

$$R_0 = \frac{E_{II} - E_K}{I_{CT1} + I_{K0}} = \frac{9 - 7}{18 \cdot 10^{-3}} = 110 \text{ Ом},$$

где $I_{CT1} = 10$ мА - ток стабилизации КС 814А.

7) Ёмкость конденсатора фильтра (C_ϕ) выбираем не менее 47 мкФ. Принимаем $C_\phi = 47$ мкФ, 16 В, типа К-56.

5. ПРИМЕР РАСЧЕТА УМНОЖИТЕЛЯ ЧАСТОТЫ

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.

Принципиальная электрическая схема оконечного каскада приведена на рисунке 4.1:

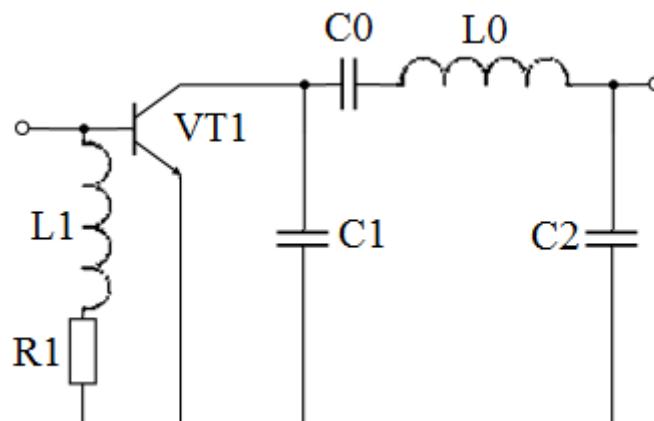


Рисунок 4.1

5.1 Предварительные расчеты

Рассчитаем требуемую выходную мощность умножителя:

$$P_{\text{вых}} = \frac{P_{\text{возб}} \cdot k_{\text{пз}}}{\eta_k} = \frac{0,15 \cdot 1,2}{0,52} = 0,35 \text{ Вт};$$

где $P_{\text{возб}}$ – мощность, необходимая для работы последующего каскада (для примера выбрана равной 15 мВт);

$K_{\text{пз}} = 1,1 - 1,3$ - коэффициент производственного запаса;

η_k - КПД умножителя.

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

$$n \approx \left(\frac{f_0}{f_{AG\text{доп}}} = \frac{21}{10} \right) \approx 2,1.$$

где f_0 – рабочая частота передатчика (принята равной 21 МГц);
 $f_{AG\text{доп}}$ – допустимая частота автогенератора.

Коэффициент умножения должен быть всегда **целым** числом, поэтому округляем полученное значение до $n = 2$. Определим точное значение частоты колебаний автогенератора:

$$f_{AG} = \frac{f_0}{n} = \frac{21 \cdot 10^6}{2} = 10,5 \cdot 10^6 \text{ Гц}.$$

Превышение допустимой частоты автогенератора, конечно, повлияет на стабильность частоты, но в данной работе это не фатально и можно пренебречь.

Рассчитаем угол отсечки импульсов тока:

$$\theta_K = \frac{120^\circ}{n} = \frac{120^\circ}{2} = 60^\circ.$$

Для полученного угла отсечки определяем коэффициенты Берга:

$$\alpha_0(\theta_K) = 0,22; \quad \alpha_1(\theta_K) = 0,39; \quad \alpha_2(\theta_K) = 0,276.$$

5.2 Энергетический расчет каскада умножителя

Исходя из $P_{\text{вых}} = 0,35 \text{ Вт}$, выбираем транзистор КТ911А, который имеет следующие параметры:

$$\begin{aligned} f_t &= 1,8 \text{ ГГц}; & P_{\text{кдоп}} &= 3 \text{ Вт}; & I_{\text{кдоп}} &= 0,4 \text{ А}; \\ U_{\text{кдоп}} &= 40 \text{ В}; & \beta_0 &= 35; & r_{\bar{o}} &= 2,5 \text{ Ом}; \\ S_{\text{кр}} &= 0,08 \frac{\text{А}}{\text{В}}; & C_K &= 6 \text{ нФ}. \end{aligned}$$

Расчет коллекторной цепи:

1) вычисляем вспомогательный параметр $E_{K\text{min}}$, необходимый для выбора напряжения источника питания:

$$E_{K\text{min}} = \sqrt{\frac{8P_2}{\alpha_2(\theta_K)S_{\text{кр}}}} = \sqrt{\frac{8 \cdot 0,35}{0,276 \cdot 0,08}} = 11,3 \text{ В}.$$

Примем напряжение источника питания 15В.

2) вычисляем коэффициент использования коллекторного напряжения:

$$\xi = 0,5 \cdot \left(1 + \sqrt{1 - \frac{E_{K\text{min}}^2}{E_K^2}} \right) = 0,5 \cdot \left(1 + \sqrt{1 - \frac{11,3^2}{15^2}} \right) = 0,83.$$

3) амплитуда переменного напряжения на коллекторе:

$$U_{mK} = \xi E_K = 0,83 \cdot 15 = 12,45 \text{ В.}$$

4) амплитуда второй гармоники коллекторного тока:

$$I_{K2} = \frac{2P_2}{U_{mK}} = \frac{2 \cdot 0,35}{12,45} = 56 \text{ мА.}$$

5) максимальное значение коллекторного тока:

$$I_{km} = \frac{I_{K2}}{\alpha_2(\theta_K)} = \frac{56 \cdot 10^{-3}}{0,276} = 0,2 \text{ А.}$$

6) постоянная составляющая коллекторного тока:

$$I_{K0} = \alpha_0(\theta_K) I_{km} = 0,22 \cdot 0,2 = 44 \text{ мА.}$$

7) потребляемая мощность:

$$P_0 = E_K I_{K0} = 15 \cdot 44 \cdot 10^{-3} = 0,67 \text{ Вт.}$$

8) мощность, рассеиваемая на коллекторе:

$$P_K = P_0 - P_2 = 0,67 - 0,35 = 0,32 \text{ Вт.}$$

9) коэффициент полезного действия умножителя:

$$\eta_K = \frac{P_2}{P_0} = \frac{0,35}{0,67} = 0,52 = 52\%.$$

Расчет базовой цепи:

11) коэффициент усиления тока в схеме с ОЭ на частоте входных колебаний умножителя (частоте генерации автогенератора):

$$\beta = \frac{\beta_0}{\sqrt{1 + \left(\beta_0 \frac{f_{AG}}{f_t} \right)^2}} = \frac{35}{\sqrt{1 + \left(35 \cdot \frac{10,5 \cdot 10^6}{1,8 \cdot 10^9} \right)^2}} = 34,3.$$

12) крутизна усиления идеального транзистора без учета внутренних сопротивлений:

$$S_n = \frac{42,5 \cdot I_{km}}{2 \cdot (1 + 3,66 \cdot t_n \cdot 10^{-3})} = \frac{42,5 \cdot 0,2}{2 \cdot (1 + 3,66 \cdot 30 \cdot 10^{-3})} = 3,9 \frac{\text{А}}{\text{В}};$$

где t_n – температура перехода. Поскольку мощность, рассеиваемая транзистором, во много раз меньше допустимой, можно считать, что переход разогревается незначительно и его температура больше комнатной, т.е. 30°C .

13) фактическая крутизна проходной ВАХ транзистора:

$$S = \frac{\beta}{r_b + r_{\text{э}} \cdot (1 + \beta) + \frac{\beta}{S_n}} = \frac{34,3}{2,5 + 0,6 \cdot (1 + 34,3) + \frac{34,3}{3,9}} = 1,1 \frac{\text{А}}{\text{В}};$$

где $r_{\text{э}}$ – сопротивление цепи эмиттера;

$$r_{\text{э}} = \frac{25,6 \cdot 10^{-3}}{I_{\text{к0}}} = \frac{25,6 \cdot 10^{-3}}{44 \cdot 10^{-3}} = 0,6 \frac{\text{А}}{\text{В}};$$

14) амплитуда переменного напряжения на базе:

$$U_{mb} = \frac{I_{km}}{S \cdot (1 - \cos \theta_K)} = \frac{0,2}{1,1 \cdot (1 - \cos 60^\circ)} = 0,37 \text{ В}.$$

15) амплитуда первой гармоники базового тока:

$$I_{b1} = \alpha_1(\theta_K) \frac{I_{km}}{\beta} = 0,39 \cdot \frac{0,2}{34,3} = 2,3 \text{ мА}.$$

16) мощность возбуждения:

$$P_{\text{возб}} = 0,5 \cdot U_{mb} \cdot I_{b1} = 0,5 \cdot 0,37 \cdot 2,3 \cdot 10^{-3} = 4,3 \cdot 10^{-4} \text{ Вт}.$$

17) коэффициент усиления по мощности:

$$K_P = \frac{P_2}{P_{\text{возб}}} = \frac{0,35}{4,3 \cdot 10^{-4}} = 808.$$

18) входное сопротивление:

$$R_{BX} = \frac{U_{mb}}{I_{b1}} = \frac{0,37}{2,3 \cdot 10^{-3}} = 161 \text{ Ом}.$$

19) смещение на базе:

$$E_B = E'_B - U_{mb} \cdot \cos \theta_K = 0,7 - 0,37 \cdot \cos 60^\circ = 0,52 \text{ В}.$$

5.3 Расчет элементов схемы умножителя

1) индуктивность дросселя L_1 :

$$L_1 = \frac{20 \cdot R_{BX}}{2\pi \cdot f_{AG}} = \frac{20 \cdot 161}{6,28 \cdot 10,5 \cdot 10^6} = 48 \text{ мкГн};$$

2) сопротивление резистора R_2 :

$$R_1 = \frac{|E_B|}{I_{B0}} = \frac{0,52}{1,26 \cdot 10^{-3}} = 412,7 \text{ Ом};$$

Расчет нагрузочного П-контура приведен в пункте 2.

6. ПРИМЕР РАСЧЕТА ЗАДАЮЩЕГО КВАРЦЕВОГО АВТОГЕНЕРАТОРА

Принципиальная электрическая схема кварцевого АГ приведена на рисунке 6.1:

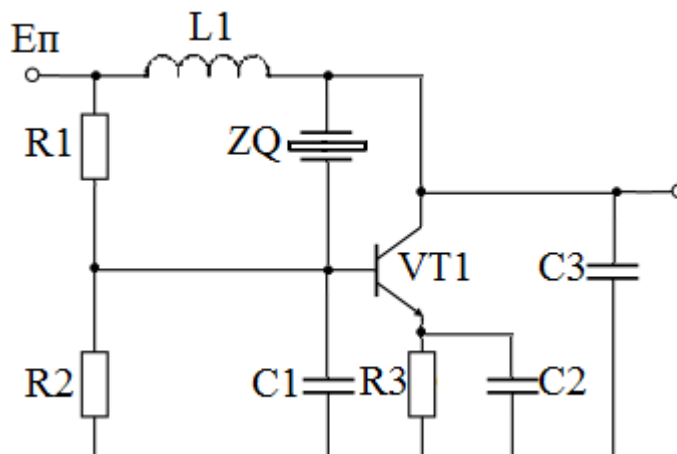


Рисунок 6.1

6.1 Электрический расчет автогенератора

В качестве исходных данных использованы результаты вычислений, полученные при расчете умножителя частоты (пункт 5).

Исходя из $f_t \gg f_{AG} = 10,5$ МГц, выбираем транзистор КТ610А, который имеет следующие параметры:

$$f_t = 1\text{ГГц}; \quad P_{Kдон} = 1,5\text{Вт}; \quad I_{Kдон} = 0,3\text{А};$$

$$U_{Kдон} = 26\text{В}; \quad \beta_0 = 122,5; \quad C_K = 3\text{нФ};$$

$$\tau_{OC} = 20\text{нс}.$$

Расчет по постоянному току:

1) зададимся величиной постоянного тока коллектора $I_{K0} = 5\text{мА}$, постоянной составляющей напряжения между коллектором и эмиттером транзистора $E_{KЭ} = 9\text{В}$ и постоянным напряжением на эмиттере относительно общего провода $E_Э = 3\text{В}$.

2) рассчитаем требуемое напряжение источника питания:

$$E_K = E_{KЭ} + E_Э = 9 + 3 = 12\text{В};$$

3) сопротивление резистора обратной связи (здесь и далее обозначения элементов приведены согласно принципиальной схеме на рисунке 5.1):

$$R_3 = \frac{E_Э}{I_{K0}} = \frac{3}{0,005} = 600\text{Ом};$$

4) постоянная составляющая импульсов тока базы:

$$I_{B0} = \frac{I_{K0}}{\beta_0} = \frac{0,005}{122,5} = 4 \cdot 10^{-5} \text{ A};$$

5) задаем ток делителя:

$$I_{дел} = 15 \cdot I_{B0} = 15 \cdot 4 \cdot 10^{-5} = 6 \cdot 10^{-4} \text{ A};$$

6) сопротивление делителя:

$$R_{дел} = \frac{E_K}{I_{дел}} = \frac{12}{6 \cdot 10^{-4}} = 20 \text{ кОм};$$

7) постоянный потенциал на базе относительно общего провода:

$$E_B = E_{\mathcal{E}} + E'_B = 3 + 0,7 = 3,7 \text{ В};$$

8) сопротивление резистора нижнего плеча делителя:

$$R_2 = \frac{E_B}{I_{дел}} = \frac{3,7}{6 \cdot 10^{-4}} = 6 \text{ кОм};$$

9) сопротивление резистора верхнего плеча делителя:

$$R_1 = R_{дел} - R_2 = (20 - 6) \cdot 10^3 = 14 \text{ кОм};$$

Расчет по переменному току:

11) определим высокочастотное сопротивление базы:

$$r'_B = \frac{\tau_{OC}}{C_K} = \frac{20 \cdot 10^{-12}}{3 \cdot 10^{-12}} = 6,7 \text{ Ом};$$

12) рассчитаем сопротивление эмиттерного перехода:

$$r_{\mathcal{E}} \approx \frac{26 \cdot 10^{-3}}{I_{K0}} = \frac{26 \cdot 10^{-3}}{5 \cdot 10^{-3}} = 5,2 \text{ Ом};$$

13) найдем крутизну транзистора:

$$S = \frac{\beta_0}{r'_B + \beta_0 \cdot r_{\mathcal{E}}} = \frac{122,5}{6,7 + 122,5 \cdot 5,2} = 0,19 \frac{\text{A}}{\text{В}};$$

14) зададим коэффициент регенерации $G = 6,3$ и определим управляющее сопротивление:

$$R_Y = \frac{G}{S} = \frac{6,3}{0,19} = 33,1 \text{ Ом};$$

15) зададим отношение $K'_{oc} = C_3/C_1 = 0,1$ и вычислим реактивное сопротивление конденсатора C_3 :

$$X_3 = \sqrt{\frac{R_Y \cdot r_{KB}}{K'_{oc}}} = \sqrt{\frac{33,1 \cdot 100}{0,1}} = 182 \text{ Ом};$$

16) Отсюда найдем емкость конденсатора:

$$C_3 = \frac{1}{2\pi \cdot f_{AG} \cdot X_3} = \frac{1}{6,28 \cdot 10,5 \cdot 10^6 \cdot 182} = 83 \text{ нФ};$$

Тогда:

$$C_1 = \frac{C_3}{K'_{OC}} = \frac{83 \cdot 10^{-12}}{0,1} = 830 \text{ нФ};$$

Следовательно:

$$X_1 = \frac{1}{2\pi \cdot f_{AG} \cdot C_1} = \frac{1}{6,28 \cdot 10,5 \cdot 10^6 \cdot 830 \cdot 10^{-12}} = 18,2 \text{ Ом};$$

17) определим величину емкости блокировочного конденсатора C_2 :

$$C_2 = \frac{20}{2\pi \cdot f_{AG} \cdot r_Э} = \frac{20}{6,28 \cdot 10,5 \cdot 10^6 \cdot 5,2} = 58,3 \text{ нФ};$$

18) рассчитаем дроссель L_7 цепи коллекторного питания:

$$L_1 = \frac{30 \cdot X_3}{2\pi \cdot f_{AG}} = \frac{30 \cdot 182}{6,28 \cdot 10,5 \cdot 10^6} = 83 \text{ мкГн};$$

19) сопротивление базового делителя переменному току:

$$R_{дел} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = \frac{14 \cdot 6 \cdot 10^3}{14 + 6} = 4,2 \text{ кОм};$$

20) определим коэффициент $\gamma_t(\theta)$ для стационарного режима:

$$\gamma_t(\theta) = \frac{1}{G} = \frac{1}{6,3} = 0,16;$$

ему соответствует угол отсечки $\theta = 55^\circ$, для которого коэффициенты Берга равны:

$$\alpha_0(\theta) = 0,2;$$

$$\alpha_1(\theta) = 0,36;$$

21) вычислим амплитуду импульса коллекторного тока:

$$I_{mK} = \frac{I_{K0}}{\alpha_0(\theta)} = \frac{5 \cdot 10^{-3}}{0,2} = 25 \text{ мА};$$

22) определим амплитуду первой гармоники коллекторного тока:

$$I_{K1} = \alpha_1(\theta) \cdot I_{mK} = 0,36 \cdot 25 \cdot 10^{-3} = 9,1 \text{ мА};$$

23) рассчитаем амплитуду напряжения на базе:

$$U_{mб} = I_{K1} \cdot R_Y = 9,1 \cdot 10^{-3} \cdot 33,1 = 0,3 \text{ В};$$

24) вычислим модуль коэффициента обратной связи:

$$|K'_{OC}| = \frac{X_{14}}{\sqrt{X_3^2 + r_{KB}^2}} = \frac{18,2}{\sqrt{182^2 + 100^2}} = 0,09;$$

25) находим амплитуду переменного напряжения на коллекторе:

$$U_{mK} = \frac{U_{m\bar{b}}}{|K'_{OC}|} = \frac{0,3}{0,09} = 3,45 \text{ В};$$

26) определяем мощность, потребляемую от источника питания коллекторной цепью:

$$P_0 = I_{K0} \cdot E_K = 5 \cdot 10^{-3} \cdot 12 = 0,06 \text{ Вт};$$

27) мощность, рассеиваемая кварцевым резонатором:

$$P_{KB} = 0,5 \cdot \left(\frac{U_{m\bar{b}}}{X_1} \right)^2 \cdot r_{KB} = 0,5 \cdot \left(\frac{0,3}{18,2} \right)^2 \cdot 100 = 13,8 \text{ мВт};$$

28) оценим величину допускаемого сопротивления нагрузки:

$$R_{H\text{доп}} \geq \frac{5 \cdot U_{mK}^2}{P_{KB}} = \frac{5 \cdot 3,45^2}{0,0138} = 3,27 \text{ кОм};$$

29) Максимальная мощность, отдаваемая в нагрузку:

$$P_{\text{ВЫХ}} = \frac{U_{mK}^2}{2 \cdot R_{H\text{доп}}} = \frac{3,45^2}{2 \cdot 3270} = 1,82 \text{ мВт}.$$

7. СПИСОК РЕКОМЕНДУЕМОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

1. Радиопередающие устройства /Под ред. В.В. Шахгильдяна. - М.: Радио и связь, 1996.-560с.
2. Петров Б.Е., Романюк В.А. Радиопередающие устройства на полупроводниковых приборах. - М.: Высшая школа, 1989.- 232 с.
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. Функциональные устройства формирования сигналов/ Под ред. С.А.Баруздина, Ю.В.Егорова, Б.А.Калиникос и др. - М.: Радио и связь, 1995-288 с.
5. Проектирование радиопередатчиков / Под ред. В.В.Шахгильдяна. - М.: Радио и связь, 2000. - 656 с.
6. Бордус А.Д. Устройства формирования сигналов. Часть 2. Модуляция: Учебное пособие. - Томск: Томский межвузовский центр дистанционного образования, 2001.
7. Полупроводниковые приборы. Транзисторы средней и большой мощности: Справочник /Под. Ред. А.В.Голомедова. - М.: Радио и связь, 1989. -640с.
8. Альтшуллер Г.Б. Управление частотой кварцевых генераторов. - М.: Радио и связь, 1975. - 232 с.
9. Справочные данные транзисторов, применяемых в РПУ. - Ротапринт ТИАСУРа. - Томск, 1986. - 10 с.
10. Транзисторы для аппаратуры широкого применения: Справочник. / Под ред. Б. Л. Перельмана. -М.: Радио и связь, 1981. - 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. Проектирование радиопередающих устройств СВЧ/ Под ред. Г. М. Уткина - М.: Сов. радио, 1979. - 320 с.
15. Мейнке Х., Гундлах Ф. В. Радиотехнический справочник. - М.: - Л: Гос-энергоиздат, 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. Генераторы с внешним возбуждением. Автогенераторы: Учебное пособие. - Томск: Томский межвузовский центр дистанционного образования, 2001. - 92

ПРИЛОЖЕНИЕ 1

Формулы для расчета Y-параметров транзисторов:

$$h = 1 + \frac{40 \cdot I_{\text{Э0}} \cdot r_B}{\beta_0};$$

$$I_{\text{Э0}} = I_{\text{К0}} \cdot \left(1 + \frac{1}{\beta_0}\right);$$

$$M = 40 \cdot I_{\text{Э0}} \cdot \frac{r_B}{h};$$

$$\varepsilon_f = \frac{f_0}{f_t};$$

$$\mu^2 = 1 + \varepsilon_f^2 \cdot M^2;$$

$$Y_{11} = \frac{40 \cdot I_{\text{Э0}}}{\mu^2 \cdot h} \cdot \left(\frac{1}{\beta_0} + \varepsilon_f^2 \cdot M + j\varepsilon_f \cdot \left(1 - \frac{M}{\beta_0}\right) \right);$$

$$Y_{12} = -\frac{0,4 \cdot \varepsilon_f \cdot M \cdot 2\pi \cdot f_0 \cdot C_K}{\mu^2 \cdot h} - j2\pi \cdot f_0 \cdot C_K \frac{1 + \mu^2 \cdot h}{\mu^2 \cdot h};$$

$$Y_{21} = \frac{40 \cdot I_{\text{Э0}}}{\mu^2 \cdot h} \cdot (1 - j\varepsilon_f \cdot M);$$

$$Y_{22} = \frac{0,4 \cdot \varepsilon_f \cdot M^2 \cdot 2\pi \cdot f_0 \cdot C_K}{\mu^2 \cdot h} + j2\pi \cdot f_0 \cdot C_K \cdot \left(1 + 0,4 \cdot \frac{M}{\mu^2}\right).$$