

**ФЕДЕРАЛЬНОЕ АГЕНТСТВО ВОЗДУШНОГО ТРАНСПОРТА
ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ
ВЫСШЕГО ПРОФЕССИОНАЛЬНОГО ОБРАЗОВАНИЯ
«МОСКОВСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ
ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ
ГРАЖДАНСКОЙ АВИАЦИИ»**

**Кафедра радиотехнических устройств
В.Н. Дивеев**

«ФОРМИРОВАНИЕ И ПЕРЕДАЧА СИГНАЛОВ»

**ПОСОБИЕ
К КУРСОВОМУ ПРОЕКТИРОВАНИЮ**

**для студентов
специальности 160905
всех форм обучения**

Москва - 2007

ББК 6Ф. 12

Д44

Рецензент -

Дивеев В.Н. Формирование и передача сигналов, Пособие к выполнению курсового проекта. МГТУ ГА, 2007. - 60 с.

Данное методическое пособие издаётся в соответствии с учебным планом для студентов 3 курса дневного и 4 курса заочного обучения специальности 160905.

Рассмотрено и одобрено на заседании кафедры РТУ 30.01.07г. и методического совета по специальности 160905 21.02.07г.

Введение.

Данное пособие содержит методические материалы по проектированию и расчету основных структурных и принципиальных схем радиопередатчиков с амплитудной, частотной, однополосной и импульсной модуляцией. Эти материалы призваны помочь студентам в выполнении курсового проекта по устройствам формирования и передачи сигналов. Основные требования, предъявляемые к курсовому проекту, изложены в разделе - 1, а специально для студентов заочного отделения в [21]. Задания на курсовой проект студентам дневного отделения выдаются индивидуально, студенты заочного отделения выбирают вариант задания в соответствии с требованиями, изложенными в [21] или здесь. В целом тематика курсовых проектов охватывает следующие виды радиопередающих устройств:

- передатчики связные, УКВ - диапазона с АМ;
- передатчики связные, СВ и МВ - диапазона с ОМ;
- передатчики навигационных систем с АМ;
- передатчики связные, УКВ - диапазона с ЧМ;
- передатчики СВЧ навигационных систем с ЧМ;
- передатчики СВЧ радиолокационные с ИМ;
- передатчики СВЧ навигационные с ИМ.

При составлении данного издания не ставилась задача описать в целом содержание курсового проекта (далее КП), тем более любого из типов передатчиков, учитывая их многообразие. Основным содержанием издания является следующее:

- изложение требований к содержанию и оформлению КП;
- изложение методики внешнего проектирования передатчика;
- изложение методик проектирования и расчетов структурных схем передатчиков различных типов;
- изложение методик проектирования принципиальных схем, расчетов их с учетом специфического характера этих схем в передатчиках различных типов;
- рекомендации по выбору элементарной базы проектируемых схем и сведения по основным данным активных элементов, приводимых в приложениях.

Следует иметь в виду, что реализация отдельно взятого передатчика может быть различной и предлагаемый в пособии вариант является не единственным. Это же относится к расчету каскадов передатчика, так как могут быть использованы различные методики расчетов однотипных каскадов, приводимые в литературе. Выполнение курсового проекта является творческой задачей и приводимые здесь рекомендации и методики являются определенным ориентиром, а не правилом для выполнения курсового проекта. В издании приводится перечень литературных источников по его тематике.

Следует иметь в виду, что материалы расчетов могут быть успешно

использованы для выполнения контрольных работ. В конце пособия приведены Приложения со сведениями по элементной базе, по параметрам электронного режима ГВВ, а также исходные данные вариантов курсовых проектов для студентов заочного обучения (Приложение 14).

1. Требования к курсовому проекту

1.1. Характеристика исходных данных на проектирование

Для связных передатчиков задается:

диапазон рабочих частот [МГц];

выходная мощность в нагрузке [Вт];

вид и параметры модуляции: АМ, ЧМ, ОМ;

диапазон частот модулирующего сигнала [кГц];

рекомендуемая элементная база: транзисторы, лампы, интегральные схемы;

место установки: борт ВС, наземная;

могут быть указаны требования к стабильности частоты.

Для навигационных передатчиков с непрерывным излучением (с АМ, ЧМ) задается тот же перечень исходных данных.

Для радиолокационных и радионавигационных передатчиков с ИМ задаются:

рабочая длина волны [см] (или частота [МГц]);

мощность импульсная в нагрузке [кВт];

длительность импульса [мкс];

частота следования импульсов [Гц];

рекомендуемый тип генератора СВЧ (магнетрон, клистрон, МКЛ, твердотельные элементы);

место установки.

1.2. Требования к содержанию курсового проекта

Курсовой проект должен содержать следующие материалы:

пояснительная записка;

графическая часть — чертеж на ватмане (а1) карандашом,

содержащий полную принципиальную схему передатчика.

1.2.1. Пояснительная записка

Пояснительную записку следует выполнить, согласно ГОСТ 2.106-79 и 2.106-68. Образец титульного листа приведен в Приложении 1. Шифр документа (например: РС-94012.КП.01.22.00.42.ПЗ) содержит последовательно:

шифр студента, наименование документа (КП—курсовой проект), 01—номер проекта в учебном плане, 22—код кафедры, 00—промежуточные позиции кодов документации, 42—номер варианта задания, ПЗ—пояснительная записка. После титульного листа: техническое задание, содержание, введение, главы и разделы, заключение, литература, перечень элементов, приложение. В тексте обязательно приводятся все схемы каскадов, которые рассчитываются с указанием всех элементов; обозначения всех элементов должны соответствовать их обозначениям в тексте расчетов. Примерная последовательность разделов в пояснительной записке:

- введение;
- внешнее проектирование устройства;
- разработка и расчет структурной схемы;
- разработка схем и расчет каскадов принципиальной схемы;
- выбор типа и параметров синтезатора частоты (для диапазонных передатчиков);
- требования к номиналам источников питания передатчика (напряжения, токи, мощности) и расчет промышленного КПД;
- заключение;
- литература;
- перечень элементов;
- приложения.

Перечень элементов составляется для всех элементов в рассчитанных схемах. Ссылки на литературу в тексте пояснительной записки обязательны. На первой, после титульного листа, странице записки должна быть сделана основная надпись (штамп) в соответствии с ГОСТ 2.104-68. Каждый лист записки следует отформатировать с листовым (малым) штампом. Следует при оформлении документации соблюдать требования ГОСТ 2.105-79 и применительно к учебному процессу стандарта МГТУ ГА СТП 113221-208-85 и СТП 113221-106-85 "Курсовое проектирование".

Примерное содержание разделов пояснительной записки:

Во введении отмечаются особенности проектируемого передатчика, область его применения, требования к техническому уровню подобных передатчиков.

Внешнее проектирование должно содержать анализ характеристик и параметров входных и выходных сигналов: математическую модель этих сигналов, величины параметров этих сигналов: уровни напряжений (мощностей), ширину спектра, параметры модуляции, стабильности частот, их диапазоны и дискретность, параметры допустимых искажений. Здесь же следует произвести расчет числа и границ поддиапазонов (для диапазонных передатчиков).

Задачей разработки и расчета структурной схемы передатчика является определения количества и назначения каскадов, их мощностных, частотных

параметров и выбор активных элементов каскадов.

Содержанием раздела по разработке и расчету каскадов принципиальной схемы является проектирование полных схем и полный электрический расчет электронных режимов и всех элементов схем с учетом схем согласования. Общее число различных рассчитываемых каскадов должно быть не менее трех, а именно:

В передатчиках с амплитудной модуляцией рассчитываются: выходной каскад в режимах максимальной мощности и несущей, предоконечный каскад в тех же режимах, выходной каскад модулятора или автогенератор возбудителя.

В передатчиках с однополосной модуляцией рассчитываются: выходной каскад, балансный модулятор, автогенератор или промежуточный каскад.

В передатчиках с частотной модуляцией рассчитываются: выходной каскад, автогенератор с частотным модулятором, промежуточный каскад в режиме умножения частоты.

В импульсных передатчиках рассчитываются все каскады: задающий генератор (подмодулятор), модулятор, генератор СВЧ.

Указанные рекомендации не являются императивными и могут быть уточнены индивидуально в процессе проектирования по согласованию с руководителем.

При разработке диапазонных передатчиков необходимо выбрать тип синтезатора частот и его параметры: рабочий диапазон, дискретность, стабильность частот с учетом содержания каскадов структурной схемы (умножителей частот).

Для расчета промышленного КПД передатчика необходимо знать параметры всех источников питания, которые определяются как результатами расчетов электронных режимов каскадов, так и определения типовых режимов, не рассчитываемых каскадов схемы. В записке надо описать, каким образом заданные напряжения бортовых или наземных источников питания преобразуются в требуемые для каскадов напряжения, полученные в расчетах.

В заключении рассматриваются достоинства и преимущества спроектированного передатчика, даются рекомендации по его применению.

Выполнение списка литературы и ссылки на него в тексте должны соответствовать ГОСТ 2.1 - 84.

В приложениях приводятся: перечень элементов к принципиальной схеме, выполненный по требованиям ЕСКД, распечатки программ расчетов и другие материалы, использованные при расчетах.

Изложение материала в пояснительной записке должно быть кратким, но достаточно полным, не следует излагать общеизвестные сведения. Сокращение слов, как правило, не допускается. Условные обозначения физических, математических и других величин, а также условные графические обозначения должны соответствовать стандартам. Расчеты по формулам следует про-

изводить в порядке: буквенное написание, подстановка числовых значений, результат с указанием размерности. Графические способы расчетов необходимо иллюстрировать. После расчета величины элементов схем необходимо производить выбор их номиналов в соответствии с рядом номиналов сопротивлений и конденсаторов.

1.2.2. Графическая часть

Содержанием графической части является выполнение чертежа полной электрической принципиальной схемы передатчика, включающей как рассчитанные, так и выбранные без расчета каскады, состав которых должен соответствовать структурной схеме. Чертежи выполняются по ГОСТ 2.109 - 73, 2.104 - 68, а также ГОСТ 2.729 -74, 2.730 - 73, 2.731 - 81 и т. д. Цепи от внешних блоков (питания, синтезатора частот, синхронизатора и т. д.) следует ввести через разъемы, выход к фидеру или антенне следует оформлять отдельным разъемом, в том числе высокочастотным. Основная надпись имеет тот же вид, что и в пояснительной записке, последняя позиция в шифре должна иметь вид —ЭЗ. Все элементы схемы должны иметь сквозную нумерацию, на чертеже можно размещать и перечень элементов.

2. Методические материалы по расчету и проектированию структурных схем

2.1. Разбивка на поддиапазоны

В любом передатчике с **непрерывным** излучением сигналов первой операцией должно быть определение числа и границ поддиапазонов. Это производится следующим образом.

Коэффициент перекрытия диапазона рабочих частот передатчика

$$K_f = \frac{f_{\max}}{f_{\min}}$$

Если $K_f > 1.7 \dots 2$, то следует определить количество поддиапазонов, если $K_f < 1.7 \dots 2$, то можно ограничиться одним диапазоном. Необходимое количество

поддиапазонов равно $n = \frac{\lg K_f}{\lg K_{10}}$, где $K_{10} \leq 1.7$ — коэффициент перекрытия

одного поддиапазона. Число n выбирается целым, как правило, большим. При этом фактический коэффициент перекрытия одного поддиапазона, определяемый n ,

$$K_{f1} = \sqrt[n]{K_f}.$$

Границы поддиапазонов определяются так:

$$\text{I поддиапазон} \quad f_{\min 1} = f_{\min}, \quad f_{\max 1} = f_{\min 1} \cdot K_{f1}$$

$$\text{II поддиапазон} \quad f_{\min 2} = f_{\max 1}, \quad f_{\max 2} = f_{\min 2} \cdot K_{f1}$$

.....

$$\text{n поддиапазон} \quad f_{\min n} = f_{\max n-1}, \quad f_{\max n} = f_{\max}$$

С учетом 5% перекрытия поддиапазонов окончательно получаем:

$$f'_{\min i} = f_{\min i} (1 - 0.05); \quad f'_{\max i} = f_{\max i} (1 + 0.05)$$

2.2. Разработка и расчет структурной схемы передатчика с амплитудной модуляцией

Находим номинальную мощность активного элемента выходного каскада (ГВВ):

$$P_{\text{вых}} = \frac{K_{ПЗ} \cdot K_m \cdot P_1}{\eta_K \cdot \eta_T \cdot \eta_\Phi} \quad (2.1)$$

где $K_{ПЗ}$ — коэффициент производственного запаса, равный 1.2... 1.4, $K_m = (1 + m)^2$ — коэффициент, учитывающий значение коэффициента амплитудной модуляции m , P_1 — заданная мощность в нагрузке, η_K — КПД колебательной системы, равный (0.95...0.98), η_Φ — КПД согласующего фильтра (0.8...0.9), η_T — КПД симметрирующего трансформатора на выходе колебательной системы при симметричном входе антенны, равный (0.9...0.95).

По полученному значению $P_{\text{ВЫХ}}$ и заданному значению f_{\max} следует выбрать тип транзистора выходного каскада, ориентируясь на следующие критерии: $f_{\max} < 3 f_T, P_{\text{ВЫХ}} \leq 0.8 P_{\text{ВЫХ } T}$, где $P_{\text{ВЫХ } T}$ — допустимая мощность

транзистора, f_T — его граничная частота.

Если полученное значение $P_{\text{ВЫХ}} > 40$ Вт (особенно в диапазоне УКВ), то целесообразно применить модульное построение ГВВ по схеме сложения мощностей.

При этом мощность, развиваемая на выходе одного активного элемента

$$P_A = \frac{P_{\text{ВЫХ}}}{N \cdot \eta_c}, \text{ где } N \text{ — число модулей сложения мощностей, } \eta_c \text{ — КПД}$$

суммирующей системы, равного 0.85... 0.9.

Мощность, необходимая для возбуждения всего выходного каскада в N раз больше мощности возбуждения одного модуля.

Выходная мощность предвыходного каскада

$$P_{ВЫХ П} = \frac{K_{ПЗ} \cdot K_{m2} \cdot P_A \cdot N}{K_p \cdot \eta_D} \quad (2.2)$$

где K_p —коэффициент усиления по мощности выходного каскада, равный 5...8 для схем с общей базой (см. также [1], стр.60); $K_{m2} = (1 + m_2)^2$ —коэффициент, учитывающий модуляцию в предоконечном каскаде, если она предусматривается, величина $m_2 \leq (0.7...0.8)m$; η_D —КПД цепей распределения мощности включенного между предвыходным и выходным каскадами, порядка 0,85...0,95. Вопрос о модульном построении предвыходного каскада решается так же как и в случае выходного каскада, также решается вопрос о выборе типа активного элемента.

Далее должен быть решен вопрос о числе и составе промежуточных каскадов, общее число этих каскадов l определим по соотношениям:

$$l = \frac{\lg K_{Pl}}{\lg K_{p1}}, \quad K_{Pl} = \frac{P_{ВЫХ.ПР}}{P_{ВЫХ.СЧ}}, \quad P_{ВЫХ.ПР} = \frac{P_{ВЫХ.П}}{K_p \cdot \eta_{СЦ}} \quad (2.3)$$

(2.3)

где K_{Pl} —коэффициент усиления по мощности всего тракта промежуточного усиления; K_{p1} — коэффициент усиления по мощности одного каскада промежуточного усилителя, равный 10...25 для ОЭ и 10...20 для ОБ; $P_{ВЫХ.ПР}$ — выходная мощность последнего промежуточного усилителя; $P_{ВЫХ.СЧ}$ — выходная мощность возбудителя (синтезатора) частот, ориентировочно равная 0.025...0.06Вт; $\eta_{СЦ}$ —КПД межкаскадных согласующих цепей (0.88...0.9).

В указанных передатчиках целесообразно в состав промежуточных каскадов включить каскады умножения частоты с целью понижения номиналов частот возбудителя, что позволяет повысить стабильность частот возбудителя. Коэффициент умножения в целом следует задавать в пределах 4...6 (два удвоителя или удвоитель и утроитель частоты).

Далее необходимо определить мощностные показатели каждого промежуточного каскада, пользуясь общей формулой:

$$P_{ВЫХi} = \frac{P_{ВЫХ(i+1)}}{K_{p(i+1)} \eta_{СЦ}} \quad (2.4)$$

и произвести выбор активного элемента каскада, учитывая значение максимальной частоты, на которую он должен работать. Таким образом, структурная схема тракта высокой частоты передатчика определена.

Определим структуру модулятора, рассчитав сначала требуемую выходную мощность модулятора

$$P_{ВЫХ М} = 0.5m^2 P_{ВЫХ} + 0.5m_2^2 P_{ВЫХ П} \quad (2.5)$$

для случая коллекторной модуляции и

$$P_{ВЫХ \delta} \cong \frac{P_{ВЫХ М}}{K_p};$$

для случая базовой модуляции.

Если мощность $P_{ВЫХ М} > 5\text{Вт}$, то модулятор выполняется по двухтактной схеме своего выходного каскада. Далее следует выбрать тип активного элемента выходного каскада, учитывая, что усиление осуществляется на уровне низких частот (0,3...3,4кГц). На входе модулятора должна быть мощность

$$P_{ВХ М} = \frac{P_{ВЫХ М}}{K_{PH}},$$

где K_{PH} — коэффициент усиления по мощности модулятора, равный 20...25. Эту мощность должен обеспечить каскад подмодулятора. Число каскадов промежуточных усилителей определяется теми же соотношениями, что и для промежуточного тракта высокой частоты. С учетом того, что выходная мощность источника сигнала (микрофона) составляет ориентировочно 10...20 мкВт.

По окончании расчета структурной схемы следует выполнить итоговые действия:

составить таблицу (резюме) результатов расчета с перечнем всех каскадов и указанием мощностных, частотных (по f_{max} для каждого каскада) параметров, типа активного элемента и способа реализации каскада (ОЭ, ОБ, сложения мощностей и числа модулей при этом);

составить полную покаскадную структурную схему передатчика, например, Рис.1,

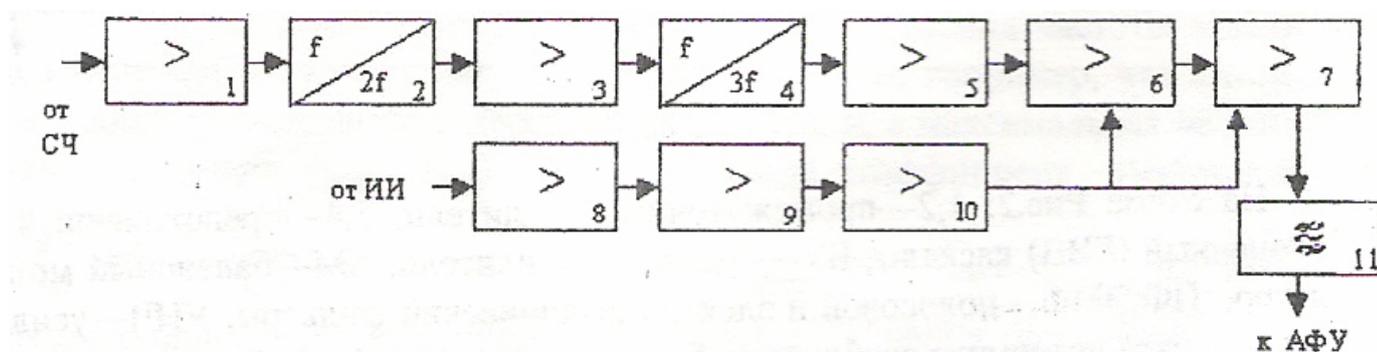


Рис.1

На схеме: 1,3,5—промежуточные (буферные) усилители, 6,7—предоконечный и оконечный усилители (ГВВ), 8,9—предварительные усилители модулятора, 10—оконечный усилитель модулятора, 11—согласующий полосовой фильтр, 2,4—умножители частоты.

2.3. Разработка и расчет структурной схемы передатчика с однополосной модуляцией

Первый этап—разбивка на поддиапазоны (см. 2.1). Далее—расчет $P_{ВЫХ}$ (2.1) с учетом $m=0$. Вопрос о способе построения оконечного каскада и выборе активного элемента решается аналогично рекомендациям в 2.2. Также решается вопрос о параметрах и структуре предоконечного каскада. Будем полагать, что на вход тракта промежуточных каскадов от схемы формирования однополосного сигнала (СФОС) поступает колебание мощностью $P_B=0,025...0,06$ Вт. Тогда вопрос о числе промежуточных каскадов и их параметрах решается на основе соотношений (2.3, 2.4), при этом значение частоты для них соответствует рабочей частоте передатчика, т.е. $f_p = f_{max}$. Следует помнить, что в тракте усилителя сформированного в СФОС сигнала, нельзя применять каскады умножения частоты.

Следующим этапом является разработка и расчет структурной схемы блока СФОС. Здесь рассматривается фильтровый метод формирования однополосного сигнала с двумя каскадами преобразования спектра исходного сигнала от ИИ и подавлением несущей (преднесущей) в балансных модуляторах. Тогда структурная схема блока СФОС имеет вид рис.2—совместно с трактом усиления.

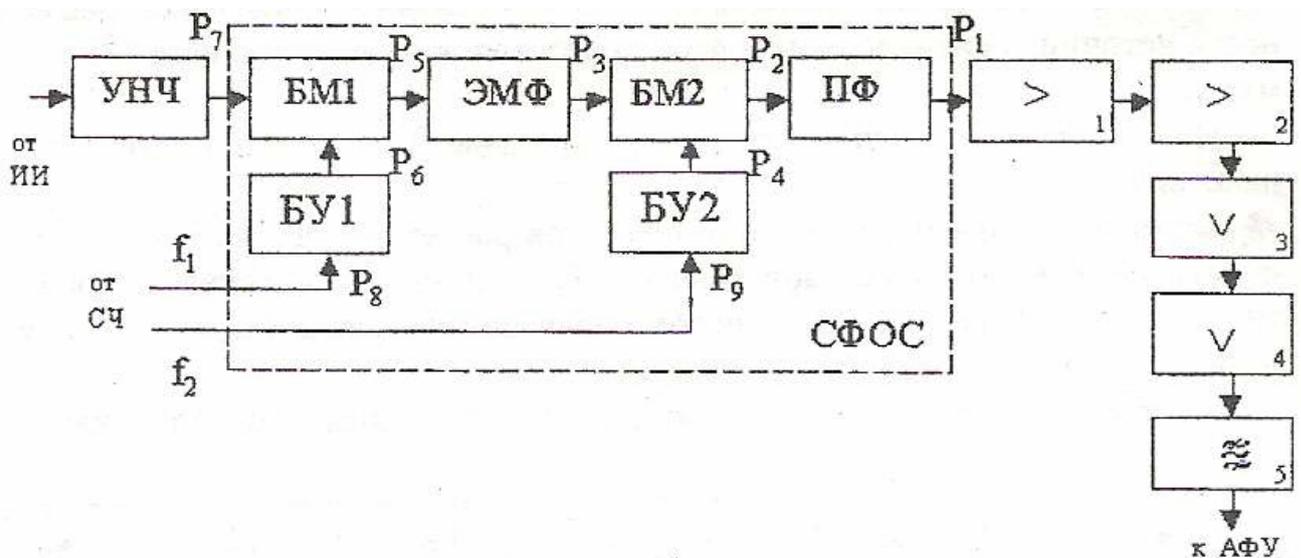


Рис.2

На схеме Рис.2: 1,2—промежуточные усилители, 3,4—предоконечный и оконечный (ГВВ) каскады, БУ—буферные усилители, БМ—балансный модулятор, ПФ,ЭМФ—полосовой и электромеханический фильтры, УНЧ—усилитель сигнала источника сообщений, f_1, f_2 —частоты поднесущей и несущей частоты, поступающие от возбuditеля (синтезатора частот), 5-полосовой согласующий фильтр.

На схеме указаны мощности на выходе каскадов, которые предстоит рассчитать. Мы условились, что $P_1 = P_B$ тогда

$$P_2 = \frac{P_B}{K_{ПФ}}, \quad K_{ПФ} \cong 0.5...0.7$$

$$P_3 + P_4 = \frac{P_2}{K_{БМ}}, \quad K_{БМ} \cong 0.1, \quad P_3 = \frac{P_2 \cdot 0.2}{K_{БМ}}, \quad P_4 = \frac{P_2 \cdot 0.8}{K_{БМ}}$$

$$P_5 = \frac{P_3}{K_{Ф}}, \quad K_{Ф} \cong 0.1...0.2 \text{ - коэффициент передачи ЭМФ}$$

$$P_6 + P_7 = \frac{P_5}{K_{БМ}} = P_{\Sigma}, \quad P_6 = 0.8P_{\Sigma}, \quad P_7 = 0.2P_{\Sigma}$$

Полагая, что от СЧ на частотах f_1 и f_2 поступают колебания мощностью порядка 0.05Вт, коэффициенты усиления по мощности буферных усилителей:

$$K_{p1} = \frac{P_6}{P_8} = \frac{P_6}{0.05}, \quad K_{p2} = \frac{P_4}{P_9} = \frac{P_4}{0.05}$$

Исходя из этих последних соотношений нужно решить вопрос о структуре каскадов буферных усилителей, полагая, что один каскад БУ обеспечивает $K_{\delta 1} \cong 30...40$. Вопрос о структуре УНЧ решается так же как и в 2.2 для структуры каскадов модулятора.

Заключительным этапом так же как и в 2.2 является составление резюме и полной структурной схемы передатчика.

2.4. Разработка и расчет структурной схемы передатчика с частотной модуляцией

Первый этап—разбивка на поддиапазоны (см.2.1).

Далее—расчет $P_{ВЫХ}$ (2.1) с учетом $K_m = 1$.

Процедура формирования ЧМ - радиосигнала обычно осуществляется задающим генератором передатчика на уровне пониженных частот по сравнению с диапазоном несущих. Значения частот задающего генератора целесообразно устанавливать в диапазоне порядка 20..30 МГц. Поэтому сперва следует определить необходимое значение коэффициента умножения частоты задающего генератора до уровня несущих частот. Положим, например, что

максимальная частота задающего генератора равна 30 МГц, а максимальная частота диапазона несущих ($f_{\min} \dots f_{\max}$) равна f_{\max} . Тогда коэффициент умножения $N = \frac{f_{\max}}{30}$, а минимальная частота задающего генератора

$f_{\min_ЗГ} = \frac{f_{\min}}{N}$, и диапазон перестройки задающего генератора будет $f_{\min_ЗГ} \dots$

30 МГц. Если задано значение индекса частотной модуляции $m_{ЧМ}$ и частота модуляции F_{\max} , то необходимое значение девиации частоты на выходе передатчика будет

$$\Delta f_{Д} = m_{ЧМ} \cdot F_{\max}$$

Соответственно от задающего, модулируемого по частоте генератора требуется получить $\Delta f_{Д_ЗГ} = \Delta f_{Д} / N$ и $m_{ЧМ_ЗГ} = \Delta f_{Д_ЗГ} / F_{\max}$. Целесообразными коэффициентами умножения одного каскада следует считать 2 и 3. Тогда следует обеспечить $N = 2^k \cdot 3^n$, где k —число каскадов умножения на 2 и n —число каскадов умножения на 3, общее число каскадов умножения $l = k + n$. Между каскадами умножения, особенно после умножения на 3, целесообразно ставить буферные усилители.

Можно предложить два типа структурных схем передатчика с ЧМ: с окончательными каскадами на ГВВ и с окончательными каскадами, построенными по схеме умножителей частоты (на варакторах), последний тип целесообразно применять в диапазоне СВЧ. При этом для варакторного варианта передатчика перед трактом варакторных умножителей следует помещать один-два каскада, построенных по схемам ГВВ, последний из которых служит как бы источником мощности ВЧ-колебаний для варакторного умножения частоты, т.к. варакторные умножители не являются усилителями мощности ВЧ-колебаний. Этот ГВВ будет самым мощным каскадом передатчика. Приведем для примера структурную схему передатчика варакторного типа, Рис 3.

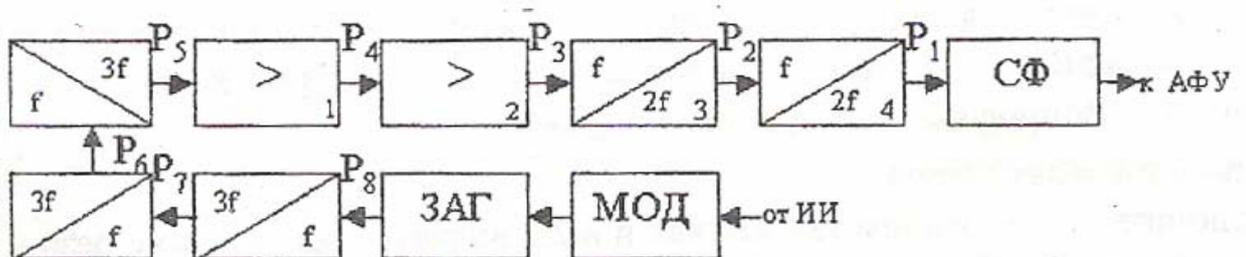


Рис.3

На Рис.3: 1,2—буферные усилители (ГВВ) для возбуждения цепочки варакторных умножителей 3,4, каждый из которых построен по схеме умножения на 2; между задающим генератором (ЗАГ) и усилителями расположена цепочка трех умножителей частоты на 3. Общий коэффициент умножения в схеме $N = 3^3 * 2^2 = 27 * 4 = 108$. На рисунке также указаны выходные мощности каскадов. Ориентировочные расчетные соотношения мощностей аналогичных каскадов имеют вид:

$$P_1 = P_{ВЫХ}, P_2 = \frac{P_1}{\eta_B \eta_K}, \eta_B = 0.5 \dots 0.8, \eta_K = 0.9$$

$$P_3 = \frac{P_2}{\eta_B \eta_K}, P_4 = \frac{P_3}{K_p \eta_K}, K_p = 3 \dots 8, P_5 = \frac{P_4}{K_p \eta_K}, P_6 = \frac{P_5}{K_p \eta_K}, P_8 = 0.001 \dots 0.003 \text{ Вт}$$

Выбор элементной базы должен соответствовать значениям P и f_{\max} для каждого каскада, например, для каскада 4: P_1, P_2 и $f = f_{\min} \dots f_{\max}$, для каскада 2: P_3 и $f_2 = f/4$, т.е. $f_{\max}/4$, для каскада первого утроителя: P_7 и $f = f/36$, т.е. $f_{\max}/36$ и т.д.

Пример схемы первого типа (с ГВВ на выходе):

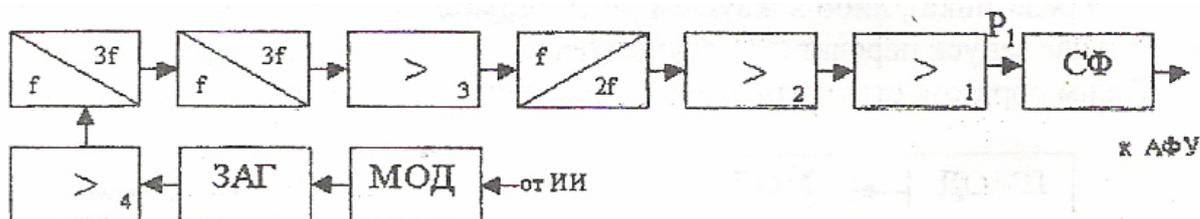


Рис.4

На Рис.4: 1,2,3,4—оконечный, предоконечный ГВВ, промежуточные усилители; умножители частоты транзисторного типа с общим коэффициентом умножения:

$$N = 3^2 \cdot 2 = 18, P_1 = P_{ВЫХ}$$

Мощностные параметры каскадов определяются аналогично параметрам каскадов 1,2 и умножителей схемы Рис.3. Для буферных усилителей 3,4 следует ориентироваться на соотношение (2.4). Частотные параметры определяются аналогично предыдущему случаю. Заключительный этап тот же что и в 2.2.

2.5. Разработка и расчет структурной схемы передатчика с импульсной модуляцией

Исходным данными для расчета являются: рабочая длина волны (часто

та) — $\lambda(f)$; импульсная мощность — $P_{И}$, кВт; длительность импульса — τ , мкс; частота повторения импульсов — F , Гц.

Определим мощность на выходе передатчика:

$$P_{ВЫХ} = \frac{K_{ПЗ} \cdot \alpha \cdot P_{Н}}{\eta_{\Phi}(1 - \Gamma^2)},$$
 где α — прямое затухание ферритового вентиля, лежащее в

пределах (0.5...0.8) дБ=1.12...1.2; η_{Φ} — КПД антенно-фидерного тракта — 0.85...0.95; Γ — коэффициент отражения нагрузки — 0.1...0.4. По величине $P_{ВЫХ}$ и f выбирается тип электронного прибора ГСВЧ (магнетрон, клистрон, МКЛ и т.д.), которые также должны удовлетворять заданным τ и F .

По техническим данным типового режима или по рабочим характеристикам выбранного электронного прибора определяются значения тока — I_0 и напряжения — U_0 в импульсе, требуемые от импульсного модулятора. На основе этих параметров определяются напряжение на аноде модуляторной лампы во время паузы $E_a = 1.2 \cdot U_0$ и ток через эту лампу во время импульса $I_a = 1.1 \cdot I_0$.

Исходя из этих значений E_a и I_a , производится выбор модуляторной лампы и вид схемы модулятора. При импульсных мощностях, не превышающих 200...250 кВт, целесообразно модулятор строить по схеме с частичным разрядом накопителя, при больших мощностях — по схеме с полным разрядом. В первом случае модуляторная лампа — электровакуумный прибор типа ГМИ, во втором — газополная лампа — тиратрон. При выборе лампы следует также учитывать требуемые величины τ и F , указываемые в технических данных ламп.

Для обеспечения работы модулятора обычно используется подмодулятор, обеспечивающий необходимую форму и параметры запускающих импульсов. Подмодулятор может быть реализован как достаточно мощный блокинг-генератор, работающий в автоколебательном режиме (малая и средняя мощность передатчика), либо в ждущем режиме (мощные передатчики). В последнем случае запуск передатчика осуществляется от синхронизатора станции. Таким образом, структурная схема передатчика будет иметь вид, Рис.5.

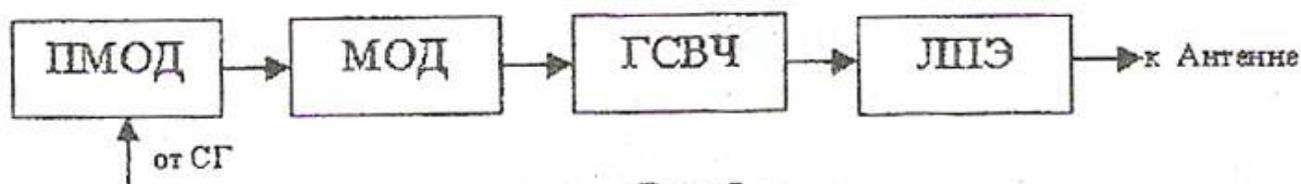


Рис.5

Резюме по схеме должно содержать перечень блоков с указанием мощностей входных и выходных сигналов, токов, напряжений в импульсе, временных параметров сигналов, выбранной элементной базы и типа схем.

3. Методические материалы по расчету и проектированию схем каскадов передатчиков

3.1. Расчет выходного ГВВ передатчика

Здесь рассматривается методика расчета схемы ГВВ на транзисторе, тип которого выбран в процессе проектирования структурной схемы. Прежде всего надо выписать все параметры транзистора, приводимые в справочной литературе :

$U_{КЭ_ДОП}$, $U_{БЭ_ДОП}$, $I_{К_ДОП}$, $P_{К_ДОП}$, $P_{ВЫХ_max}$, f_T , $r_{б}$, $R_{Э}$, $r_{НАС}$, $C_{КА}$, $C_{КП}$, $C_{Э}$
 L_K , E' , β_0

и т.д.

Положим, что ГВВ построен по схеме сложения мощностей и рассчитываемый каскад является одним из аналогичных модулей схемы, выходная мощность которого равна P_1 . Схема этого модуля приведена на Рис.6 с указанием цепи амплитудной коллекторной модуляции.

Выбираем критический режим работы ГВВ в классе В с углом отсечки $\theta=80...120^\circ$, обычно применяют $\theta=90^\circ$. Находим соответствующие значения $\alpha_1(\theta)$, $\alpha_0(\theta)$, $\gamma_1(\theta)$, $\gamma_0(\theta)$ в приложениях, например.

Определяем амплитуду первой гармоники коллекторного напряжения в граничном режиме:

$$U_K = \frac{U_{КЭ_ДОП}}{4} \left(1 + \sqrt{1 - \frac{16 * r_{НАС} * P_1}{\alpha_1 * U_{КЭ_ДОП}^2}} \right)$$

Напряжение коллекторного питания выбираем как $E_K \geq (1.1...1.2)U_K$ так, чтобы $U_{K_max} = E_K + U_K < U_{КЭ_ДОП}$

Амплитуда первой гармоники коллекторного тока, ток постоянной составляющей, максимальный ток и постоянные токи базы и эмиттера:

$$I_{k1} = 2P_1 / U_k, \quad I_{k0} = I_{k1} \alpha_0 / \alpha_1, \quad I_{b0} = I_{k0} / \beta_0, \quad I_{km} = I_{k1} / \alpha_1.$$

Эти токи должны быть меньше допустимых.

Энергетические параметры: потребляемая от источника питания мощность, мощность рассеяния на коллекторе, КПД коллекторной цепи:

$$P_0 = E_K * I_K, P_K = P_0 - P_1 < P_{K_доп}, \eta = \frac{P_1}{P_0}$$

Сопротивление коллекторной нагрузки $R_{oe} = \frac{U_K^2}{2P_1}$.

Расчет входной цепи выходного каскада.

Постоянная времени открытого эмиттерного перехода и эквивалентная постоянная времени:

$$\omega\tau_1 = \beta_0 \frac{f}{f_T}, \omega\tau_{ЭКВ} = \omega\tau_1 + \beta_0\omega C_K R_{oe}\alpha_1, \text{ где } \omega = \omega_{\max}$$

Амплитуда входного тока каскада:

$$I_{BX1} = \frac{\sqrt{1 + (\omega\tau_{ЭКВ})^2}}{\beta_0\alpha_1} I_{K1}$$

Дополнительное сопротивление и емкость входной цепи:

$$R_1 = \frac{\beta_0}{2\pi f_T C_{Э}}, C_1 = \frac{\beta_0}{2\pi f_T R_1 \cdot r_{\delta} / (R_1 + r_{\delta})} - C_{Э}$$

Если $f_{\max} > \frac{3f_T}{\beta_0}$, то R_1 можно не ставить и принять $R_1 \gg r_{\delta}$ для расчета C_1 , т.е. в знаменателе будет только r_{δ} . Если в расчете $C_1 < 0$, то C_1 тоже не следует ставить.

Максимальная величина обратного напряжения на эмиттерном переходе:

$$U_{\delta m} = \frac{I_{BX1}(1 + \cos\theta)R_D}{\sqrt{1 + (\omega\tau_1)^2}} - E' < U_{\delta_доп}$$

Напряжение смещения на эмиттерном переходе:

$$E_{\delta} = -\alpha_1(\pi - \theta)r_{\delta}I_{BX1} + |E'| + I_{\delta 0}[r_{\delta} + (1 + \beta_0)r_{\delta}]$$

Входное сопротивление транзистора:

$$\dot{Z}_{BX} = R_{BX} + jX_{BX}$$

$$R_{BX} \cong r_{\delta} + r_{\delta} + \alpha_1 \cdot 2\pi f_T L_{\delta} + \frac{[r_{\delta}\alpha_1(\pi - \theta) + \alpha_1(\beta_0 r_{\delta} - \omega_T L_{\delta})]}{\sqrt{1 + (\omega\tau_{ЭКВ})^2}}$$

$$X_{BX} \cong 2\pi f_T (L_{\text{Э}} + L_{\sigma}) - \frac{[r_{\sigma} \alpha_1 (\pi - \theta) + \alpha_1 (\beta_0 r_{\text{Э}} - \omega_T L_{\text{Э}})] \omega \tau_{\text{ЭKB}}}{\sqrt{1 + (\omega \tau_{\text{ЭKB}})^2}}$$

Мощность возбуждения $P_{\text{BX}} = 1/2 I_{\text{BX}}^2 \cdot R_{\text{BX}}$ и коэффициент усиления по мощности $K_p = \frac{P_1}{P_{\text{BX}}}$.

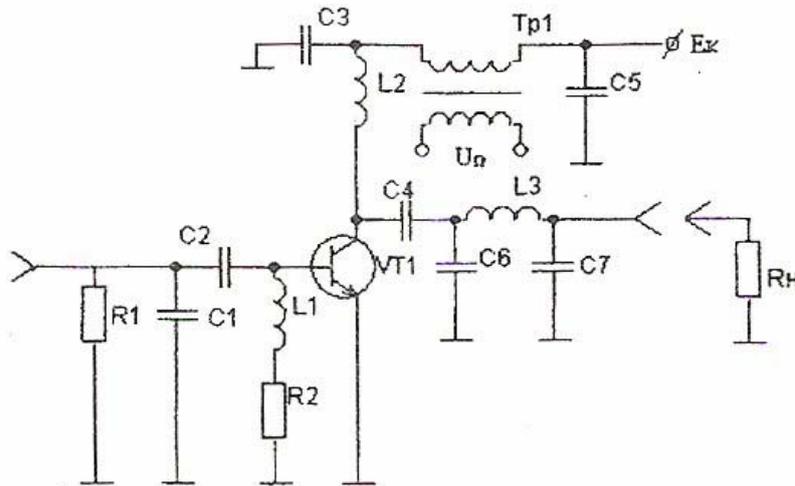


Рис.6

На Рис.6 показана схема рассчитываемого ГВВ применительно к случаю амплитудной модуляции коллекторного типа, где Tr1—модуляционный трансформатор. В ГВВ с другими видами модуляции (ОМ, ЧМ) этого трансформатора не будет.

3.2 Расчет согласующего четырехполюсника

Полагаем, что нагрузкой передатчика является коаксиальный кабель с волновым сопротивлением ρ . Тогда нагрузкой для одного ГВВ системы сложения мощностей будет сопротивление $R_i = \rho / N$ (для последовательной схемы сложения мощностей) или $R_H = \rho \cdot N$ (для параллельной схемы сложения мощностей). На схеме Рис.6 показан согласующий четырехполюсник П-образного типа. Исходной величиной служит заданное значение коэффициента фильтрации четырехполюсника Φ . Тогда необходимая добротность контура—четырёхполюсника $Q \cong \Phi_2 / 6$, где Φ_2 —коэффициент фильтрации по второй гармонике, выбираемый в пределах 100...1000. Процедура расчета имеет вид:

$$R_{CP} = \sqrt{R_{oe} + R_H}, \quad X_2 = \frac{1}{\omega \cdot C_7} = \frac{R_H + R_{CP}}{Q}, \quad X_{BH} = \frac{X_2 \cdot R_H^2}{R_H^2 + X_2^2}, \quad r_{BH} = \frac{X_2^2 \cdot R_H}{R_H^2 + X_2^2},$$

$$X_1 = \frac{1}{\omega \cdot C_6} = \sqrt{r_{BH}(R_{oe} - r_{BH})}, \quad X_L = \omega \cdot L_3 = X_1 + X_{BH}, \quad C_7 = \frac{1}{\omega \cdot X_2}, \quad C_6 = \frac{1}{\omega \cdot X_1} - C_K,$$

$$L_3 = \frac{X_L}{\omega} - L_K$$

Если L_3 получается очень мало, то увеличивают L_3 до приемлемого значения L_3' , что эквивалентно включению добавочной индуктивности $L_{\dot{A}} = L_3' - L_3$, которую компенсируют последовательно с нею включенным конденсатором $C_{\text{ДОБ}}$: $C_{\text{ДОБ}} = \frac{1}{L_{\dot{A}} \cdot \omega^2}$

3.3. Расчет ГВВ в режиме несущего колебания при АМ

Постоянная составляющая коллекторного тока I_{K0H} генераторов и потребляемая мощность:

$$I_{K0H} = I_{K0} \cdot \frac{N}{1+m}, \quad P_{0H} = P_0 \cdot \frac{N}{(1+m)^2}$$

Колебательная мощность генераторов:

$$P_{1H} = P_1 \cdot \frac{N}{(1+m)^2}$$

Амплитуда модулирующего коллекторного напряжения и тока:

$$U_{\kappa\Omega} = m \cdot \frac{P_{0H}}{I_{K0H}}, \quad I_{\kappa0\Omega} = m \cdot I_{K0H}$$

Сопротивление нагрузки со стороны выходного каскада:

$$R_{i\Omega} = \frac{U_{\kappa\Omega}}{I_{\kappa0\Omega}}$$

Мощность, требуемая от модулятора:

$$P_{\Omega} = \frac{1}{2} \cdot U_{\kappa\Omega} \cdot I_{\kappa0\Omega}$$

Если модуляция имеет место и в предоконечном каскаде, то этот расчет надо сделать и для него, чтобы определить суммарную мощность, требуемую от модулятора передатчика. Эта мощность не должна быть меньше требуемой (2.5).

3.4. Расчет номиналов элементов схемы ГВВ

Сопротивление смещения в цепи базы транзистора, Рис.6.:

$$R_2 = \frac{|E_{\delta}|}{I_{\delta 0}}$$

Индуктивности блокировочных дросселей:

$$L_1 = \frac{(10...20)R_{BX}}{\omega_{\min}}, \quad L_2 = \frac{(10...20)R_{oe}}{\omega_{\min}}$$

Величины емкостей блокировочных и разделительных:

$$C_2 \geq \frac{(10...20)}{\omega_{\min} \cdot R_{BX}}, C_4 \geq \frac{(10...20)}{\omega_{\min} \cdot R_{oe}}, C_3 \geq \frac{(10...20)}{\omega_{\min} \cdot R_{H\Omega}}, C_5 \geq \frac{(10...20)}{\Omega_{\min} \cdot R_{II}}$$

R_{II} — выходное сопротивление источника питания порядка 0,1...2 Ом.

3.5. Расчет автогенератора синтезатора частот

Полагаем, что кварцевый резонатор автогенератора работает на третьей гармонике в диапазоне частот 20...30 МГц. Тогда параметры кварцевого резонатора (ГОСТ 6503-67) будут следующими: $r_K \cong 50$ Ом, $C_0 = 12$ пФ, $Q = 5 \cdot 10^4$. Допустимую мощность рассеивания на резонаторе примем не более 2 мВт. Выбираем тип транзистора с $P_{\max} < 0.2$ Вт и $f_{ГР} \gg 30$ МГц.

Для повышения стабильности автогенератора применяют недонапряженный режим работы с пониженными значениями токов и напряжений в рабочем режиме:

$$U_{к0} \leq (0.4...0.5)U_{к\max}, \quad I_{кт} = (0.5...0.8)I_{к_ДОП}$$

Коэффициент разложения импульса коллекторного тока γ_1 рекомендуется брать 0.1...0.3, что соответствует режиму отсечки около 60° , $\gamma_1(\theta) = 0.2$.

Рассчитываются и определяются для угла отсечки θ величины: $\cos \theta$, $\alpha_0(\theta)$, $\gamma_0(\theta)$, $\lambda_0(\pi - \theta)$. Для расчета остановимся на осцилляторной схеме, Рис.7.

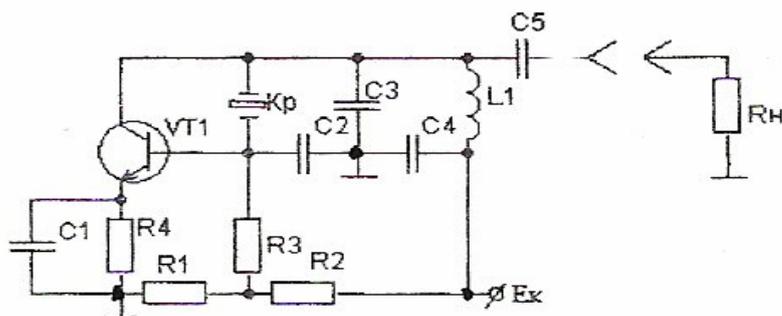


Рис.7

Выбираем $P_H \cong 0.1$ мВт, полагая, что в синтезаторе имеется достаточное количество буферных усилителей.

Находим мощности: рассеиваемую на кварце и отдаваемую транзистором:

$$P_K = \frac{P_H}{0.1} \leq 2 \text{ мВт}, \quad P_1 = P_H + P_K$$

Определяем аппроксимированные параметры транзистора:

$$S_{II} = 15 \cdot I_{км}, \quad r = \frac{h_{21Э}}{S_{II}}, \quad S = h_{21Э} (r_б + r)^{-1}, \quad f_S = \frac{f_{ГР}}{S \cdot r_б}$$

Нормированная частота колебаний: $\Omega_S = \frac{f_H}{f_S}$, где f_H - номинальная

частота колебаний нашего автогенератора.

Параметры колебательной системы:

$$\chi = i_{км}^2 \cdot \gamma_1(\theta) [2P_K \cdot S(1 - \cos\theta)^2 (1 + 0.1)]^{-1}, \quad S_1 = S \cdot \gamma_1(\theta), \quad \tau_0 = \omega_H \cdot C_0 \cdot r_K,$$

$$C_{1э} = \omega_H^{-1} \cdot \left\{ \left[\chi \cdot S_1 \cdot (1 + 2\tau_0 \Omega_S) \cdot r_K^{-1} \cdot (1 + 0.1)^{-1} \cdot (1 + \Omega_S^2)^{-1} \right]^{0.5} - \omega_H \cdot C_0 \right\}$$

Находим далее:

$$C_2 = \frac{C_{1э}}{\chi}, \quad X_1 = \frac{1}{\omega_H \cdot C_{1э}}, \quad X_2 = \frac{1}{\omega_H C_2}$$

Из условия: $1 < \omega_H^2 L_1 C_3 < n^2 (n-2)^2$, где $n=3$, выбираем величину $\omega_H^2 L_1 C_3 = A$.

Используя соотношение $C_3 \cong \frac{C_{1э}}{1 - A^{-1}}$, получим $L_1 = \frac{A}{\omega_H^2 \cdot C_3}$.

Поправка к частоте колебаний:

$$\nu = [X_1(1 + \chi) + \Omega_S \cdot r_K [2\tau_0 X_1(1 + \chi) + (\tau_0 \Omega_S - 1)r_K]]^{-1}$$

Относительная разность между частотами f_H и f :

$$\frac{\Delta f}{f_H} = \frac{\nu}{2Q_K}$$

Определяем режимные параметры активного элемента:

$$I_{K1} = \alpha_1 \cdot I_{\dot{e}m}, \quad I_{K0} = \alpha_0 \cdot I_{\dot{e}m}, \quad U_{\dot{a}} = \frac{I_{\dot{e}m}}{S_f(1 - \cos \theta)}, \quad S_f = S(1 + \Omega_S^2)^{-0.5},$$

$$U_{K1} = \frac{2P_1}{I_{K1} \cdot \cos \varphi_K},$$

где $\cos \varphi_K = [1 + (S_1 \cdot X_2 + \Omega_S)^2]^{-0.5}$, $S_1 = S \cdot \gamma_1(\theta)$, $P_0 = I_{K0} \cdot U_{K0}$,

$$P = P_0 - P_1 < P_{K_ДОН}, \quad I_{\delta 0} = \frac{I_{K0}}{h_{21Э}}, \quad U_{\delta 0} = E_{\delta}' + U_{\delta} \left[\gamma_0(\theta)(1 + \Omega_S^2)^{-0.5} - \gamma_0(\pi - \theta) \right]$$

Задаемся величиной $R_4 = (150 \dots 400) \text{ Ом}$.

Определяем $R_3 = (10 \dots 20) X_2$.

Напряжения питания:

$$U_K = U_{K0} + (I_{K0} + I_{\delta 0})R_4, \quad U_{\delta n} = U_{\delta 0} + (I_{K0} + I_{\delta 0})R_4 + I_{\delta 0} \cdot R_3$$

Принимаем ток через делитель $I_D \cong 5I_{\delta 0}$

Тогда $R_1 = (U_K - U_{\delta n})/I_D$, $R_2 = U_{\delta n}/I_D - I_{\delta 0}$.

Остальные блокировочные и разделительные элементы рассчитываются по известным формулам. Далее следует выбрать все элементы по номиналам ГОСТ, как обычно.

3.6. Расчет схемы балансного модулятора

Принципиальная схема балансного модулятора, используемого в схеме формирования однополосного сигнала приведена на Рис.8, это схема кольцевого БМ.

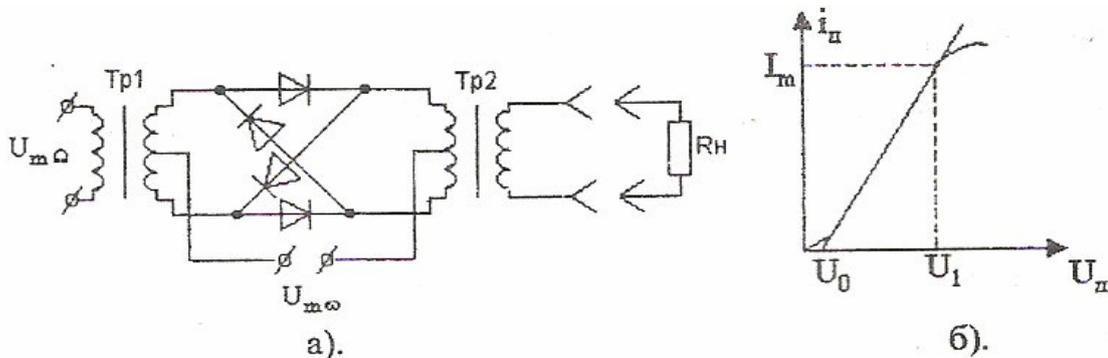


Рис.8.

Исходя из максимальной частоты ω_{max} , подаваемой от гетеродина $U_m \omega$,

выбираем тип диодов модулятора. По линеаризованной характеристике диода, Рис.8 б, находим U_1, U_0, I_m

Максимальное входное напряжение на диоде $U_m = U_1 - U_0 = U'_{m\omega} + U'_{m\Omega}$

Тогда $U'_{m\omega} = \frac{U_m}{1.1 \dots 1.2}$ и $U'_{m\Omega} = U_m - U'_{m\omega}$.

Амплитуда напряжения на вторичной обмотке Тр1:

$$U_{m\Omega} = 2U'_{m\Omega}$$

Угол отсечки тока диода $\theta = \arccos \frac{U_\theta}{U'_{m\omega}}$

Входное сопротивление БМ со стороны источника модулирующего сигнала:

$$R_{BX_ \Omega} = \frac{2R_i}{\alpha_0(\theta)} = \frac{2(U'_{m\omega} - U_0)}{I_m \cdot \alpha_0(\theta)}$$

Мощность источника модулирующего сигнала:

$$P_\Omega = \frac{U_{m\omega}^2}{2R_{BX_ \Omega} \cdot \eta_{TP}}$$

Коэффициент трансформации Тр1: $n_1 = \sqrt{\frac{R_{BX_ \Omega}}{R_{УНЧ}}}$

где $R_{УНЧ}$ - выходное сопротивление УНЧ.

Активные сопротивления первичной и вторичной обмоток Тр1 :

$$r_1' = 0.58 \cdot R_{УНЧ} (1 - \eta_{TP}), r_1'' = 0.42 \cdot R_{BX_ \Omega} (1 - \eta_{TP})$$

Коэффициент взаимоиנדукции Тр1:

$$M_1 = \frac{\sqrt{R_{BX_ \Omega} \cdot R_{УНЧ}}}{\omega_{\min}}$$

Найдем коэффициент трансформации Тр2 : $n_2 = \sqrt{\frac{R_H}{R_{BX_ \Omega}}}$, где R_H -

входное сопротивление полосового фильтра одной боковой полосы (ЭМФ или ФСС).

Активные сопротивления обмоток и коэффициент взаимоиנדукции Тр2:

$$r_2' = 0.58 \cdot R_{BX_ \Omega} (1 - \eta_{TP}), r_2'' = 0.42 \cdot R_H (1 - \eta_{TP}), M_2 = \frac{\sqrt{R_{BX_ \Omega} \cdot R_H}}{\omega_{\min}}$$

Входное сопротивление БМ в точках подключения гетеродина:

$$R_{BX_{-\omega}} = \frac{1}{2} R_{i.\omega} \left(1 + \frac{r_2' + r_1''}{2R_{i.\omega}} \right), \quad R_{i.\omega} = \frac{U_{m.\omega}'}{I_m \cdot \alpha_1(\theta)}$$

Коэффициент передачи

$$K_{\Pi} = \frac{n_2^2 \cdot R_H \cdot \sin \theta}{\pi (n_1^2 \cdot R_{\text{ВНЧ}} + n_2^2 \cdot R_H + 2R_i)}$$

Амплитуда напряжения сигнала боковой полосы на нагрузке и мощность однополосного сигнала на входе полосового фильтра:

$$U_{m\delta} = \frac{K_{\Pi} \cdot U_{m\Omega}}{n_1}, \quad P_6 = \frac{U_{m\delta}^2}{2R_H}$$

3.7. Расчет частотного модулятора на варикапе

Частотная модуляция осуществляется либо в задающем автогенераторе передатчика путем воздействия модулирующих колебаний на несущую частоту, либо в маломощном усилителе путем получения фазовой модуляции и преобразования её в частотную. Наиболее широко применяется первый способ, который рассмотрен в данном разделе. Обычно процедура расчета схемы ЧМ заключается в совместном расчете автогенератора и модулятора. Рассчитываемая схема приведена на Рис.9.

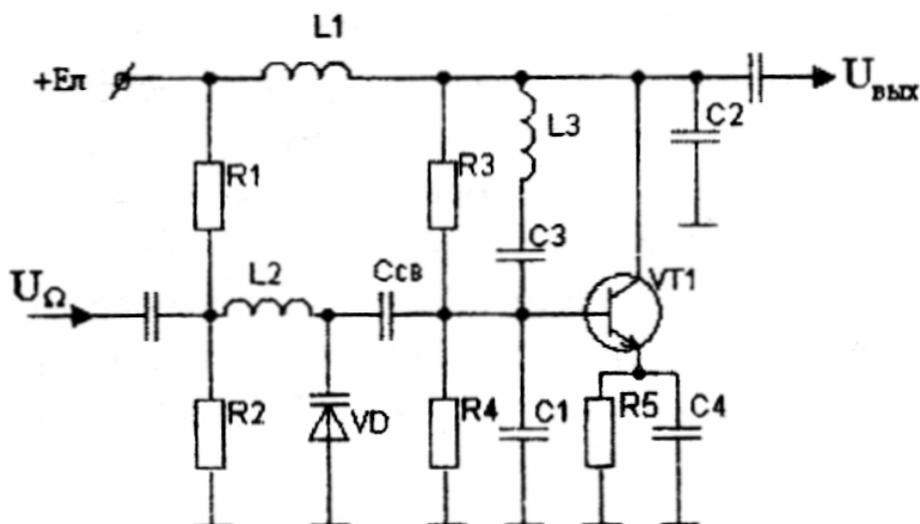


Рис. 9

Рабочая частота автогенератора равна f_p (например, 15МГц), выходная мощность мала поэтому выбираем маломощный транзистор с $f_T \gg f_p$ и выписываем его паспортные данные. Сначала производим расчет электрического режима, выбирая:

$$i_{km} = 0.8i_{k \text{ доп}}, U_{k0} = 0.3U_{k \text{ доп}}, K_{oc} = \frac{C_2}{C_1} = 1, \theta \cong 60^\circ, \alpha_0(\theta), \alpha_1(\theta),$$

$$\gamma_0 = \alpha_0(\theta)(1 - \cos\theta), \cos\theta$$

Сводка расчетных формул электрического режима автогенератора приведена ниже, эти формулы аналогичны соотношениям для расчета ГВВ, поэтому приводятся без комментариев:

$$I_{k1} = \alpha_1 \cdot I_{km}, I_{k0} = \alpha_0 \cdot i_{km}, U_{\delta 1} = \frac{i_{km}}{S(1 - \cos\theta)}, U_{k1} = \frac{U_{\delta 1}}{K_{oc}}, R_{oe} = \frac{U_{k1}}{I_{k1}}, P_1 = 0.5I_{k1} \cdot U_{k1},$$

$$P_0 = I_{k0} \cdot U_{k0}, P_K = P_0 - P_1 < P_{k \text{ доп}}, \eta = \frac{P_1}{P_0}, E_{cm} = E'_\delta - U_{\delta 1} \cdot \cos\theta, |E_{cm} - U_{\delta 1}| < U_{\delta \text{ доп}}$$

,

$$\xi = \frac{U_{k1}}{U_{k0}}, \xi_{zp} = 1 - \frac{i_{km}}{S_{zp}} \cdot U_{k0} = 1 - \frac{i_{km} \cdot r_{нас}}{U_{k0}}, \xi < 0.5\xi_{zp}$$

Далее следует рассчитать элементы колебательного контура. В диапазоне частот 10...30МГц оптимальное значение индуктивности контура L_3 лежит в диапазоне 1...10 мкГн с добротностью порядка $Q_L \cong 100...130$. Вычисляем параметры элементов контура:

$$\rho = \omega_p \cdot L_3, C_\Sigma = \frac{1}{\omega_p \cdot \rho}, R_p = \rho \cdot Q_p \cong \rho \cdot Q_L, p = \sqrt{\frac{R_{oe}}{R_p}}$$

$$C_2 = C_\Sigma / p, C_1 = C_2 \cdot K_{oc}, C_3 = 1 / \left(\frac{1}{C_\Sigma} - \frac{1}{C_2} - \frac{1}{C_1} \right).$$

Расчет цепи смещения и питания:

$$U_B = E_{cm} + \frac{3I_{k0}}{S} \left[1 + \frac{\cos\theta}{\gamma_0(\theta)} \right], R_{ИСТ} = \frac{3\beta}{4S} \left[1 + \frac{\cos\theta}{\gamma_0(\theta)} \right], R_5 = \frac{3R_{ИСТ}}{\beta}, E_{II} = U_{k0},$$

$$R_3 = R_{ИСТ} \frac{E_{II}}{U_B}, R_4 = \frac{R_3 \cdot U_B}{E_{II} - U_B}, C_4 = \frac{(10...20)}{\omega_p \cdot R_5}, L_1 = \frac{(10...20) \cdot R_p}{\omega_p}$$

Следующим этапом является расчет цепей непосредственно модулятора на варикапе VD.

Для расчета частотного модулятора следует задать исходные данные: среднюю(несущая) частоту модуляции ω_p , девиацию частоты $\Delta\omega_D$, коэффициент гармоник $K_{Г} < 5\%$, диапазон модулирующих частот, например, $F = 300...3400$ Гц. Из расчета автогенератора известны параметры: $U_{\delta 1}, E_{II}, U_{\kappa 1}, \rho, C_1, C_2, C_3, C_{\Sigma}$. Выбираем варикап и выписываем его параметры: C_0 при E_0 в рабочей точке, добротность Q_0 на частоте f_0 , предельные параметры $U_{ДОП}$, $P_{ДОП}$ и $\nu = \frac{1}{2}$ (или 1/3)—степень нелинейности емкости, φ_{κ} —остаточный потенциал.

Целесообразно выбирать варикап так, чтобы E_0 было близко к напряжению источника питания автогенератора E_{II} .

Процедура расчета схемы модулятора, приведенной на Рис.9, следующая: нормированное и реальное значения амплитуды модулирующего колебания:

$$U'_{\Omega} = \frac{4}{\nu + 1} K_{Г}, U_{\Omega} = U'_{\Omega} (E_0 + \varphi_{\kappa})$$

относительная величина изменения емкости варикапа:

$$\frac{\Delta C_B}{C_0} = \frac{4\nu}{\nu + 1} K_{Г}$$

Коэффициент вклада варикапа в суммарную емкость контура автогенератора:

$$K_B = \frac{2\Delta\omega_D / \omega_p}{\Delta C_B / C_0}$$

Коэффициент включения варикапа в контур:

$$P_B = \sqrt{\frac{K_B \cdot C_{\Sigma}}{C_0}}$$

Амплитуда высокочастотных колебаний на варикапе $U_{B1} = P_B \cdot U_{\kappa 1} / \rho$.

$$\text{Величина емкости связи } C_{CB} = \frac{U_{\delta 1}}{U_{\delta 1} - U_{\delta 1}} \cdot C_0$$

Уточнение величины емкости $C_1 : C_1 = C_1' - \frac{C_0 \cdot C_{CB}}{C_0 + C_{CB}}$, где C_1 — величина этой емкости, полученная в расчете автогенератора.

Далее следует рассчитать делитель $R_1 R_2$, исходя из условий:

$$E_{II} \frac{R_2}{R_1 + R_2} = E_0, \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \ll \frac{1}{\Omega_{\max} \cdot C_0}$$

Блокировочная индуктивность L_2 определяется из условия:

$$\omega_p \cdot L_2 \gg \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

На этом расчет схемы частотного модулятора заканчивается.

3.8. Расчет варакторного умножителя частоты

Схема варакторного умножителя приведена на Рис .10, это схема параллельного типа. Элементы схемы $C_2 L_2$ — входной фильтр, настроенный на частоту первой (входной) гармоники ω_1 , C_5, l_1 — выходной фильтр, выделяющий n -ую гармонику $n\omega_1$, $C_6 L_2$ — нагрузочный фильтр, $C_3 L_4$ — шунтирующий первую гармонику на выходе варактора, C_1 и C_4 — подстроечные элементы, L_2 и L_3 — блокировочные индуктивности цепей установки рабочей точки от источника питания, R_1 — сопротивление смещения рабочей точки, l_1 и l_2 — полосковые линии, эквивалентные индуктивностям.

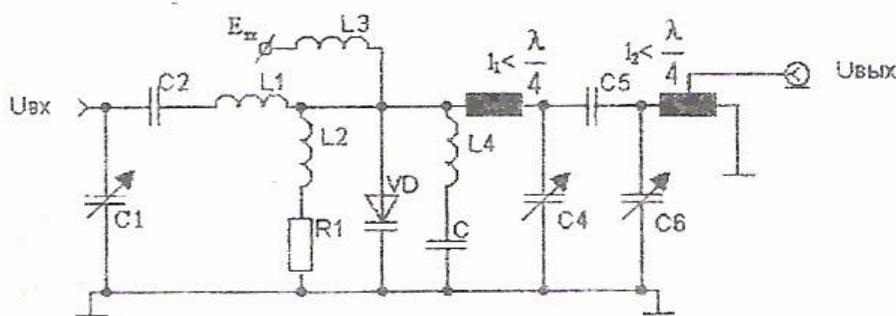


Рис.10

Исходными данными для расчета варакторного умножителя служат следующие параметры: входная мощность P_{BX} (или выходная мощность), кратность умножения N , входная частота f_1 (выходная частота $f_n = Nf_1$). Варактор для умножителя выбирают по частоте: $f_n \ll f_{ГР}, f_1 \ll f_{\beta} = 1/2\pi\tau_{\beta}$ и по мощности:

$$P_{рас} < P_{Доп}, \text{ где } P_{рас} = P_{BX} - P_{вых} = P_{вых} (1/\eta_c - 1), \text{ где } \eta_c - \text{электронный}$$

КПД варактора, типичные значения которого приведены в таблице 3.1.

Таблица 3.1

N	2	3	4	5	8	10
n	0.8	0.7	0.3	0.35	0.25	0.2

Выписываем параметры выбранного варактора: C_0 при справочном значении $U_0, P_{ДОП}$ — максимально допустимая мощность рассеяния, максимально допустимое напряжение $U_{ДОП}$, конструктивные значения емкости C_k и индуктивности L_k варактора, $\varphi_k \cong 0.7$ В, коэффициент нелинейности $\gamma=1/3$ или $1/2$.

Процедура расчета электрических параметров сводится к следующему:

Емкость закрытого перехода:

$$C_3 = C_0 \left(1 + \frac{U_0}{\varphi_k}\right)^\nu \cdot \frac{\left(1 + \frac{U_0}{\varphi_k}\right)^{1-\nu} - 1}{(1-\nu) \frac{U_{ДОП}}{\varphi_k}}$$

Активное сопротивление эквивалентной схемы варактора

$$r_s = \frac{1}{\omega_{ГР} \cdot C_3'}, C_3' = C_3 + C_k$$

Коэффициент $D = \frac{2 \sin \theta_0}{\pi \cdot (N^2 - 1) \cdot \omega_1 \cdot C_3' \cdot r_s}$, где $\theta_0 = \frac{\pi \cdot k}{N}, k = 1, 2, \dots, N - 1$

Коэффициенты: $A_p = \frac{D}{2N}, A_D = \frac{\sin\left(\frac{\pi \cdot k}{N}\right)}{N}, A_\eta = \frac{\sqrt{1 + D^2} - 1}{D \cdot N}$

Из найденных значений коэффициентов А выбирается наименьшее.

Допустимые амплитуды тока первой гармоники:

$$I_1' = \sqrt{\frac{2P_{ДОП}}{r_s(1 + A^2 N^2)}}, I_1'' = \frac{U_{ДОП} \cdot \omega_1 \cdot C_3'}{(1 - \cos \theta_0 + q_\mu')}, q_\mu' = \frac{2\left(\frac{2N}{\pi}\right)^2 \cdot A^2}{1 + 2\left(\frac{2N}{\pi}\right)^2 \cdot A}$$

Из этих двух значений тока выбираем наименьшее.

Амплитуда N-ой гармоники тока $I_N = 2A I_1$. Сопротивление N-ой гармоники определяется как $r_N = r_s \cdot \sqrt{1 + D^2}$, мощность N-ой гармоники $P_N = \frac{1}{2} I_N^2 \cdot r_N$ и КПД

варактора $\eta_D = \frac{1}{1 + P_{рас}/P_N}$, где $P_{рас} = 0.5(I_1^2 + I_N^2)r_s < P_{ДОП}$

Напряжение смещения на варакторе

$$E_{см} = \frac{U_{ДОП} \cdot \gamma_0(\theta_0)}{q_\mu / Q_1}, \quad q_\mu / Q_1 = \frac{1 + 2 \cdot \left(\frac{2N}{\pi}\right)^2 \cdot A \cdot (1 + A)}{1 + 2 \cdot \left(\frac{2N}{\pi}\right)^2 \cdot A}$$

Мощность, подводимая к варактору, входная и выходная мощности в схеме:

$$P_1 = \frac{P_N}{\eta_D}, P_{ВХ} = \frac{P_1}{\eta_1}, P_{ВЫХ} = P_N \cdot \eta_N,$$

где η_1 и η_N — КПД входного и выходного фильтров, порядка 0.85.. 0.9.

3.9. Расчет схем импульсных модуляторов

Импульсные модуляторы мощных импульсных передатчиков подразделяются на ИМ с частичным и полным разрядом накопителя.

3.9.1. Импульсный модулятор с частичным разрядом накопителя

Схема модулятора совместно с нагрузкой — магнетроном показана на Рис.11.

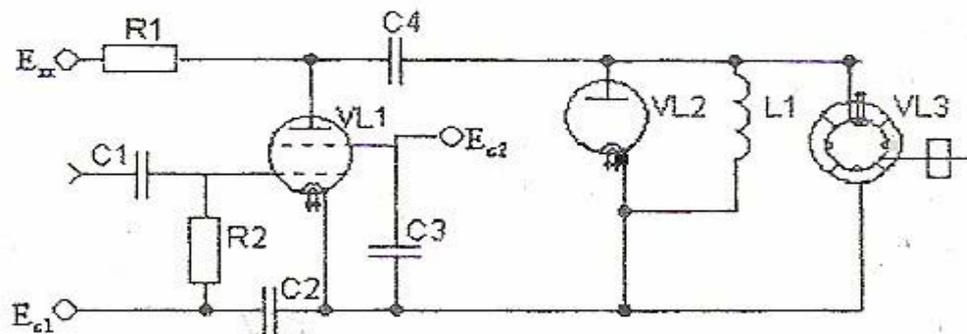


Рис.11

На схеме в качестве коммутатора использована вакуумная лампа — тетрод, обычно типа ГМИ (может быть и триод). Вакуумный диод VL2 — шунтирующий, VL3 — магнетрон.

Исходные данные для расчетов:

Напряжение в импульсе на выходе U_0

Ток в импульсе на выходе I_0 ;

Длительность импульса τ ;

Частота следования импульсов F ;

Длительность переднего τ_ϕ и заднего τ_c фронтов импульса;

Допустимый спад напряжения на вершине импульса $\Delta U/U_0$;

Динамическое сопротивление магнетрона или генераторной лампы R_D ;

Выбираем модуляторную лампу по напряжению и току с некоторым запасом: $E_0 = 1.2U_0$, $I_0' = 1.1 \cdot I_0$

При выборе учитываем также τ и F . Следует далее выписать все технические параметры выбранной лампы и иметь её вольт-амперные характеристики. Определение электронного режима лампы и его параметров производим по процедуре графоаналитического построения, Рис.12.

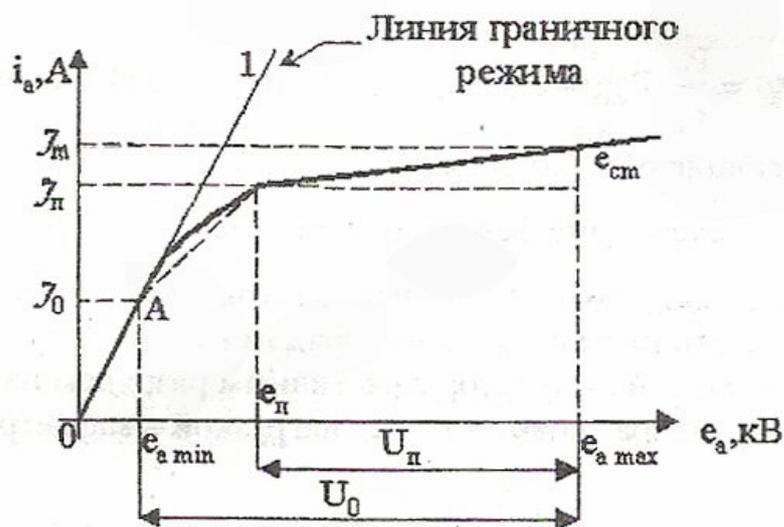


Рис.12

На семействе анодных ВАХ лампы выделяем линию граничного режима и на ней выделяем рабочую точку A , соответствующую току I_0 . Из всех ВА лампы выделяем ту, которая пересекается с линией 1 в точке A , определяем для этой ВАХ соответствующее сеточное напряжение e_{cm} . Величина U_{II} на Рис.12—это значение порогового напряжения возбуждения магнетрона.

Определяем параметры выбранного режима:

$$e_{cm}, e_{a \max} = U_0 + e_{a \min}, \quad e_{a \min}, \quad r_i = e_{a \min} / I_0, \quad R'_i = \frac{e_{II} - e_{a \min}}{I_H - I_0},$$

$$R_i = (e_{a \max} - e_{II}) / (I_m - I_H)$$

Из перечня данных лампы учитываем напряжение запирания лампы— E_{c1}
напряжение на второй сетке (для тетродов) — E_{c2}

Находим зарядное сопротивление

$$R_i = 20R_0 = 20 \frac{U_0}{I_0}, \quad R_0 = \frac{U_0}{I_0}$$

Емкость накопителя

$$C_4 = \frac{2R_D \cdot \tau}{\Delta U / U_0 (R_D + r_i) \cdot R_0}$$

Шунтирующая индуктивность

$$L_1 = \frac{2R_D \cdot r_i \cdot \tau}{\Delta U / U_0 (R_D + r_i)}$$

Длительность фронта τ_ϕ и спада τ_c импульса:

$$\tau_\phi = R' \cdot C_{II} \cdot \ln \frac{I_m \cdot R'}{I_m \cdot R' - U_{II}}, \quad \tau_c = \frac{1}{\omega} \arctg \frac{U_{II}}{U_0 \cdot \tau \cdot \omega}, \quad \text{где } C_{II} \cong (50 \dots 150) \text{ пФ} -$$

паразитная ёмкость схемы,

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_1 \cdot C_{II}}}, \quad R' = \frac{R_1 \cdot R_i}{R_1 + R_i}.$$

Изменение напряжения на накопителе {максимальное и минимальное напряжения):

$$\Delta U_c = \frac{I_0 \cdot \tau}{C_4}, \quad U_{c \max} = e_{a \max}, \quad U_{c \min} = U_{c \max} - \Delta U_c$$

По ГОСТ выбираем тип и номинал C_4

Напряжение источника питания:

$$E_{II} = U_{c \min} + \frac{\Delta U_c}{\frac{-1}{R_1 \cdot C_4 \cdot F}} \cdot F$$

Мощность потерь в элементах схемы:

$$P_{R1} = \frac{(E_{II} - e_{a \max})^2}{R_1} \cdot \tau \cdot F + \frac{C_4 \cdot F}{2} (E_{II} - U_{c \min})^2 (1 - e^\alpha), \text{ где } \alpha = \frac{-1}{R_1 \cdot C_4 \cdot F}$$

$$P_{L1} = \frac{U_0^2}{2 \cdot L_1} \cdot \tau^2 \cdot F, \quad P_a = I_0 \cdot e_{a \min} \cdot \tau \cdot F$$

По мощности P_{R1} выбираем тип и номинал резистора R_1 .

Средняя мощность модулятора

$$P_{cp} = I_0 \cdot U_0 \cdot \tau \cdot F$$

Мощность источника питания и КПД модулятора:

$$P_{ИСТ} = P_{cp} + P_{R1} + P_{L1} + P_a, \quad \eta = \frac{P_{cp}}{P_{ИСТ}}$$

Для выбора типа шунтирующего диода определяем требуемые для него параметры.

Обратное напряжение $U_{обр} \geq U_0$.

Ток эмиссии $I_c = \frac{U_0}{L_1} \cdot \tau$.

Внутреннее сопротивление $R_{ид} < \frac{1}{2} \sqrt{\frac{L_1}{C_{II}}}$

Мощность рассеяния на диоде $P_a = P_{L1}$.

По этим данным по справочнику выбирается диод (см. Приложения).

К источнику питания предъявляются следующие требования:

Выпрямленное напряжение $\geq E_{II}$.

Мощность выпрямителя $P_{ИСТ}$.

Допустимый коэффициент пульсаций можно определить по формуле:

$m \cong 17 \frac{\Delta f_T}{\varepsilon \cdot I_0}$ где Δf_T — кратковременная нестабильность частоты магнетрона за

период следования импульсов $\Delta f_T \cong \frac{0.035}{2 \cdot \pi \cdot \tau}$ и ε — коэффициент электронного

смещения частоты магнетрона, равный, примерно $(0.05 \dots 0.1) \frac{МГц}{А}$.

Требования к подмодулятору.

Амплитуда напряжения коммутирующего импульса на сетке модуляторной лампы

$$U_{ПМ} = |E_{c1}| + e_{cm}. \quad E_{cm} - \text{смотри Рис. 12.}$$

Выходная импульсная мощность подмодулятора:

$P_{ПМ} = U_{ПМ} \cdot I_{cm}$, где I_{cm} — величина сеточного тока в импульсе, определенная по характеристикам модуляторной лампы.

Длительность выходного импульса подмодулятора и частота следования импульсов:

$$\tau_{ПМ} \cong 0.1\tau, \quad F_{ПМ} = F.$$

Далее рассчитываются подмодулятор, чаще всего по схеме блокинг-генератора в соответствии с методиками расчета, известными из курса «Цифровая схемотехника».

3.9.2. Импульсный модулятор с полным разрядом накопителя

Схема модулятора показана на Рис.13, она соответствует схеме с резонансным процессом заряда накопительной линии. Резонансный процесс заряда накопительной линии обеспечивается зарядным дросселем L_1 и суммарной ёмкостью накопительной линии.

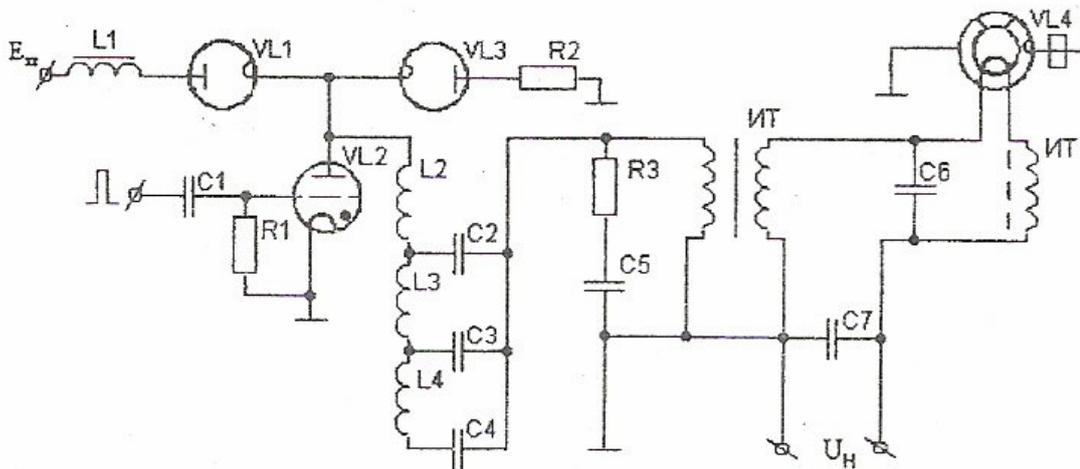


Рис.13

В схеме: L_1 — зарядный дроссель, $L_2 \dots L_4$ — катушки индуктивности зарядной, формирующей линии, $C_2 \dots C_4$ — её конденсаторы, R_2 —

ограничительное сопротивление, R_1 —сопротивление утечки сетки тиратрона, R_3, C_5 —согласующая RC—цепочка, ИТ—импульсный трансформатор с двумя вторичными обмотками, C_1 —разделительный конденсатор, C_5, C_6 —блокировочные конденсаторы, VL1—зарядный и VL3—демпфирующий диоды, VL2—тиратрон, нагрузкой модулятора является магнетрон VL4. Цепи накала ламп и тиратрона на схеме не показаны, но в схеме проекта они должны иметь место.

Исходными данными для расчета служат:

Напряжение импульса на выходе модулятора— E ,

Ток в импульсе на выходе модулятора— I ,

Длительность импульса— τ ,

Частота следования импульсов— F .

Величины E и I задаёт расчет ГСВЧ (магнетрона, в частности).

Параметры формы импульса задаются, исходя из результатов расчета генератора СВЧ, или задаются соотношениями:

$$\tau_{\phi} = (0.1 \dots 0.2)\tau, \quad \tau_c = (0.2 \dots 0.3)\tau, \quad \frac{\Delta E}{E} \cong (0.03 \dots 0.05).$$

Расчет разрядной цепи накопителя—искусственной формирующей линии.

Сопротивление ГСВЧ постоянному току в импульсе

$$R_r = \frac{E}{I}.$$

Задаются волновым сопротивлением линии из ряда значений:

$$\rho = 50, 75, 100, 125 \text{ Ом.}$$

Определяют коэффициент трансформации импульсного

$$n = \sqrt{\frac{R_r}{\rho}} \text{ трансформатора:}$$

и находят напряжение на первичной обмотке ИТ:

$$U_1 = \frac{E}{n \cdot \sqrt{\eta_T}}, \text{ где } \eta_T \text{—КПД ИТ, принимаемый в пределах } 0.85 \dots 0.95.$$

$$\text{Ток в первичной обмотке ИТ } I_1 = \frac{n \cdot I}{\sqrt{\eta_T}}.$$

Рассчитывают напряжение на искусственной линии

$$U_L = U_1 / \beta \sqrt{\eta_p}, \text{ где}$$

η_p —КПД разрядной цепи, равный $0.9 \dots 0.95$, β —коэффициент перепада

напряжения на искусственной линии при разряде на нагрузку, равный 0.5.

Используя полученные значения $U_{Л}, I_1, \tau, F$ по справочным данным выбирают тиратрон VL2 и выписывают его параметры.

Далее находят число ячеек искусственной линии

$$n_{Л} \geq \frac{0.57\tau}{\tau_{\phi}} \text{ и определяют}$$

индуктивность искусственной линии $L_{Л} = \frac{\tau \cdot \rho}{2}$ и индуктивность одной

$$\text{ячейки } L_2 = L_3 = L_4 = \frac{L_{Л}}{n_{Л}}.$$

Находят емкость линии $C_{Л} = \tau/2\rho$.

Ёмкость одной ячейки $C_1 = C_2 = C_3 = C_{Л}/n$

Расчет зарядной цепи накопителя.

При резонансном режиме работы зарядной цепи коэффициент повышения напряжения на линии при заряде равен:

$\gamma = 1 \exp(-\pi/2Q)$, где Q — добротность зарядной цепи, равная, ориентировочно, 8...12

Тогда напряжение источника питания

$$E_{П} = \frac{U_{Л}}{\gamma}$$

Индуктивность зарядного дросселя

$L_3 = L_1 = \frac{1}{\pi^2 \cdot F^2 \cdot C_{Л}}$ и характеристическое сопротивление зарядной цепи

$$\rho_3 = \sqrt{\frac{L_1}{C_{Л}}}$$

Максимальное, среднее и эффективное значения зарядного тока:

$$I_{\max} = \frac{E_{П}}{\rho_3}, \quad I_{\text{ср}} = \frac{I_{\max} \cdot \gamma}{\pi}, \quad I_{\text{эф}} = \frac{I_{\max}}{\sqrt{2}}$$

Мощность источника питания и мощность, потребляемая линией в процессе заряда

$$P_{\text{ИСТ}} = E_{П} \cdot I_{\text{ср}}, \quad P_{Л} = \frac{C_{Л} \cdot U_{Л}^2}{2} \cdot F$$

КПД зарядной цепи и общий КПД модулятора:

$$\eta_3 = \frac{P_L}{P_{ИСТ}}, \quad \eta_0 = \frac{P_{ср}}{P_{ИСТ}}, \quad P_{ср} = I \cdot E \cdot \tau \cdot F$$

На основе полученных результатов формулируют требования к источнику питания и к подмодулятору, используя паспортные данные тиратрона.

Выбирают тип зарядного диода VL1, исходя из известных значений $I_{\max}, I_{ср}, U_{обр} \geq U_L$, проверяют мощность рассеяния на диоде $P_a = I_{эф}^2 \cdot R_{ид} < P_a \text{ доп}$.

Если диод подходит по величине обратного напряжения, но не подходит по величине среднего тока, то можно поставить два параллельно включенных диода. То же самое можно рекомендовать и при выборе тиратронов, т.е. использовать либо параллельное (по току) включение тиратронов, либо последовательное (по напряжению) их включение.

Расчет согласующей цепочки:

$$R_3 = \rho, \quad C_5 = \tau_{\phi} / 3R_3, \quad P_R = C_5 \cdot U_1^2 \cdot F$$

На основании этих данных выбирают R_3 и C_5 по ГОСТ.

Расчет цепи демпфирующего диода VL3.

Находят суммарное сопротивление цепи:

$$R_{\Sigma} = \frac{0.01 \dots 0.02}{3 \cdot C_L \cdot F}$$

Максимальный, средний и эффективный токи через диод:

$$I_{\max} = \frac{U_{II}}{R_{\Sigma}}, \quad I_{ср} = I_{\max} \cdot C_L \cdot R_{\Sigma} \cdot F_{II}, \quad I_{эф} = I_{\max} \sqrt{\frac{R_{\Sigma} \cdot C_L \cdot F_{II}}{2}},$$

где $F_{II} = (0.01 \dots 0.1)F$ — частота искрений в магнетроне.

По рассчитанным значениям $U_L, I_{\max}, I_{ср}$, выбирают тип демпфирующего диода, определяют мощность рассеяния на нем

$$P_a = I_{эф}^2 \cdot R_{ид} \leq P_a \text{ доп}$$

Находят величину ограничительного резистора $R_2 = R_{\Sigma} - R_{i0}$, определяют мощность рассеяния на нем $P_2 = I_{эф}^2 \cdot R_2$, и выбирают по ГОСТ тип резистора.

Расчет ИМ на магнитных коммутаторах (МИМ) см. [10 и 20].

Далее переходят к расчету схемы подмодулятора, аналогичной схемам, применяемым в модуляторе с частичным разрядом. Следует при этом иметь в виду, что длительность импульса формирует сам модулятор, своей формирующей линией. Импульс подмодулятора служит для поджига тиратрона и его длительность не следует брать больше длительности импульса модулятора. Величину его длительности следует задать самостоятельно.

3.10. Методика расчета полосового фильтра

Полосовые фильтры применяются в радиопередатчиках для выделения поддиапазонов как в тракте промежуточных каскадов, так и на выходе передатчиков, в частности, при однополосной модуляции.

Исходными данными для расчета являются:

1. Граничные частоты поддиапазонов ω_1 и ω_2 , а также наименьшая частота полосы задерживания ω_3 , на которой должно обеспечиваться требуемое ослабление гармоник $2\omega_1$, т.е. $\omega_3 = 2\omega_1$.

2. Требуемое затухание в полосе задерживания $a = P_1/P_2$, где P_2 — допустимая мощность излучения на гармонике $2\omega_1$ величина $a = 40...60$ дБ ($10^4...10^6$ раз).

3. Неравномерность АЧХ в полосе пропускания $\Delta a \cong 0.1...0.2$.

4. Выходное сопротивление R_{oe} каскада слева от фильтра (выходного ГВВ, например).

Процедура расчета схемы следующая, на основе полиномов Чебышева. Определяется коэффициент неравномерности АЧХ

$$\varepsilon^2 = \frac{\Delta a}{1 - \Delta a}$$

Определяем полином Чебышева n-го порядка

$$T_n(\Omega_3) = \sqrt{\frac{a-1}{\varepsilon^2}}$$

Отсюда число элементов фильтра:

$$n \cong \frac{\lg T_n + \lg 2}{\lg \Omega_3 + \lg 2}, \text{ где } \Omega_3 = \frac{1}{\omega_2 - \omega_1} \left(\omega_3 - \frac{\omega_1 \cdot \omega_2}{\omega_3} \right)$$

Принимаем $n =]n[$ в большую сторону целого.

По таблицам нормализованных коэффициентов [5] определяют величины элементов L и C звеньев фильтра низкочастотного прототипа C_1, L_2, C_3, L_3, C_5 и

т.д., например, как на Рис.14, при n=5.

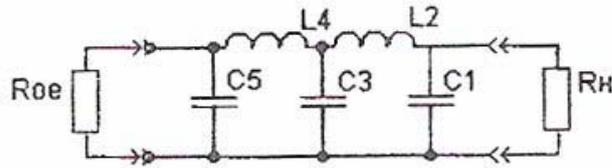


Рис.14

Переход от нормализованных параметров к низкочастотному фильтру осуществляется с помощью соотношений:

$$C_{\Pi}^* = \frac{C_{\Pi}}{R_H(\omega_2 - \omega_1)}, \quad L_{\Pi}^* = \frac{L_{\Pi} \cdot R_H}{\omega_2 - \omega_1}, \quad R_H = R_{oe}$$

Преобразование низкочастотного фильтра с параметрами C_{Π}^*, L_{Π}^* в полосовой фильтр производится путем включения параллельно емкостям НЧ-фильтра индуктивностей, величина которых

$$L_{\Pi} = \frac{1}{\omega_1 \cdot \omega_2 \cdot C_{\Pi}^*}$$

и последовательно индуктивностям НЧ-фильтра емкостей, величина которых

$$C_{\Pi} = \frac{1}{\omega_1 \cdot \omega_2 \cdot L_{\Pi}^*}$$

Производим преобразование сопротивления нагрузки полосового фильтра в сопротивление входа следующего каскада или сопротивление фидера, с рассчитываемый каскад является окончательным, т.е. считаем, что $R_H = R_{\Phi}$

Тогда коэффициент трансформации фильтра будет составлять величину

$$m = \sqrt{\frac{R_{\Phi}}{R_{oe}}}$$

Если $m=1$, то далее ничего менять в схеме фильтра не надо. Если $m \neq 1$, то индуктивности L_1 и L_3 изменяют свою величину по соотношению

$$L'_{\Pi} = L_{\Pi} \cdot m^2$$

а емкости C_1 и C_3 — по соотношению

$$C'_{\Pi} = \frac{C_{\Pi}}{m^2}$$

Если $m > 1$, то используют схему замещения, состоящую из трех П-образно включенных конденсаторов, величина которых определяется по соотношениям:

$$C'_{II} = C_{II} \left(1 - \frac{1}{m}\right); \quad C''_{II} = \frac{C_{II}}{m}; \quad C'''_{II} = \frac{1}{m} \left(1 - \frac{1}{m}\right) C_{II}$$

Для примера на Рис.14, это касается конденсатора, включенного последовательно с L_4 , и схема замещения имеет вид, Рис.15, где емкость C'_3 включает себя емкость C_4'' .

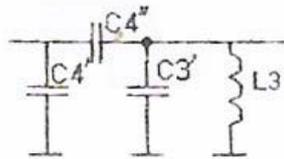


Рис.15

Схема преобразованного фильтра показана на Рис. 16.

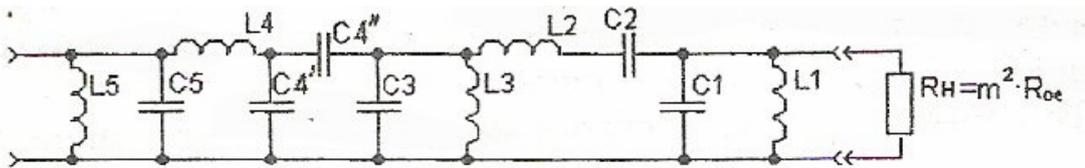


Рис.16

3.11. Методика расчета коаксиальных резонаторов генераторов СВЧ на МКЛ

Особенностью ГСВЧ на металло-керамических лампах (МКЛ) является то, что колебательные системы их выполняются в форме отрезков коаксиальных резонаторов—отрезков латунных труб, вставленных друг в друга и состыкованных с цилиндрическими или дисковыми выводами электродов лампы. Длина этих труб связана с длиной волны колебаний, которая может меняться путем применения закорачивающих трубы поршней. Известно, что закороченная на конце длинная линия представляет собой аналог параллельного колебательного контура, резонирующего на длине волны $\lambda \cong \frac{4l}{2n+1}$, где

l —длина линии и $n=1,2,3\dots$ ГСВЧ на МКЛ строятся обычно по двухконтурной схеме с общей сеткой, так что генератор имеет два коаксиальных резонатора: анодно-сеточный и катодно-сеточный. Методика расчета ГСВЧ аналогична методике по расчету ГВВ на лампе, в процессе которой получают два параметра: напряжение первой гармоники на лампе U_{a1} и напряжение возбуждения на сетке U_{c1} , отношение которых $K_{oc} = U_{c1}/U_{a1}$ составляет величину необходимого коэффициента обратной связи в ГСВЧ. Обеспечение требуемого K_{oc} в генераторе определяется соотношением:

$K_{oc} = \frac{X_k}{X_a + X_k}$, где X_k и X_a — реактивные сопротивления катодного и анодного контуров на частоте генерации. В соответствии с правилами трехточки в такой схеме X_k должен иметь емкостной, а X_a — индуктивный характер сопротивления.

Приведем эскиз конструкции такого генератора, Рис.17.

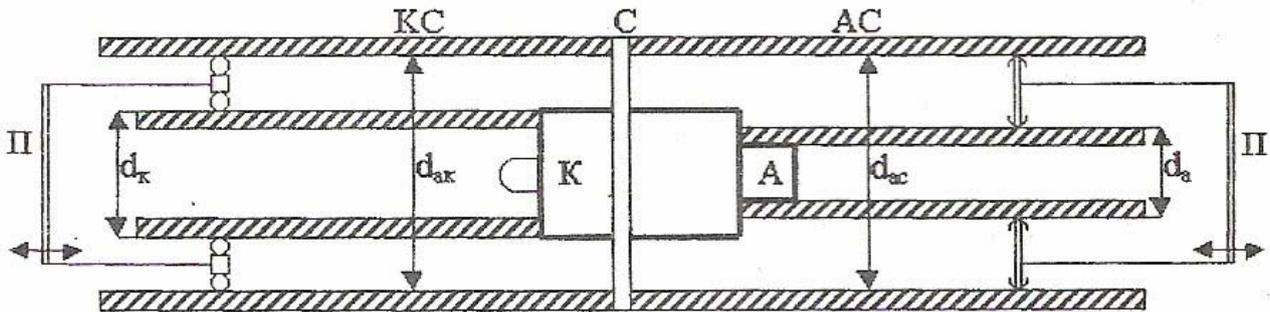


Рис.17

На рисунке: С—вывод сетки, А—анода, К—катода, П—настроечные поршни, d с индексами—диаметры коаксиальных труб (внутренние и внешние), КС—катодно-сеточная линия, АС—анодно-сеточная.

Волновые сопротивления коаксиальных резонаторов-линий:

$$\rho_{ск} = 138 \lg \frac{d_{ск}}{d_k}, \quad \rho_{ас} = 138 \lg \frac{d_{ас}}{d_a}$$

Геометрическая длина сеточно-катодной линии

$$L'_{ск} = \frac{\lambda}{2\pi} \arctg \frac{X_{ск}}{\rho_{ск}}, \text{ где } X_{ск} = \frac{1 + K_{oc}}{\omega [C_{ак} + C_{ас} (1 + K_{oc})]} \text{ и } C_{ск}, C_{ак} -$$

межэлектродные ёмкости лампы: анод-катод и сетка-катод соответственно.

Величина $L_{ск}$ в расчете может оказаться очень малой и конструктивно неприемлемой, тогда длину её надо увеличить на $\lambda/2$ (или более), т.е.

$$L_{ск} = L'_{ск} + \frac{\lambda}{2}$$

Соответственно для анодно-сеточной линии:

$$L'_{ac} = \frac{\lambda}{2\pi} \operatorname{arctg} \frac{X_{ac}}{\rho_{ac}}, \text{ где } X_{ac} = \frac{1 + K_{oc}}{\omega [C_{ак} + C_{ac}(1 + K_{oc})]}, L_{ac} = L'_{ac} + \frac{\lambda}{2} \text{ -- по}$$

необходимости.

Далее делается проверка линий на электрическую прочность.

Максимальное значение напряжений, действующих между трубами катодно-сеточной линии:

$$U_{кc\ m} = U_{c1} / (\sin 2\pi L_{ck} / \lambda) + |E_{c1}|$$

анодно-сеточной линии:

$$U_{ac\ m} = \frac{U_{a1} + U_{c1}}{\sin \frac{2\pi}{\lambda} L_{ac}}$$

Получаем значения напряженности электрических полей в линиях:

$$\text{КС-линия } E_{кc\ m} = \frac{U_{кc\ m}}{2.3 \cdot d_{к} \lg \frac{d_{ck}}{d_{к}}}$$

$$\text{АС-линия } E_{ac\ m} = \frac{U_{ac\ m}}{2.3 \cdot d_{a} \lg \frac{d_{ac}}{d_{a}}},$$

Допустимая напряженность поля для нормальных атмосферных условий:

$$E_{доп} = 5 \dots 10 \frac{\text{кВ}}{\text{см}}$$

Определяют коэффициент запаса по электрической прочности

$$q = E_m / E_{доп}$$

Далее производят расчет вывода энергии.

Для индуктивного вида вывода энергии петлю связи помещают в область пучности тока и расстояние петли от короткозамкнутого конца линии определяется как

$$l'_{CB} = \frac{\lambda}{2\pi} \arcsin \left(\frac{U_{\phi}}{U_{a1} + U_{c1}} \sin \frac{2\pi}{\lambda} l_{ac} \right)$$

При необходимости $l_{CB} = l'_{CB} + \frac{\lambda}{2}$

$$U_{\phi} = \sqrt{\frac{2P_H \cdot \rho_{\phi}}{\eta_{\phi}}} - \text{напряжение на входе фидера нагрузки.}$$

При емкостной связи вывод энергии помещают в пучность напряжения, т.е.

$$l_{CB} = l'_{CB} \pm \frac{\lambda}{2}$$

Значение реактивного сопротивления петли связи (индуктивная СВЯЗЬ) оп-

ределяется как $X_{CB L} = \omega \cdot L_{петли} = \sqrt{r_{вн} \left[r_n + \frac{X_n^2}{r_n} \right]}$, где $r_{вн}$ активное

сопротивление, вносимое в резонатор, r_n и X_n — активное и реактивное

сопротивления нагрузки. Для емкостной связи: $X_{CB C} = -X_n + \sqrt{r_{вн} \cdot r_n - r_n^2}$.

3.12 Методика расчета ГВВ и ГСВЧ на металлокерамической лампе

Металлокерамические лампы используются в схемах Генераторов с внешним возбуждением, в передатчиках с непрерывным излучением и в схемах автогенераторов СВЧ пе-редатчиков с импульсным излучением. Диапазонность таких ламп рассмотрена в [1,20]. Приводимая здесь методика расчета применима и для расчета схем ГВВ с лампами общего применения типа ГУ.

Исходными данными для проектирования и расчета схем ГВВ на лампах являются:

выбранный тип лампы (из расчетов структурной схемы), выходная мощность P_1 , рабочая частота f , справочные данные лампы.

Первым этапом проектирования является выбор схемы генератора. Сначала будем ориентироваться на схему ГВВ и расчет его электронного режима и элементов.

Обычными схемами ГВВ являются схемы с общим катодом и общей сеткой, которая чаще применяется в СВЧ диапазоне. Схемы таких ГВВ приведены на рис. 18.

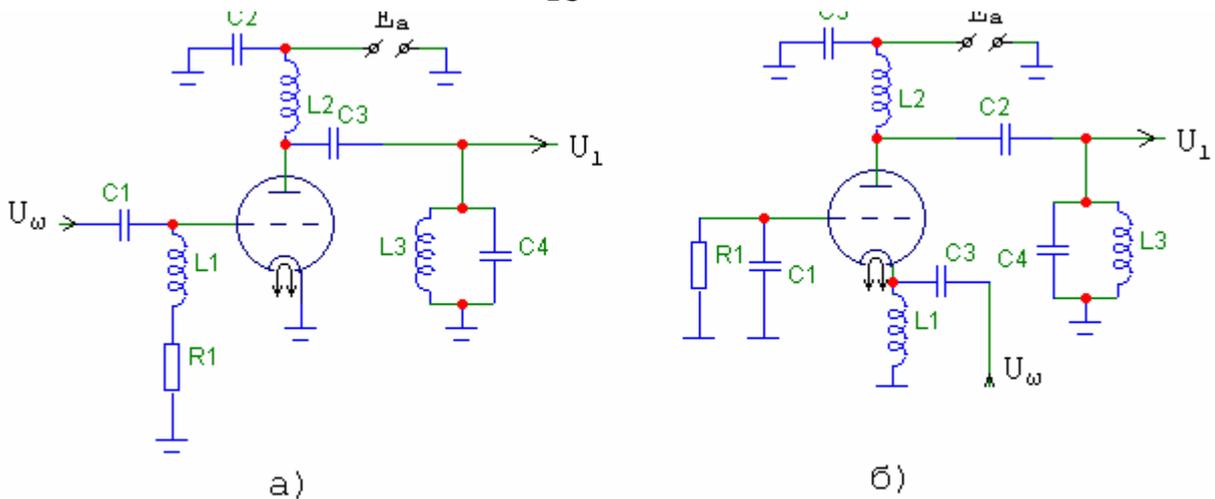


Рис. 18

На рисунках приведены схемы с автоматическим смещением на резисторах R1, с параллельным типом питания анодных цепей. На индуктивностях L1 выделяется входное высокочастотное напряжение возбуждения. Конденсатор C1 (б) заземляет сетку на корпус по ВЧ.

Сначала производится расчет электронного режима работы ГВВ.

Задается угол отсечки тока лампы Θ , оптимальным значением, которого является $\Theta = 70 \dots 120^\circ$. Для выбранного угла Θ определяют коэффициенты Берга α_1 и α_0 . Выбирается величина E_a источника питания, близкая к типовому значению. Рассчитывается величина граничного коэффициента использования анодного напряжения схемы с ОК

$$\xi_{ок} = 0.5 + 0.5 \sqrt{1 - \frac{8 \cdot P_1}{S_{зр} \cdot \alpha_1 \cdot E_a^2}}$$

Для схемы с общей сеткой (ОС) расчет производится по формуле:

$$\xi_{ос} = \frac{1+D}{2} + \sqrt{\frac{(1+D)^2}{4} - \frac{2P_1(1+D)}{S_{зр} \cdot \alpha_1 \cdot E_a^2} + \frac{2P_1}{S \cdot E_a^2 \cdot \alpha_1 \cdot (1 - \cos\Theta)}}$$

В этих формулах: D-проницаемость лампы, S-крутизна входных характеристик лампы, $S_{гр}$ - крутизна граничного режима.

Определяется амплитуда U_{a1} - первой гармоники напряжения на лампе

$$U_{a1} = \xi_{oc} \cdot E_a$$

- 44 -

Амплитуда тока первой гармоники на лампе:

$$I_{a1} = \frac{2P_1}{U_{a1}}$$

Постоянная составляющая тока лампы

$$I_{a0} = I_{a1} \cdot \frac{\alpha_0}{\alpha_1} < I_{адон}$$

Энергетические параметры:

$P_0 = E_a \cdot I_{a0}$ - потребляемая от источника питания мощность,

$P_a = P_0 - P_1$ - мощность рассеяния на лампе, $P_a < P_{адон}$, проверить

$\eta = \frac{P_1}{P_0}$ - электронный КПД, также $\eta \cong 0,5\xi \frac{\alpha_1}{\alpha_0}$.

Эквивалентное выходное сопротивление ГВВ

$$R_{oc} = \frac{U_{a1}}{I_{a1}}$$

Требуемое напряжение возбуждения на сетке

$$U_{ex} = \frac{I_{a1}}{S \cdot \alpha_1}$$

Напряжение смещения на сетке

$$E_{cm} = (U_{ex} - DU_{a1}) \cos \Theta + E_c',$$

где E_c' - напряжение приведения, равное примерно напряжению запитания лампы.

Расчет параметров сеточной цепи:

Угол отсечки тока сетки

$$\cos \Theta_c = \frac{E_{cm} - E'}{U_{ex}}$$

Ток первой гармоники цепи сетки и ток постоянной составляющей

$$I_{c1} = S_{c1} \cdot U_{ex} \cdot \alpha_1(\Theta_c), \quad I_{c0} = S_{c1} \cdot U_{ex} \cdot \alpha_0(\Theta_c),$$

где S_{c1} - крутизна сеточной характеристики, при отсутствии справочного параметра, ориентировочно можно положить $S_{c1} \cong 0,1S$.

Мощность возбуждения и постоянной составляющей

$$P_{c1} = 0,5 \cdot U_{ex} \cdot I_{c1}, \quad P_{c0} = E_{cm} \cdot I_{c0}$$

- 45 -

Мощность, рассеиваемая на сетке $P_c = P_{c1} + P_{c0}$.

Входное сопротивление цепи сетки $R_c = \frac{U_{ex}}{I_{c1}}$.

Коэффициент усиления ГВВ по мощности $K_p = \frac{P_1}{P_{c1}}$.

Коэффициент обратной связи, необходимый для обеспечения электронного режима в случае работы каскада как автогенератора СВЧ:

$$K_{oc} = \frac{U_{ex}}{U_{a1}}$$

Расчет элементов схемы (рис.18 а)

$$L2 \cong \frac{20R_{oc}}{\omega_{min}}, \quad L1 \cong 20 \frac{R_c}{\omega_{min}}, \quad C3 \cong \frac{20}{\omega_{min} R_{oc}}, \quad R1 = \frac{E_{cm}}{I_{c0}},$$

$$C4 \cong (15...20)C_{ak}, \quad L3 = \frac{1}{\omega^2 C4}, \quad C2 = \frac{20}{\omega_{min} R_n}.$$

В этих формулах: ω_{min} - минимальное значение рабочей частоты передатчика, ω - рабочая частота ГВВ, C_{ak} - емкость анод-катод лампы.

Для ГВВ по схеме с общей сеткой следует пользоваться следующей модификацией формул:

$$P_a = P_0 - (P_1 - P_{c1}), \quad R_{oe} = \frac{U_{a1} + U_{ex}}{I_{a1}}, \quad P_{c1} = \frac{U_{ex}(I_{a1} - I_{c1})}{2}, \quad R_c = \frac{U_{ex}}{I_{a1} - I_{c1}}.$$

Для схемы рис. 18б) расчет элементов схемы дополнительно имеет вид:

$$C1 = \frac{20}{\omega_{min} R_c}, \quad C4 = (10...20)C_{ac}$$

Расчет автогенераторов на металлокерамических лампах.

Производится по приведенным выше формулам. Особенностью проектирования таких генераторов является построение схемы генератора, обеспечение в схеме рассчитанного выше коэффициента обратной связи K_{oc} , что достигается расчетом колебательных элементов (коаксиальных резонаторов) схемы с учетом межэлектродных емкостей. Такие расчеты приведены, например, в [1,] ниже, на рис.19 изображена схема автогенератора СВЧ на МКЛ, строящаяся, как правило, по схеме с общей сеткой.

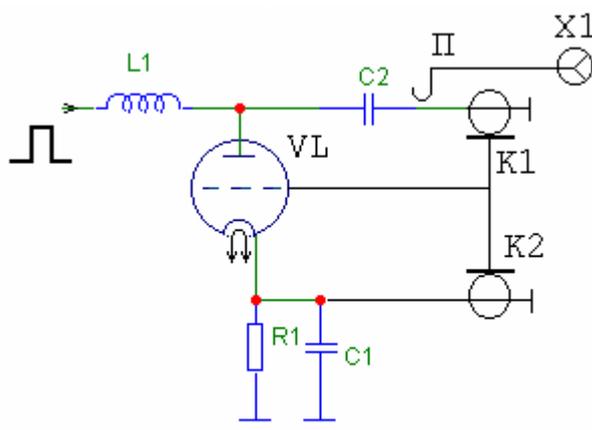


Рис 19.

В этой схеме: K1 и K2 – анодно-сеточная и катодно-сеточная коаксиальные линии (резонаторы), L1-блокировочная индуктивность при питании анода параллельным способом, C2-разделительная емкость при этом же типе питания, R1-сопротивление автоматического смещения рабочей точки лампы, C1-блокировочная емкость цепи смещения, помещаемая обычно в коротко замыкающий поршень резонатора K2, X1-выходной (здесь коаксиальный) разъем, П-петля индуктивной связи с резонатором K1. В этой схеме через R1 протекает как сеточный I_{c0} , так и анодный I_{a0} токи постоянной составляющей. Поэтому напряжение смещения на R1 определяется как

$$E_{см} = R1 \cdot (I_{c0} + I_{a0})$$

Расчет размеров коаксиальных резонаторов можно найти как в пособии здесь, так и в [1].

Приложение 1
МОСКОВСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ
ГРАЖДАНСКОЙ АВИАЦИИ
кафедра Радиотехнических устройств

Расчетно-пояснительная записка к курсовому проекту по дисциплине
"Формирование и передача сигналов"

Тема: Передатчик импульсный СВЧ диапазона.
(или "Передатчик связной КВ диапазона").

РС-94012.КП.01.22.00.42.ПЗ

Проектировал: студент IV курса ЗФ
Иванов И.С.

шифр.....

Руководитель: доцент
Петров И. И.

Защищен с оценкой.....

Москва

Значения коэффициентов Берга

Θ°	a_0	a_1	$\text{Cos } \Theta$	$1-\text{Cos } \Theta$
50	0.183	0.339	0,643	0.357
55	0.200	0.370	0,550	0.450
60	0.218	0.390	0,500	0.500
65	0.235	0.410	0,410	0.590
70	0.235	0.436	0.342	0.658
75	0.272	0.459	0.242	0.758
80	0.286	0.473	0.174	0.826
85	0.305	0.490	0.070	0.930
90	0.319	0.500	0.000	1.000
95	0.338	0.514	0.104	0.896
100	0.350	0.520	0.174	0.826

X	Порядок функции n										
	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
2	0.22	0.576	0.35	0.13	0.034	0.007					
3	-0.26	0.34	0.48	0.31	0.13	0.043	0.011				
4	-0.4	-0.06	0.36	0.43	0.28	0.13	0.049	0.015			
5	0.15	-0.27	-0.24	0.11	0.35	0.36	0.24	0.13	0.056	0.032	0.021

Таблица функций Бесселя $J_n(x)$

Приложение 4

Параметры металлокерамических ламп

Тип	$P_{ном}$, кВт	λ_{min} , см	E_a , кВ	E_{C2}	$U_{нак}$, В	$I_{нак}$, А	I_a , А
ГИ-12Б	2.5	9	4	-	12.6	0.9	1
ГИ-13	1.5	9.5	0,8	-	12.6	0.7	2
ГИ-11Б	2.5	12	4	-	12.6	1.8	5
ГИ-21Б	4	9.8	4	-	12.6	0.93	5
ГИ-70Б	11	9.2	9	-	12.6	2.0	7.5
ГИ-7Б	11	11	9	-	12.6	2.0	16
ГИ-6Б	16	18	9	-	12.6	2.0	16
ГИ-14Б	125	30	20	!	12.6	3.5	16

Приложение 5

Параметры импульсных модуляторных ламп.

Параметры	ГМИ -2Б	ГМИ -5	ГМИ -7	ГМИ -10	ГМИ -11	ГМИ -16	ГМИ -19Б	ГМИ -20	ГМИ -22Б	ГМИ -30	ГМИ -83	ГМИ -83Б-
Ток анода, А	90	16	52	13	14	5	120	10	20	15	15	25
Напряжение на аноде, кВ	32	20	22	9	10	4.5	30	3	20	30	20	18
Напряжение запира- ния, В	600	800	900	300	600	95	900	125	700	1200	800	800
Напряжение экран- ной сетки, кВ	2	1.2	0	1	1	0.9	2.5	0,75	1.4	-	1.25	1.25
Мощность рас- сеивания на аноде, Вт	900	50	125	41	85	8	1	15	250	300	65	60
То же на управл. сет- ки, Вт	12	3	3,2	1,5	1,5	1	25	1	3	-	3	3

Длительность импульса, мкс	03-2	03-5	02-5	0.5-10	05-5	1-10	1-1000	1-25	10-1000	1-10	0.5-2.5	0.5-2.5
Напряжение на управляющей сетке в рабочем режиме, В	200	125	350	100	150	60	500	75	250	1000	750	250
Напряжение на аноде минимальное, кВ	2,5	6.75	1.5	0.5	0.5	0.75	1.6	0.4	1.6	1.3	1.5	1.5
Внутреннее сопротивление лампы в перенапряженном режиме, гj, Ом	30	60	35	25	60	170	30	60	220	120	90	90
Внутреннее сопротивление в граничном режиме, Ом ч	340	670	200	3000	660	7500	170	2200	900	170	550	550
Ток управляющей сетки, А	7.5	1.7	10	2	2	0.6	12	1.5	3	5	4	3

Приложение 6

Параметры вакуумных диодов

Параметры	ВИ1-5\20	ВИ1-5\30	ВИ1-30\25	ВИ2-70\32	ВИ1-100X5	В1-0,03\1	В1-0,02\20	ВИ1-18\32
Напряжение накала, В	6.3	63	10	12.6			2.5	17
Ток накала, А	2.9	95	6	53	36.5	4.6	3.2	3.7
Минимальное обратное напряжение, кВ	20	30	25	32	60	13	20	32
Ток в импульсе, А	.5	5	30	70	100	0.03	0.02	18
Средний ток, мА	50	-	30	70	200	30	20	-
Максимальная длительность импульса, мкс	4	-	2.5	2.5	10	5	-	
Максимальная мощность рассеивания на аноде. Вт	33	2000	12	30	500	15		100
Внутреннее сопротивление, Ом	500	120	100	72	45	900	-	350

Приложение 7

Параметры импульсных магнетронов.

Тип	Частота, МГц	Мощность в импульсе, кВт	КПД, %	$U_{0_макс}$ кВ	I_0 , А	Н, эрстод
Волны 20...50 см						
700A-D	680-720	40	33	12	10	650
728A-J	900-970	400	53	24	28	1200
5J21-25	1044-1056	475	59	24	33	1100
4J21-25	1230-1350	640	59	26	48	1400
4126-30	1280-2012	700	56	27	48	1400
4J42	670-730	30	28	12	9	650
4J51	900-970	62	62	23	20	1100
5J26	1220-1350	48	48	27	46	1400
Волны 8...11 см						
HP10V	2800	2500	40	50	200	1900
706A-C	3000-3100	25	18	21	12	1300
714A	3200-3320	22	16	11	12	1300
706AY	2914-3100	206	49	30	20	2000
714AY	3280-3320	165	42	19	20	2250
718AY	2720-2890	193	48	20	20	1950
720A-E	2720-2890	1100	63	27	65	2900
4J45-47	2750-2856	650	63	23	45	2550
2J38-39	3250-3300	10	60	16	7	5000
2JL2	3100-3300	300	60	23	30	2000
Волны около 3 см						
2J41	9290-9330	1.25	30	3	2	2200
725A	9375 30	56	36	13	12	5650
2J48	9315 50	56	36	13	12	5650
2J55	9375 55	50	35	12	12	3350
2J51	8500-9600	60	30	14	14	4000
2J50	9080-9375	280	47	22	27	6900
2J52	9375 30	ПО	49		15	4950
AX9	9500	800	50	32 ,	50	6000
Волны 1..2 см						
2J21	24000	60	26	15	15	8000
3J31	24000	50	26	г~пг~	18	7600

Приложение 8
 Параметры электромеханических фильтров.

Тип	Полоса пропускания, Гц	Центральная частота, кГц	Затухание в полосе пропускания, дБ	Коэф-т прямоуг. по уровням 6 и 60 дБ	кОм	кОм
ЭМФ11Д-500-3,0с	3000 300	500 ОЛ	15	1.5	10	1
ЭМФ11Д-500-3,5В	3500 150	500 0Д5	15	1.5	10	1
ЭМФ11Д-500-3.5Н	3500-150	499 0.05	15	1.5	10	1
ЭМФП-5-465-9	5000 600	465 1.5	7	2.7	1	10

Приложение 9
 Параметры варакторов

Тип	$C_{пф}$ при $U_0=6В$	f_{cp} , ГГц	$U_{доп}$, В	$P_{доп}$, Вт	τ_{β} , нс	$t_{в}$, нс	$L_{КОР}$, нГн	$C_{кон}$, пФ
2А602А	6.7	15	60	2.5	100	5	1.9	.0.6
2А602Б	4	25	60	1.5	100	5	1.9	0.6
2А602В	2	30	45	1	100	5	1.9	0.6
2А604А	1	130	43	1	30	0.03	0.7	0.3
2А608А	2.5	60	45	4	80	0.1	3	03
2А609А	1.5	150	40	2	50	0.2	0.7	0.25
2А609Б	1	100	40	1	50	0.2	0.7	0,25
2А609А-5	1.2	130	30	1.5	50	0.2	0.5	0.17
КА613А	6	10	80	10	-	-	0.6	1
КА613Б	4	25	70	8	-	-	0.6	1

Параметры тираэронов

Параметры	ТГИ1- 3V1	ТГИ1- 5V1	ТГИ1- 10V1	ТГИ1- 35V3	ТГИ1- 60V5	ТГИ1- 90V8	ТГИ1- 130V10	ТГИ1- 260M2	ТГИ1- 500V16	ТГИ1- 1000V25	ТГИ1- 2500X35
Напряжение накала, В	6.3	6.3	6.3	6.3	6.3	6.3	6.3	6.3	6.3	6.3	6.3
Ток накала, А	1	1.7	2.8	2.6	5.5	7	5	12	15	20	56
Напряжение анода, кВ	1	1	1	3	5	8	10	12	16	25	35
Ток анода, А	3	5	10	35	60	90	130	260	500	1000	2500
Длительность импульса, мкс	1	10	0.1-5	0.2-6	0.1-2.5	0.4-6	0.25-0.5	0.15-8	0.5-10	50	10
Импульсов в секунду, имп/с	5000	15000	40000	1000	15000	2000	30000	4500	50000	700	250
Средний ток анода, А	6	10	50	40	100	100	0.25	0.4	0.5	1	2,5
Напряжение поджига, кВ	0.05	0.1	0.15	0.15	0.2	0.2	0.17	0.2	0.4	0.5	1
Длительность импульсов поджига, мкс	3.5-20	2-4	1-6	1-6	4-6	2-2.5	2-8	2-8	3-7	3-7	3-6
Ток поджига, А	-	-	0.1	0.06	0.2	0.2	0.5	0.5	2.5	3	10

Приложение 11

Параметры транзисторов

№	Тип	$U_{к доп}, В$	$U_{б доп}, В$	$P, Вт$	$I_{нас}, Ом$	$r_{б}, Ом$	$r_{э}, Ом$	$r_{к}, Ом$	β_0	$f_T, МГц$	$E, В$	$C_{э}, пФ$	$L_{э}, нГн$	$L_{б}, нГн$	
1	КТ-802А	150	3.0	30	1.1	0.7	0.05	0.8	25	45	0.7	400	1000	20	20
2	КТ-803А	70	4.0	100	0.4	0.4	0.05	0.8	40	25	0.7	450	3300	20	20
3	КТ-902А	65	5.0	25	0.3	1	0.05	0.8	30	35	0.7	150	1500	0.4	0.14
4	КТ-903А	80	4.0	15	5	1.5	0.05	0.7	55	130	0.7	140	1400	12	12
5	КТ-904А	65	4.0	8	5	5	0.1	3	10	350	0.7	9.5	130	2.5	2.5
6	КТ-907А	65	4.0	13.5	1.7	2	0.4	1.3	30	350	0.7	16	260	0.8	2.5
7	КТ-909А	60	3.5	30	3	1	0.04	2	10	650	0.7	28	300	0.45	1.7
8	КТ-909Б	60	3.5	42	1.5	0.5	0.05	0.5	20	690	0.6	40	300	0.35	1.7
9	КТ-911А	55	3.0	1	7	3	0.05	1	10	1800	0.7	5	7	0.3	4
10	КТ-912А	70	5.0	70	0.8	0.5	0.05	0.8	15	90	0.7	250	4000	4	4
11	КТ-913А	55	3.5	3.3	15	2	0.15	2	40	1100	0.7	4	25	0.3	3
12	КТ-913Б	55	3.5	6	6	1.2	0.4	1	30	1200	0.7	8	66	0.25	2.5
13	КТ-913В	55	3.5	11	5	1	0.2	1	50	1100	0.7	7.5	50	0.25	2.3
14	КТ-914А	65	4.0	2.5	2.5	5	0.2	1	35	550	0.7	10	130	3	3
15	КТ-916А	55	3.5	15	3	2	0.2	1	30	1200	0.7	20	15	1.2	1.2
16	КТ-918А	30	2.5	0.25	10	1	0.05	1	25	3000	0.7	25	70	1.1	1.1
17	КТ-918Б	40	2.5	0.6	50	1.3	0.05	0.7	30	3000	0.7	2	10	0.8	0.15
18	КТ-919А	45	3.5	4.4	8	0.5	0.14	0.7	30	2000	0.7	7.5	40	0.4	0.14
19	КТ-919Б	45	3.5	2	16	1	0.05	1.4	30	2000	0.7	4.1	20	0.5	0.25
20	КТ-919В	45	3.5	1	32	2	0.05	3	30	2100	0.7	2.8	10	1.3	0.35
21	КТ-920А	36	4	20	3.2	1	0.1	0.7	25	475	0.7	2	70	0.5	1.8

Продолжение приложения 11

22	КТ-920Б	36	4	5.0	1.2	1	0.05	0.9	30	500	0.7	20	120	0.5	1.8
23	КТ-920В	36	4	20.0	0.3	1	0.1	1.1	40	475	0.7	60	140	0.5	1.8
24	КТ-921А	65	4	12.5	2.3	1	0.05	0.5	45	100	0.7	45	400	3.5	3.5
25	КТ-922А	65	4	5	8	1	0.05	0.7	20	300	0.7	15	65	2.4	0.9
26	РН-922Б	65	4	20	2	1	0.05	1	25	300	0.7	35	200	2.4	0.9
27	КТ-922В	65	4	40	1	0.5	0.05	1.2	25	300	0.7	65	550	2.4	0.9
28	КТ-925А	36	4	2.4	1.5	0.5	0.2	0.4	40	500	0.7	20	200	0.5	1.8
29	КТ-925Б	36	4	5.0	1.3	0.5	0.1	0.5	40	500	0.7	20	250	0.5	1.8
30	КТ-925В	36	3.5	21	0.3	0.5	0.1	0.5	40	500	0.7	45	130	0.5	1.8
31	КТ-927А	70	3.5	75	0.2	0.5	0.2	0.5	30	150	0.7	150	2250	0.5	1.8
32	КТ-929А	30	3	2	1.6	0.5	0.05	0.6	40	450	0.7	20	1000	0.5	1.8
33	КТ-930А	30	4	40	0.8	0.5	0.1	0.4	40	700	0.7	70	800	0.4	1.8
34	КТ-930Б	30	4	75	0.25	0.5	0.05	0.5	50	800	0.7	150	2000	0.3	1.6
35	КТ-931А	30	4	80	0.2	0.5	0.06	0.2	60	400	0.7	190	200	0.3	1.6
36	КТ-934А	60	4	3	15	0.5	0.05	0.3	60	650	0.7	6.5	1200	0.5	1.8
37	КТ-934Б	60	4	12	3.7	0.5	0.1	1	60	650	0.7	10	1350	0.5	1.8
38	КТ-934В	60	4	25	1.8	0.5	0.05	2	60	650	0.7	22	1500	0.5	1.8
39	КТ-942А	45	3.5	10	3.8	0.25	0.15	3	40	3000	0.7	16	1100	0.7	0.14
40	КТ-958А	150	4	40	1.6	0.2	0.5	2	40	500	0.7	120	2000	0.5	1.6
41	КТ-970А	50	4	100	0.4	0.4	0.1	0.8	35	1200	0.7	150	2500	0.2	0.9

Приложение 12
 Параметры лавинно-пролетных диодов

Тип	Рабочая частота, ГГц	Выходная мощность, Вт	Напряжение питания, В	Постоянный ток, А	КПД, %
КА706А	8,5...10	0,1	60... 120	0,03... 0,06	-
КА706Б	10...11,5	0,1	60...120	0,03... 0,06	-
АА707К	10,3...11,5	0,2	50... 70	0,025...0,06	10
КА709Б	9...9,7.	0,5	60... 120	-	-
АА730А	8...9,2	1,5	65...95	0,17...0,3	10
АА730Б	9,2... 10,3	1,5	60...85	0,17...0,3	10
АА730В	10,3...11,5	1,5	50... 70	0,17...0,3	10
АА730Д	11,5...13,5	1,0	35...80 '	0,15...0,25	8
АА739А	8...9,2	4	60...80	0,25...0,4	20
АА739Б	9,2... 10,3	4	50...65	0,3...0,45	20
АА739В	10,3...11,5	4	40...55	0,35...0,55	20
АА748А	11,5...13,5	2	30...55	0,25... 0,5	16
АА748Б	11,5...13,5	3	30...55	0,3... 0,5	21
АА748В	13,5...15	2	28...53	0,25...0,5	16
АА748Г	13,5...15	3	28...53	0,3...0,5	21
АА748Д	15...17	1,5	22...45	0,3...0,55	16
АА748Е	15...17	2,5	22...45	' 0,3...0,6	16
АА748Ж	17...21	1,5	18...40	0,3...0,6	16
АА748И	21...24	1,5	18...40	0,3...0,6	16
АА759А	35...37	1	20	0,2...0,4	12

Параметры диодов ГАННА

Тип	Рабочая частота, ГГц	Выходная мощность, Вт	Напряжение питания, В
3A721A	3,8...5,9	0,01	10
3A725Г	5...6	0,3	11
3A725B	7...8,25	0,2	11
3A715A	8...9,5	ОД	9,5
3A715Д	9...10,5	0,3	9,5
3A715И	10...11,5	0,3	9,5
3A726A	12...13,5	0,1	8
3A726Д	13,5...15	0,2	8
3A726Е	15...16,7	0,2	8
3A724A	11,7...17,85	0,01	5..Л
3A716A	18...20	0,15	6,3
3A716Г	20...22	0,25	6,3
3A716Б	22...24	0,25	6,3
3A716И	24...25,8	0,25	6,3
3A728A	25,8...28,3	0,05	3...4,5
3A728Б	29...33	0,05	3...4,5
3A728В	33...37,5	0,05	3...4
3A727A	37...42	0,075	3...4
3A727Б	42...47	0,05	2,5...3,5
3A727Г	47...53,6	0,025	2,4...3,1

Варианты заданий на курсовой проект.

Варианты заданий на курсовой проект студенты дневного отделения получают индивидуально из перечня приведенных ниже. Студенты заочного отделения выбирают вариант по двум последним цифрам шифра студенческого билета (зачетной книжки).

Передачики импульсные СВЧ – диапазона

Таблица 14.1

№ вар.	Рабочая длина волны, λ , см.	Импульсная мощность, $P_{и}$, кВт	Длительность импульса, τ , мкс	Частота повторений, $F_{п}$, Гц	Место установки	ГСВЧ на приборе
1	3,2	250	2	400	Н	МГ
2	3,2	300	1,5	450	Н	МГ
3	3,2	200	1,6	500	Н	МГ
4	3,2	150	1,5	600	Н	МГ
5	3,2	100	1,0	650	Н	МГ
6	27,5	2,5	1,4	1500	Б	МКЛ
7	27,5	3,0	1,1	2000	Б	МКЛ
8	27,5	3,5	1,7	2500	Б	МКЛ
9	27,5	4,0	1,4	1500	Б	МКЛ
10	27,5	2,0	1,3	2500	Б	МКЛ
11	2,0	30	0,05	6000	Н	МГ
12	2,0	25	0,1	5500	Н	МГ
13	2,0	20	0,07	5000	Н	МГ
14	2,0	15	0,1	4500	Н	МГ
15	2,0	10	0,05	4000	Н	МГ
16	37-39	4,0	1,4	500	Б	МКЛ
17	37-39	10	1,2	450	Б	МКЛ
18	37-39	15	1,1	400	Б	МКЛ
19	37-39	20	1,0	350	Б	МКЛ
20	37-39	25	1,3	300	Б	МКЛ
21	10	600	2,0	450	Н	МГ
22	10	550	2,5	600	Н	МГ
23	10	800	2,0	400	Н	МГ
24	10	700	2,5	450	Н	МГ
25	10	600	1,5	500	Н	МГ
26	23	500	2,0	600	Н	К
27	23	750	1,6	700	Н	К
28	23	800	2,0	500	Н	К
29	23	850	2,5	400	Н	К

Продолжение таблицы 14.1

30	23	1200	3,0	330	Н	К
31	3,2	50	1,0	350	Б	МГ
32	3,2	40	1,75	400	Б	МГ
33	3,2	30	1,25	450	Б	МГ
34	3,2	20	1,5	500	Б	МГ
35	3,2	10	2,0	400	Б	МГ
36	27,5	1,2	0,5	1000	Б	МКЛ
37	27,5	0,6	0,6	1200	Б	МКЛ
38	27,5	0,8	0,7	1300	Б	МКЛ
39	27,5	1,0	0,8	1400	Б	МКЛ
40	27,5	1,4	0,9	1500	Б	МКЛ
41	26-29	0,75	2,0	2000	Б	МКЛ
42	26-29	1,0	2,5	2500	Б	МКЛ
43	26-29	1,5	2,0	3000	Б	МКЛ
44	26-29	1,2	1,5	2500	Б	МКЛ
45	26-29	1,75	2,5	2000	Б	МКЛ
46	32-34	15	1,2	4000	Н	МКЛ
47	32-34	20	1,4	4500	Н	МКЛ
48	32-34	25	1,6	5000	Н	МКЛ
49	32-34	30	1,8	4500	Н	МКЛ
50	32-34	32	2,0	4000	Н	МКЛ

Передатчики связные, навигационные СВ, КВ, УКВ, СВЧ диапазонов.

Таблица 14.2

№ вар.	Диапаз. частот, МГц	Вид модуляции	Глуб. модуляции	Вых. мощн. Вт.	Частоты модул. кГц.	Элект. прибор	Место установки
51	0,3-0,6	ОМ	--	25	0,3-3,4	Т	Б
52	0,3-0,6	ОМ	--	30	0,3-3,4	Т	Б
53	0,3-0,6	ОМ	--	35	0,3-3,4	Т	Б
54	0,3-0,6	ОМ	--	40	0,3-3,4	Т	Б
55	0,3-0,6	ОМ	--	45	0,3-3,4	Т	Б
56	118-136	АМ	0,9	45	0,3-0,4	Т	Н
57	118-136	АМ	0,85	50	0,3-3,4	Т	Н
58	118-136	АМ	0,8	55	0,3-3,4	Т	Н
59	118-136	АМ	0,95	35	0,3-3,4	Т	Н
60	118-136	АМ	0,8	60	0,3-3,4	Т	Н
61	4200-4400	ЧМ	--	0,3	0.15	Т или МТ	Б

Продолжение таблицы 14.2

62	4200-4400	ЧМ	--	0,4	0,15	Т или МТ	Б
63	4200-4400	ЧМ	--	0,6	0,15	Т или МТ	Б
64	4200-4400	ЧМ	--	0,8	0,15	Т или МТ	Б
65	4200-4400	ЧМ	--	1,0	0,15	Т или МТ	Б
66	4 - 24	ОМ	--	20	0,3-3,4	Т	Н
67	4 - 24	ОМ	--	30	0,3-3,4	Т	Н
68	4 - 24	ОМ	--	40	0,3-3,4	Т	Н
69	4 - 24	ОМ	--	50	0,3-3,4	Т	Н
70	4 - 24	ОМ	--	55	0,3-3,4	Т	Н
71	140-174	ЧМ	1,5	0,75	0,3-3,4	ТИ	П
72	140-174	ЧМ	2,0	1,0	0,3-3,4	ТИ	П
73	140-174	ЧМ	1,5	1,25	0,3-3,4	ТИ	П
74	140-174	ЧМ	2,0	1,5	0,3-3,4	ТИ	П
75	140-174	ЧМ	1,5	0,5	0,3-3,4	ТИ	П
76	4 - 24	ОМ	--	80	0,3-3,4	Т	Б
77	4 - 24	ОМ	--	100	0,3-3,4	Т	Б
78	4 - 24	ОМ	--	120	0,3-3,4	Т	Б
79	4 - 24	ОМ	--	125	0,3-3,4	Т	Б
80	4 - 24	ОМ	--	70	0,3-3,4	Т	Б
81	108-112	АМ	0,3	10	0,15	ТИ	Н
82	108-112	АМ	0,25	15	0,15	ТИ	Н
83	108-112	АМ	0,4	20	0,15	ТИ	Н
84	108-112	АМ	0,35	25	0,15	ТИ	Н
85	108-112	АМ	0,4	30	0,15	ТИ	Н
86	118-136	АМ	0,85	120	0,3-3,4	Т	Н
87	118-136	АМ	0,9	100	0,3-3,4	Т	Н
88	118-136	АМ	0,8	130	0,3-3,4	Т	Н
89	118-136	АМ	0,85	150	0,3-3,4	Т	Н
90	118-136	АМ	0,75	150	0,3-3,4	Т	Н
91	2 - 18	ОМ	--	50	0,3-3,4	ТИ	Б
92	2 - 18	ОМ	--	55	0,3-3,4	ТИ	Б
93	2 - 18	ОМ	--	65	0,3-3,4	ТИ	Б
94	2 - 18	ОМ	--	70	0,3-3,4	ТИ	Б
95	2 - 18	ОМ	--	45	0,3-3,4	ТИ	Б
96	118-136	АМ	0,85	5	0,3-3,4	ТИ	Б
97	118-136	АМ	0,9	10	0,3-3,4	ТИ	Б
98	118-136	АМ	0,95	15	0,3-3,4	ТИ	Б

Окончание таблицы 14.2

99	118-136	АМ	0,9	20	0,3-3,4	ТИ	Б
100	118-136	АМ	0,85	25	0,3-3,4	ТИ	Б

Задания с № 1 по 50, включительно, относятся к импульсным передатчикам. Задания с № 51 по 100 – к связным передатчикам. Под глубиной модуляции понимаются или параметр степени модуляции при АМ, или индекс частотной модуляции при ЧМ. Под величиной выходной мощности при АМ следует понимать мощность на выходе в режиме несущей. Параметрами модуляции при импульсной модуляции являются длительность импульса в мкс и частота повторений импульсов в Гц. Другие обозначения в таблицах: ГСВЧ - генератор СВЧ, МГ – магнетрон, МК – металлокерамическая лампа, К – пролетный клистрон, МТ – митрон, Т – транзисторы, ИТ – интегрально-транзисторные, Б- бортовая установка, Н – наземная установка. АМ, ОМ, ЧМ – амплитудная, однополосная, частотная модуляции.

Приложение 15.

Примеры расчетов ряда схем передатчиков

П15.1 Расчет структурной схемы передатчика с амплитудной модуляцией

Исходные данные.

Выходная мощность в нагрузке - $P_1 = 30$ Вт.

Диапазон рабочих частот - 118...136 МГц.

Коэффициент модуляции - $m = 0,85$.

Определяем необходимость разбивки на поддиапазоны:

$$K_f = f_{\text{макс}}/f_{\text{мин}} = 136/118 = 1,15 < 2.$$

Отсюда видно, что необходимости разбивки на поддиапазоны нет, т.к. коэффициент перекрытия меньше двух. Если $K_f \geq 2$, разбивку на поддиапазоны следует проводить, см. 1.

Находим необходимую мощность выходного каскада передатчика:

$$P_{\text{вых}} = K_{\text{пз}} \cdot (1 + m)^2 \cdot P_1 / \eta_k \cdot \eta_T = 1,2(1,85)^2 \cdot 30 / 0,95 \cdot 0,9 = 140 \text{ Вт}$$

В данном диапазоне частот сложно получить такую мощность от одного транзисторного каскада. Поэтому применим схему сложения мощностей на двух модулях с транзисторами типа 2Т9105АС с параметрами: $P_{\text{вых}} \leq 100$ Вт, $f_T = 500$ МГц, где f_T – граничная частота усиления транзистора. При этом мощность ,

развиваемая на выходе одного модуля будет равна:

$$P_{\text{АВЫХ}} = P_{\text{ВЫХ}} / N \cdot \eta_c = 140/2 \cdot 0,9 = 78 \text{ Вт},$$

где η_c – КПД цепи суммирования мощностей.

Находим требуемую мощность предвыходного каскада передатчика с учётом КПД цепи распределения его мощности на два модуля выходного каскада $\eta_d = 0,9$ и с учётом модуляции в нем с коэффициентом $m_1 = 0,6 < 0,85$.

$$P_{\text{ВЫХ П}} = P_{\text{ВЫХ}} = K_{\text{ПЗ}} \cdot (1 + m_1)^2 \cdot P_{\text{АВЫХ}} \cdot N / K_p \cdot \eta_d = 1,2(1,6)^2 \cdot 78 \cdot 2 / 8 \cdot 0,9.$$
$$P_{\text{ВЫХ П}} = 66,5 \text{ Вт}.$$

$K_p = 8$ – коэффициент усиления по мощности выходного каскада. Такую мощность обеспечит, например, один каскад на транзисторе 2Т9105АС с параметрами: $P_{\text{ВЫХ}} \leq 100 \text{ Вт}$, $f_T = 500 \text{ МГц}$. Перейдём к расчету промежуточных каскадов между возбуждителем и предвыходным каскадом. Для этого учтём, что возбуждатель передатчика работает на частотах порядка 18...30 МГц для целей повышения стабильности частот несущих. Поэтому в составе промежуточных каскадов должны быть умножители частоты с общим коэффициентом умножения $n = 118/20 = 5,6$. Выберем целое $n = 6$. Это значит, что надо использовать два умножителя: на 2 и на 3. В качестве умножителей применим схему типа генератора с внешним возбуждением, работающей с отсечкой тока и с выделением на своём выходе необходимой гармонике: второй или третьей. Пусть перед предвыходным каскадом стоит утроитель частоты, от которого потребуется мощность:

$$P_{\text{ВЫХ2}} = P_{\text{ВЫХ П}} / K_{\text{рп}} \cdot \eta_{\text{сц}} = 66,5 / 8 \cdot 0,9 = 9,12 \text{ Вт}.$$

$K_{\text{рп}}$ – коэффициент усиления по мощности предвыходного каскада, $\eta_{\text{сц}}$ – КПД цепи межкаскадного согласования. Такую мощность может обеспечить, например, транзистор типа КТ 922. На вход утроителя частоты должна быть подана мощность:

$$P_{\text{ВХ2}} = P_{\text{ВЫХ2}} / K_{\text{р2}} \cdot \eta_{\text{сц}} = 9,12 / 10 \cdot 0,9 = 1,2 \text{ Вт}.$$

$K_{\text{р2}}$ – коэффициент усиления по мощности удвоителя. Эта мощность невелика, поэтому необходимости в промежуточном каскаде усиления между умножителями нет, в случае $P_{\text{ВХ2}} > 2 \text{ Вт}$ такой усилитель (буферный) целесообразно использовать. Перед удвоителем частоты поставим тогда удвоитель частоты, на вход которого должна быть подана мощность:

$$P_{\text{ВХ3}} = P_{\text{ВХ2}} / K_{\text{р3}} \cdot \eta_{\text{сц}} = 1,2 / 20 \cdot 0,9 = 0,066 \text{ Вт}.$$

$K_{\text{р3}}$ – коэффициент усиления по мощности удвоителя. Мощность в 0,066 Вт вполне можно получить с выхода синтезатора-возбуждителя передатчика. В качестве активного элемента удвоителя частоты выберем транзистор типа КТ904А с выходной мощностью в 3 Вт и предельной частотой 350 МГц.

Определим теперь структуру модулятора. При коллекторной модуляции минимальная мощность, требуемая от выходного каскада модулятора при модуляции на выходной и предвыходной каскады, составит:

$$P_{\text{вых М}} = 0,5m^2 P_{\text{вых}} / (1+m)^2 + 0,5m^2_1 P_{\text{вых П}} / (1+m^2_1).$$

Подставляя в это соотношение выше полученные величины параметров, получим: $P_{\text{вых М}} = 19,452 \text{ Вт}$.

Поскольку полученная мощность больше 5 Вт, то выходной каскад модулятора следует выполнить по двухтактной схеме и на низкочастотных транзисторах, например, типа П216Б ($P = 20 \text{ Вт}$). На вход модулятора следует подать мощность от предварительных усилителей:

$$P_{\text{вх}} = P_{\text{вых М}} / K_p = 19,425/20 = 1 \text{ Вт}.$$

Такую мощность может обеспечить подмодулятор в виде УНЧ на одном транзисторе типа, например, КТ 606 ($P = 3 \text{ Вт}$).

Таким образом, определена структурная схема передатчика. Она имеет вид, подобный схеме на Рис. 1, при наличии только каскадов с номерами:

2- удвоитель частоты, 4 – утроитель частоты, 6 – предвыходной каскад, 8 – подмодулятор УНЧ, 10 – выходной каскад модулятора, 11 – согласующий фильтр выходного каскада.

П15.2. Рассчёт выходного каскада на транзисторе

Исходные данные для расчета.

Выходная мощность $P_{\text{вых}} = 140 \text{ Вт}$.

Рабочие частоты 118...136 мГц.

Построение каскада – модульное по схеме сложения мощностей, число модулей – 2. Выходная мощность модуля $P_1 = 78 \text{ Вт}$.

Тип выбранного транзистора 2Т9105АС.

Схема построения модуля – с общим эмиттером по схеме Рис. 6.

Так как усилители модулей идентичны, то достаточно выполнить расчёт усилителя одного модуля.

Выписываем параметры выбранного транзистора 2Т9105АС.

$U_{\text{кэдоп}} = 50 \text{ В}$, $U_{\text{бэдоп}} = 4 \text{ В}$, $I_{\text{кдоп}} = 16 \text{ А}$, $P_{\text{кмакс}} = 100 \text{ Вт}$, $P_{\text{выхмакс}} > 100 \text{ Вт}$,

$f_T > 660 \text{ мГц}$, $r_{\text{б}} = 0,5 \text{ Ом}$, $r_{\text{э}} = 0,15 \text{ Ом}$, $C_{\text{к}} = 28 \text{ пФ}$, $C_{\text{э}} = 20 \text{ пФ}$,

$L_{\text{э}} = 0,17 \text{ нГн}$, $L_{\text{б}} = 0,5 \text{ нГн}$, $L_{\text{к}} = 1 \text{ нГн}$, $r_{\text{нас}} \leq 0,5 \text{ Ом}$, $E_1 = 0,7 \text{ В}$,

$\beta_0 = 150$.

Рекомендуемый режим работы транзистора – класс В, с отсечкой тока, в критическом режиме с углом отсечки тока коллектора $\theta = 90^\circ$. Тогда, $\alpha_1 = 0,5$, $\alpha_0 = 0,32$, $\gamma_1 = \alpha_1$, $\gamma_0 = \alpha_0$.

Амплитуда первой гармоники коллекторного напряжения в граничном режиме:

$$U_K = \frac{U_{KЭ_ДОП}}{4} \left(1 + \sqrt{1 - \frac{16 * r_{НАС} * P_1}{\alpha_1 * U_{KЭ_ДОП}^2}} \right) \text{ и, подставляя сюда значения}$$

параметров, получим: $U_K = 21,25 \text{ В}$. Выбираем напряжение коллекторного питания $E_K = 1,2 U_K = 25,5 \text{ В}$. Проверяем: $E_K + U_K = 46,75 \text{ В} < U_{KЭДОП} = 50 \text{ В}$.

Амплитуда первой гармоники коллекторного тока
 $I_{K1} = 2P_1 / U_K = 156 / 21,25 = 7,3 \text{ А}$.

Постоянная составляющая коллекторного, базового, эмиттерного токов, максимальное значение коллекторного тока:

$$I_{K0} = I_{K1} \alpha_0 / \alpha_1 = 7,3 \cdot 0,32 / 0,5 = 4,67 \text{ А}, \quad I_{\beta 0} = I_{K0} / \beta_0 = 4,67 / 150 = 0,013 \text{ А},$$

$$I_{\beta 0} = 4,67 + 0,013 = 4,683 \text{ А}, \quad I_{K\text{макс}} = I_{K0} / \alpha_0 = 4,67 / 0,32 = 14,6 \text{ А}.$$

Как видно, все токи меньше допустимого значения $I_{K\text{доп}} = 16 \text{ А}$.

Мощность, потребляемая от источника питания $P_0 = E_K I_{K0} = 119 \text{ Вт}$.

Мощность рассеяния на коллекторе $P_K = P_0 - P_1 = 41 \text{ Вт}$.

Электронный КПД схемы $\eta_{э} = P_1 / P_0 = 78 / 119 = 0,65$

И наконец, величина эквивалентной нагрузки коллекторной цепи
 $R_{оэ} = U_K / I_{K1} = 21,25 / 7,3 = 3 \text{ Ома}$.

Теперь переходим к расчету входной цепи схемы ГВВ.

Постоянная времени открытого эмиттерного перехода:

$$\omega \tau_{отк} = \beta_0 f_{\text{макс}} / f_T = 150 \cdot 136 / 660 = 31.$$

Эквивалентная постоянная времени:

$$\omega \tau_{эКВ} = \omega \tau_{отк} + \beta_0 \omega C_K R_{оэ} \alpha_1 = 31 + 26 = 57$$

Определяем амплитуду входного тока

$$I_{ВХ1} = \frac{\sqrt{1 + (\omega \tau_{эКВ})^2}}{\beta_0 \alpha_1} I_{K1} = 57 \cdot 7,3 / 150 \cdot 0,5 = 5,54 \text{ А}.$$

Учитывая, что рабочая частота $f_{\text{мин}} = 118 \text{ мГц} > 3 f_T / \beta_0 = 13 \text{ мГц}$, то можно не ставить дополнительное сопротивление R_1 в схеме Рис.6, т.е. считать, что $R_1 = \infty$. Тогда, дополнительное сопротивление C_1 определится соотношением:

$$C_1 = \frac{\beta_0}{2\pi f_T \cdot r_{\bar{\sigma}}} - C_{\bar{\sigma}} = 150 \cdot 10^{-6} / (6,28 \cdot 660 \cdot 0,5) - 20 \cdot 10^{-12} = 72 \text{ нФ.}$$

Максимальная величина обратного напряжения при закрытом эмиттерном переходе определяется соотношением:

$$U_{\bar{\sigma}\text{макс}} = I_{\text{вх}} r_{\bar{\sigma}} - E_1 = 5,54 \cdot 0,5 - 0,7 = 2 \text{ В.}$$

Напряжение смещения на эмиттерном переходе:

$$E_{\bar{\sigma}} = -\alpha_1(\pi - \theta) r_{\bar{\sigma}} I_{\text{ВХ1}} + |E'| + I_{\bar{\sigma}0} [r_{\bar{\sigma}} + (1 + \beta_0) r_{\bar{\sigma}}].$$

$$E_{\bar{\sigma}} = -0,5 \cdot 0,5 \cdot 5,54 + 0,7 + 0,013 (0,5 + 150 \cdot 0,15) = -0,38 \text{ В.}$$

Активная составляющая входного сопротивления транзистора

$$R_{\text{ВХ}} \cong r_{\bar{\sigma}} + r_{\bar{\sigma}} + \alpha_1 \cdot 2\pi f_T L_{\bar{\sigma}} + \frac{[r_{\bar{\sigma}} \alpha_1(\pi - \theta) + \alpha_1(\beta_0 r_{\bar{\sigma}} - \omega_T L_{\bar{\sigma}})]}{\sqrt{1 + (\omega \tau_{\text{ЭКВ}})^2}}$$

$$= 0,5 + 0,15 + 0,5 \cdot 6,28 \cdot 660 \cdot 0,17 \cdot 10^{-3} +$$

$$+ [0,5^2 + 0,5(150 \cdot 0,15 - 6,28 \cdot 660 \cdot 0,17 \cdot 10^{-3})] / 57 = 1,175 \text{ Ом.}$$

Мощность возбуждения каскада:

$$P_{\text{вх}} = 0,5 I_{\text{вх}}^2 R_{\text{ВХ}} = 0,5 \cdot 5,54^2 \cdot 1,175 = 18 \text{ Вт.}$$

Коэффициент усиления каскада по мощности

$$K_P = P_1 / P_{\text{вх}} = 78 / 18 = 4,33.$$

Этим заканчивается расчет электронного режима выходного каскада передатчика.

П15.3. Расчет номиналов элементов схемы ГВВ

Сопротивление смещения в цепи базы транзистора, Рис. 6.:

$$R_2 = |E_{\bar{\sigma}}| / I_{\bar{\sigma}0} = 0,38 / 0,013 = 29 \text{ Ом. Выбираем номинал } 30 \text{ Ом.}$$

Индуктивности блокировочных дросселей

$$L_1 = 15 R_{\text{ВХ}} / \omega_{\text{мин}} = 15 \cdot 1,175 / 6,28 \cdot 118 = 0,023 \text{ мкГн.}$$

$$L_2 = 15 R_{\text{ос}} / \omega_{\text{мин}} = 15 \cdot 3 / 6,28 \cdot 118 = 0,06 \text{ мкГн.}$$

Величины ёмкостей блокировочных и разделительных:

$$C_2 = 15 / \omega_{\text{мин}} R_{\text{ВХ}} = 15 / 6,28 \cdot 118 \cdot 1,175 = 0,017 \text{ мкФ.}$$

Выбираем 0,018 мкФ.

$$C4 = 15 / \omega_{\min} R_{\text{оe}} = 15 / 6,28 \cdot 118 \cdot 3 = 0,0067 \text{ мкФ.}$$

Выбираем 0,0068 мкФ.

$$C3 = 15 / \omega_{\min} R_{\text{н}\Omega} = 15 / 6,28 \cdot 118 \cdot 2 = 0,01 \text{ мкФ.}$$

Здесь приняли сопротивление модуляционного трансформатора, равное 2 Ома (из расчета ГВВ в режиме несущей). Выбираем $C3 = 0,01 \text{ мкФ}$.

$$C5 = 10 / \Omega_{\min} R_{\text{п}} = 10 / 6,28 \cdot 300 \cdot 1 = 0,005 \text{ Ф, } 5000 \text{ мкФ.}$$

Здесь приняли сопротивление источника питания, равным 1 Ом. 300 Гц – минимальная частота модуляции. Выбираем $C5 = 5000 \text{ мкФ}$.

П15.4. Расчет частотного модулятора

Исходные данные:

Диапазон частот автогенератора: 39...41 мГц,

Диапазон модулирующих частот: 0,3...3,4 кГц,

Девияция частоты: 450 кГц,

Допустимый коэффициент нелинейных искажений: $K_{\Gamma} = 0,1$.

Расчет производим на основе схемы Рис. 9. Из расчета автогенератора схемы известны величины параметров:

$$U_{\text{б1}} = 0,4 \text{ В, } p = 0,22, C1' = 410 \text{ пФ, } C2 = 410 \text{ пФ, } C3 = 120 \text{ пФ,}$$

$$C_{\Sigma} = 90 \text{ пФ – суммарная ёмкость контура, } U_{\text{к1}} = 0,4 \text{ В, } E_{\text{п}} = 4,5 \text{ В.}$$

Выбираем варикап типа КВ104Е, ёмкость которого $C_{\text{в0}} = 100 \text{ пФ}$ при

$U_{\text{в}} = 4 \text{ В}$ и добротность на частоте 40 мГц равна 100.

Предельные параметры варикапа: $U_{\text{доп}} = 45 \text{ В, } P_{\text{доп}} = 100 \text{ мВт}$. Степень нелинейности вольтфарадной характеристики $\nu = 1/2$.

Чтобы смещение на варикап можно было подавать от источника коллекторного питания транзистора с $E_{\text{п}} = 4,5 \text{ В}$, выбираем постоянное смещение на варикапе, близким к этой величине. Пусть $U_{\text{в0}} = 4 \text{ В}$.

Расчет производим на основе методики, изложенной в [19].

Нормированное значение амплитуды модулирующего сигнала на варикапе:

$$U_{\Omega}' = 4 K_{\Gamma} / (\nu + 1) = 0,4 / 1,5 = 0,26.$$

Требуемое относительное изменение ёмкости варикапа:

$$\Delta C_{\text{в}} / C_{\text{в0}} = 4\nu K_{\Gamma} / (\nu + 1) = 0,2 / 1,5 = 1,33.$$

Коэффициент вклада ёмкости варикапа в суммарную ёмкость контура:

$$K_{\text{в}} = (2\Delta f_{\text{д}} / f_{\text{н}}) / (\Delta C_{\text{в}} / C_{\text{в0}}) = (2 \cdot 0,450 / 40) / 1,33 = 0,017.$$

Коэффициент включения варикапа в контур автогенератора:

$$p_v = (K_v C_{\Sigma} / C_{v0})^{0,5} = (0,017 \cdot 90 / 100)^{0,5} = 0,123.$$

Амплитуда модулирующего напряжения на варикапе:

$$U_{\Omega} = U_{\Omega}' (U_{v0} + \varphi_k) = 0,26 (4 + 0,7) = 1,22 \text{ В.}$$

Амплитуда высокочастотного напряжения на варикапе:

$$U_{v1} = p_v U_{k1} / p = 0,123 \cdot 0,4 / 0,22 = 0,22 \text{ В.}$$

Величина ёмкости связи (Рис.9) $C_{св}$:

$$C_{св} = U_{v1} C_{v0} / (U_{b1} - U_{v1}) = 0,22 \cdot 100 / (0,4 - 0,22) = 122 \text{ пФ.}$$

Величина ёмкости контура $C1$, непосредственно к которой подключён варикап:

$$C1 = C1' - C_{v0} C_{св} / (C_{v0} + C_{св}) = 410 - 100 \cdot 122 / 222 = 355 \text{ пФ.}$$

Теперь рассчитаем резистивный делитель напряжения смещения на варикапе, с учётом условий:

$$1) E_{г} R2 / (R1 + R2) = 4 \text{ В, } 2) R1 R2 / (R1 + R2) \ll 1 / (\Omega_{\text{макс}} \cdot C_{v0}) = 470 \text{ кОм.}$$

Решая два уравнения 1) и 2) совместно, получим:

$$R1 = 5,6 \text{ кОм, } R2 = 45,5 \text{ кОм.}$$

На этом расчет частотного модулятора закончен.

П15.5 Рассчёт коаксиальных резонаторов в генераторе СВЧ на МКЛ

Исходные данные для расчета:

Размеры электродов выбранной метало-керамической лампы ГИ-7Б:

диаметр радиатора – 65 мм, диаметр сеточного цилиндра – 36 мм,

диаметр цилиндра катода – 18 мм, толщина коаксиальных труб – 1 мм.

Межэлектродные ёмкости лампы: $C_{ск} = 11 \text{ пФ}$, $C_{ак} = 0,075 \text{ пФ}$, $C_{ас} = 5 \text{ пФ}$

Требуемый из расчета ГСВЧ коэффициент обратной связи $K_{oc} = 0,02$.

Рабочая длина волны $\lambda = 27,5 \text{ см}$, $\omega = 68 \cdot 10^8 \text{ рад/с}$.

Применяем одностороннюю конструкцию системы резонаторов, т.к. диаметр радиатора анода наибольший.

Рассчитываем волновые сопротивления резонаторов с учётом толщины коаксиальных труб резонаторов:

$$d_{\text{ск}} = 36 \text{ мм}, d_{\text{к}} = 18+2 = 20 \text{ мм}, d_{\text{а}} = 65 \text{ мм}, d_{\text{ас}} = 36+2 = 38 \text{ мм}.$$

Волновое сопротивление сеточно-катодного резонатора:

$$\rho_{\text{ск}} = 138 \log d_{\text{ск}}/d_{\text{к}} = 138 \log 36/20 = 35 \text{ Ом}.$$

Волновое сопротивление анодно-сеточного резонатора:

$$\rho_{\text{ас}} = 138 \log d_{\text{а}}/d_{\text{ас}} = 138 \log 65/38 = 32 \text{ Ом}.$$

Требуемое реактивное сопротивление сеточно-катодного резонатора:

$$X_{\text{ск}} = (1 + K_{\text{ос}}) / \omega [C_{\text{ак}} + C_{\text{ск}}(1 + K_{\text{ос}})] = 1,02/68 \cdot 10^8 [0,075 + 11 \cdot 1,02] \cdot 10^{-12}.$$

$$X_{\text{ск}} = 13,28 \text{ Ом}.$$

Требуемое реактивное сопротивление анодно-сеточного резонатора:

$$X_{\text{ас}} = (1 + K_{\text{ос}}) / \omega [C_{\text{ак}} + C_{\text{ас}}(1 + K_{\text{ос}})] = 1,02/68 \cdot 10^8 [0,075 + 5 \cdot 1,02] \cdot 10^{-12}.$$

$$X_{\text{ас}} = 29 \text{ Ом}.$$

Геометрическая длина сеточно-катодного резонатора:

$$L'_{\text{ск}} = \lambda/2\pi \arctg X_{\text{ск}}/\rho_{\text{ск}} = 25,5/6,28 \arctg 13,28/35 = 1,47 \text{ см}.$$

Длина получена малая, тогда увеличим её на $\lambda/2$.

$$L_{\text{ск}} = 1,47 + 12,75 = 14,22 \text{ см}.$$

Геометрическая длина анодно-сеточного резонатора:

$$L'_{\text{ас}} = \lambda/2\pi \arctg X_{\text{ас}}/\rho_{\text{ас}} = 25,5/6,28 \arctg 29/32 = 2,9 \text{ см}.$$

$$L_{\text{ас}} = 2,9 + 12,75 = 15,65 \text{ см}.$$

Далее следует сделать проверку на электрическую прочность резонаторов. Для этого, исходя из электрического расчета ГСВЧ на МКЛ, надо выписать величины амплитуд высокочастотных напряжений на сетке лампы – $U_{\text{с1}}$, на аноде лампы – $U_{\text{а1}}$, напряжения смещения на сетке лампы – $E_{\text{с1}}$ и рассчитать максимальные значения напряжений между трубами резонаторов по соотношениям:

$$\text{для катодно-сеточной линии} \quad U_{\text{ксм}} = U_{\text{с1}} / (\sin 2\pi L_{\text{ск}} / \lambda) + |E_{\text{с1}}|$$

$$\text{для анодно-сеточной линии} \quad U_{\text{асм}} = \frac{U_{\text{а1}} + U_{\text{с1}}}{\sin \frac{2\pi}{\lambda} L_{\text{ас}}}.$$

Далее определяют напряженности электрического поля в резонаторах:

$$\text{катодно-сеточном} \quad E_{kc\ m} = \frac{U_{kc\ m}}{2.3 \cdot d_k \lg \frac{d_{ck}}{d_k}},$$

$$\text{Анодно-сеточном} \quad E_{ac\ m} = \frac{U_{ac\ m}}{2.3 \cdot d_a \lg \frac{d_{ac}}{d_a}}.$$

Допустимая напряженность поля при нормальных атмосферных условиях составляет величину $E_{доп} = 5...10$ кВ/см. На основе этого критерия определяют коэффициент запаса по электрической прочности резонаторов

$$Q = E_m / E_{доп}.$$

Для обоих резонаторов величина Q должна быть меньше единицы.

При $Q > 1$ электрический режим ГСВЧ должен быть скорректирован.

На этом расчет колебательных систем ГСВЧ на МКЛ закончен.

ЛИТЕРАТУРА

1. Проектирование радиопередающих устройств;
Под ред. В. В. Шахгильдяна.-М.: Радио и связь. 1993, 2000, 2003,1984
2. Проектирование радиопередающих устройств СВЧ; Под ред. Г.М.Уткина. - М.: Сов. радио. 1979.
3. Радиопередающие устройства на полупроводниковых приборах; Под ред. Р.А. Валитова, И.А.Панова-М.: Сов. радио, 1973.
4. Радиопередающие устройства (проектирование радиоэлектронной аппаратуры на интегральных схемах); Под ред. О.А. Челнокова-М.: Радио и связь, 1982.
5. Лапицкий Е, Г. и др. Расчет диапазонных радиопередатчиков. -Л.: Энергия.1974.
6. Каганов В. И, Транзисторные радиопередатчики-М.: Энергия, 1976,

7. Минаев М.И. Радиопередающие устройства СВЧ. Минск: Высшая школа, 1978.
8. Бернштейн Э.А., Рудяченко Н. К. Импульсные радиопередающие устройства. Киев: Гостехиздат, 1963.
9. Проектирование радиопередающих устройств с применением ЭВМ; Под ред. О.В.Алексеева.-М. Радио и связь, 1987.
10. Гарбер И.С. Магнитные импульсные модуляторы. - М.: Сов .радио, 1965
11. Логвин А. И. Методические указания по выполнению курсового проекта по радиопередающим устройствам, (примеры расчетов). МИИГА, 1984.
12. Логвин А.И. Методические указания по применению ЭВМ в курсе "Формирование и передача сигналов". МИИГА, 1990.
13. Логвин А.И. Методические указания к выполнению контрольной работы по дисциплине "Радиопередающие устройства". МИИГА. 1986,
14. Кацнельсон В. В. и др. Электронно-вакуумные и газоразрядные приборы. Справочник.- М.: Энергия, 1985.
15. Транзисторы средней и большой мощности. Справочник; Под ред. А.В.Голомеева.-М.: Радио и связь, 1989.
16. Дивеев В.Н. Формирование и передача сигналов. Пособие к изучению дисциплины. Для ст. 4 курса сп. 160905 заочного обучения. МГТУ ГА, 2004.
17. Игнатов В.А. Теория информации и передачи сигналов - М.: Радио и связь, 1991.
18. Логвин А.И. Методы формирования сигналов, МГТУГА Д993.
19. Петров Б.Е., Романюк В.А. Радиопередающие устройства на полупроводниковых приборах.-М.: Высшая школа, 1989,
20. Дивеев В.Н. Формирование и передача сигналов. Проектирование передатчиков СВЧ. МГТУ ГА, 2003.
21. Дивеев В.Н. Формирование и передача сигналов. Пособие к выполнению курсового проекта. Для студентов 3 курса дневного и 4 курса заочного обучения сп. 160905. МГТУ ГА, 2007.

22. Перечень прикладных программных материалов по тематике курсовых проектов (кафедральные материалы).

22.1. Модуль КПАМ – проектирование передатчика с амплитудной модуляцией.

22.2. Модуль КП ФИПС № 36.mcd – проектирование импульсного передатчика, модулятор с частичным разрядом накопителя.

22.3. Модуль КПИМ – проектирование импульсного передатчика, модулятор с полным разрядом накопителя.

22.4. Модуль ФИПС 40_ЧМ.mcd – проектирование передатчика с частотной модуляцией.

22.5. Модуль FIPS_ОМ.MCD – проектирование передатчика с однополосной Модуляцией.

Содержание

Введение.....	3
1 ТРЕБОВАНИЯ К КУРСОВОМУ ПРОЕКТУ	
1.1. Характеристика исходных данных на проектирование.....	4
1.2. Требования к содержанию курсового проекта.....	4
2. МЕТОДИЧЕСКИЕ МАТЕРИАЛЫ ПО РАСЧЕТУ И ПРОЕКТИРОВАНИЮ СТРУКТУРНЫХ СХЕМ	7
2.1. Разбивка на поддиапазоны.....	7
2.2. Разработка и расчет структурной схемы передатчика с амплитудной модуляцией.....	8
2.3. Разработка и расчет структурной схемы передатчика с однополосной модуляцией.....	11
2.4. Разработка и расчет структурной схемы передатчика с частотной модуляцией.....	12
2.5. Разработка и расчет структурной схемы передатчика с импульсной модуляцией.....	14.
3. МЕТОДИЧЕСКИЕ МАТЕРИАЛЫ ПО РАСЧЕТУ И ПРОЕКТИРОВАНИЮ СХЕМ КАСКАДОВ ПЕРЕДАТЧИКОВ.....	16
3.1. Расчет выходного ГВВ передатчика.....	16
3.2. Расчет согласующего четырехполюсника.....	18
3.3. Расчет ГВВ в режиме несущего колебания при АМ.....	19
3.4. Расчет номиналов элементов схемы ГВВ.....	20
3.5. Расчет автогенератора синтезатора частот.....	20
3.6. Расчет схемы балансного модулятора.....	22
3.7. Расчет частотного модулятора на варикапе.....	24
3.8. Расчет варакторного умножителя частоты.....	27
3.9. Расчет схем импульсных модуляторов.....	29
3.10. Методика расчета полосового фильтра.....	37
3.11. Методика расчета коаксиальных резонаторов генераторов СВЧ на МКЛ.....	39
3.12 Методика расчета ГВВ и ГСВЧ на метало-керамической лампе.	42
Приложения.....	47
Варианты заданий на курсовой проект (Приложение 14.)	58
Примеры расчетов ряда схем передатчиков (Приложение 15).....	61
Литература.....	69