



Кафедра конструирования
и производства радиоаппаратуры

Министерство образования и науки Российской Федерации
Федеральное государственное бюджетное образовательное учреж-
дение высшего образования

Томский ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ И
РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ (ТУСУР)

А.С. Шостак

Учебно-методическое пособие

ПО КУРСУ “ФОРМИРОВАНИЕ И ПЕРЕДАЧА СИГНАЛА”,

2018

Рецензент: профессор кафедры КИПР ТУСУР, д. т. н. Масалов Е.В.

Технический редактор: студент 4 курса кафедры КИПР ТУСУР, Горелкин И.И.

А.С. Шостак. Учебно-методическое пособие по курсу “Формирование и передача сигнала” Томск: Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 2018 – 110 с.

Учебно-методическое пособие по курсу «Формирование и передача сигнала». Излагаемый материал ориентирован также на самостоятельное изучение дисциплины студентами дистанционной формы обучения. Конспект лекций может быть использован студентами дневных факультетов радиотехнического профиля для организации самостоятельной работы.

Пособие содержит курс лекций “Формирование и передача сигнала Часть 2. Радиопередающие устройства диапазона СВЧ”, содержит методические материалы по практическим занятиям и курсовому проектированию, а также проверочные тесты по всему курсу.

© А.С. Шостак 2018

© Кафедра КИПР Томского государственного
университета систем управления и радиоэлектроники,
2018

| | |
|--|-----------|
| 1 РАДИОПЕРЕДАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА ДИАПАЗОНА СВЧ ... | 4 |
| 1.1 Особенности диапазона сверхвысоких частот | 4 |
| 1.2 Радиопередающие устройства метрового и дециметрового диапазонов волн | 8 |
| 1.3 Передающие устройства на пролетных клистронах..... | 14 |
| 1.4 Генераторы на приборах магнетронного типа | 21 |
| 1.4.1 Физические основы работы магнетронных генераторов.... | 21 |
| 1.4.2 Характеристики магнетронного передатчика | 36 |
| 1.5 Принцип работы ламп бегущей волны | 38 |
| 1.6 Применение твердотельных приборов в диапазоне СВЧ | 49 |
| 1.6.1 Применение диодов Ганна | 49 |
| 1.6.2 Применение лавинно – пролетных диодов..... | 52 |
| 1.6.3 Схемы и конструкции генераторов на лавинно – пролетных диолах и диодах Ганна..... | 54 |
| 2 НАДЕЖНОСТЬ РАДИОПЕРЕДАЮЩИХ УСТРОЙСТВ | 57 |
| 2.1 Общие сведения..... | 57 |
| 2.2 Основные понятия и количественные характеристики надежности радиопередатчиков | 58 |
| 2.3 Влияние различных факторов на надежность..... | 63 |
| 2.4 Возможные пути повышения надежности радиопередатчиков | 64 |
| 2.5 Живучесть радиопередатчиков..... | 67 |
| 3 ЭЛЕМЕНТЫ ТЕОРИИ КОДИРОВАНИЯ | 70 |
| 3.1 Общие понятия | 70 |
| 3.2 Методы цифровой модуляции | 71 |
| 4 УПЛОТНЕНИЕ ЛИНИЙ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ | 72 |
| 4.1 Элементы теории разделения сигналов | 72 |
| 4.2 Частотное разделение сигналов..... | 72 |
| 4.3 Временное разделение сигналов..... | 73 |
| 4.4 Кодовое разделение сигналов | 73 |
| 5 СПИСОК РЕКОМЕНДУЕМОЙ ЛИТЕРАТУРЫ | 74 |

1 РАДИОПЕРЕДАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА ДИАПАЗОНА СВЧ

1.1 Особенности диапазона сверхвысоких частот

Общие понятия. В соответствии с классификацией частотных диапазонов радиоволн к диапазону СВЧ относятся частоты от 3 до 30 ГГц, т. е. с длиной волны 1-10 см. Однако особенностями по отношению к более низким частотам обладают радиотехнические системы, работающие с длинами волн, начиная от метров и дециметров. Так как электронные приборы метрового и дециметрового диапазонов волн существенно отличаются от обычных электронно-вакуумных ламп, то кроме собственно приборов СВЧ - диапазона, рассмотрим также приборы более низкочастотных диапазонов. Поэтому в понятие радиопередатчиков диапазона сверхвысоких частот обычно вкладывают основы построения радиопередатчиков метрового, дециметрового, сантиметрового и миллиметрового диапазонов длин волн.

В соответствии со структурной схемой радиопередатчика с импульсным излучением сигналов радиопередатчики СВЧ - диапазона, которые в основном работают с импульсной модуляцией, строятся по однокаскадной схеме. Это означает, что в типовом радиопередатчике диапазона сверхвысоких частот нет усилительных каскадов и каскадов умножения частоты, т. е. сигнал с автогенератора СВЧ непосредственно подается в антенно-фидерную систему.

Радиопередатчик СВЧ - диапазона состоит из автогенератора СВЧ - колебаний и импульсного модулятора.

Построение импульсных модуляторов рассмотрено ранее, здесь в основном речь будет идти об автогенераторах СВЧ - колебаний. Соответственно можно полагать, что основные особенности построения радиопередатчика СВЧ - диапазона связаны с особенностями построения тех приборов, которые входят в состав автогенератора. Поэтому дальнейшее изложение материала будет прежде всего связано с вопросами построения и особенностями функционирования приборов диапазона СВЧ.

При изучении различных устройств в метровом диапазоне и в диапазонах более коротких длин волн следует учитывать две основные особенности:

-электромагнитные колебательные системы, применяемые при более низких радиочастотах и состоящие из комбинаций катушек индуктивности и конденсаторов, в диапазоне более коротких волн становятся неработоспособными и заменяются колебательными системами иных типов или структурами, несущими бегущие волны;

-период колебаний по сравнению со временем пробега электронов внутри электронного прибора не является большой величиной и становится сравнимым с этим временем.

Первая особенность связана с тем, что обычные колебательные системы по мере роста частоты теряют свои резонансные свойства. Это можно проиллюстрировать следующим простым примером. Если рассматривать обычный резонансный контур, то по мере роста частоты в соответствии с известным соотношением для его резонансной частоты

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}},$$

где L , C — индуктивность и емкость контура. Значения L и C уменьшаются. Нижним пределом индуктивности L является индуктивность прямого провода, которая составляет 1 -2 нГ. Нижним пределом емкости C является междуэлектродная емкость лампы, подключенной к колебательному контуру. Эта величина составляет 5 -10 пФ. Если эти значения подставить в формулу для f , то окажется, что колебательный контур полностью теряет свои резонансные свойства, начиная с частот более 1 ГГц. Но и на более низких частотах резонансные свойства колебательного контура уже резко ухудшаются. Рассмотрим типы колебательных систем, применяемых в диапазоне СВЧ.

Колебательные системы в диапазоне СВЧ. Обычные колебательные системы в общем случае по мере увеличения частоты имеют следующие недостатки:

сравнительно низкую добротность вследствие больших потерь на излучение (связанных с тем, что любые провода и соединения превращаются в миниатюрные антенны), потерь при прохождении токов проводимости через контакты и вдоль проводников;

значительные поля рассеяния, создающие нежелательные связи и дополнительные потери в окружающих деталях;

малую эталонность (постоянство во времени) резонансных частот.

Мощность потерь в колебательной системе генератора

$$P_{\text{пот}} = \frac{U^2 \omega C}{2Q_0},$$

где U - амплитуда напряжения на колебательной системе; ω - круговая частота; C емкость контура; Q_0 - добротность колебательной системы в ненагруженном состоянии.

Амплитуда напряжения U определяется условиями правильной работы генераторной лампы и не может быть произвольно снижена без ухудшения режима ее работы. Наименьшее значение емкости C , как указывалось, ограничено междуэлектродной емкостью лампы. Кроме того, частота колебаний прямо пропорциональна мощности потерь поэтому единственной возможностью снижения последней является применение колебательных систем с высокими добротностями. Отсюда основным типом колебательных систем в гене-

раторах СВЧ являются замкнутые вибраторы, называемые еще полыми резонаторами, во внутренней полости которых развиваются колебательные электромагнитные поля.

Главной особенностью полого резонатора является то, что при колебаниях токи СВЧ текут по внутренней поверхности металлической оболочки, и колебательное электромагнитное поле опирается на ее внутреннюю поверхность. Ввиду замкнутости оболочек внешнее пространство оказывается свободным от СВЧ электромагнитного поля, вследствие чего исключаются поля рассеивания и потери на излучение.

Таким образом, замкнутые вибраторы обладают свойством самоэкранированности. При этом их добротности могут достигать десяти тысяч единиц (колебательные системы обычного типа имеют добротности в десятки единиц).

При соответствующей конструкции электродов и вводов генераторных ламп электроды могут составлять непосредственно часть оболочки полых резонаторов. В этом случае электроды ламп составляй единое целое с колебательными системами, так что отпадает необходимость в применении соединительных проводников между ними, что очень существенно в диапазоне СВЧ.

К основным достоинствам замкнутых вибраторов при их использовании в качестве колебательных систем СВЧ - диапазона можно отнести: высокую добротность, механическую прочность, свойство самоэкранированности, удобство теплоотвода, удобство объединения с обложками электродов активных приборов, возможность одновременного использования оболочек как перегородок, отделяющих вакуум от атмосферы.

Так как полые резонаторы принципиально отличаются от обычных колебательных систем, то у них по-другому осуществляются настройка и связь между резонаторами.

Для настройки вибратора на заданную длину волны, а также для перекрытия некоторого диапазона волн применяют короткозамкнутые поршни. При перемещении поршня внутри вибратора изменяется длина внутренней полости последнего, а следовательно, его резонансная частота. Настройка поршнем позволяет перекрывать широкий диапазон волн и часто применяется на практике. Можно перекрыть диапазон замкнутого вибратора при помощи ввинчивающегося стержня (плунжера). Когда стержень вывинчен, вибратор является цилиндрическим. По мере ввинчивания стержня вибратор постепенно превращается в тороидальный и резонансная волна удлиняется. В генераторах обычно плунжер используют для тонкой подстройки резонансной волны в небольших пределах.

Возможны следующие способы связи с полыми резонаторами для их возбуждения и отбора от них энергии в нагрузку: магнитная - при помощи витков, электрическая - при помощи электродов, диффракционная - при помощи отверстий, электронная.

Магнитная связь может быть индуктивной или кондуктивной. В первом случае виток связи вводят в полость резонатора, где имеется пучность магнитного поля. При этом наиболее сильная связь будет тогда, когда плоскость витка перпендикулярна к направлению силовых линий магнитного поля. Во втором случае виток связи заменяют стержнем, который упирается в противоположную стенку резонатора. В первом случае магнитная связь является аналогом индуктивной связи на низких частотах, во втором - аналогом кондуктивной.

Электрическую связь осуществляют путем введения во внутреннюю полость вибратора электрода, не достигающего до противоположной стенки вибратора. Наиболее сильная связь будет в том случае, когда конец электрода попадает в область пучности электрического поля. Эта связь является аналогом емкостной связи на низких частотах.

Следующие два вида связи не имеют аналогов на низких частотах, а являются специфичными именно для диапазона СВЧ.

Диффракционная связь осуществляется при помощи отверстий в стенках вибраторов. Такая связь может носить магнитный, электрический или смешанный характер в зависимости от того, где сделано отверстие в стенке вибратора: около пучности магнитного поля, около пучности электрического поля или в промежуточной области. Диффракционная связь магнитного характера осуществляется при помощи прямоугольных щелей, вытянутых в направлении силовых линий магнитного поля, связь электрического характера - при помощи отверстий круглой или квадратной формы.

Электронная связь имеет место при пропускании электронных пучков через внутреннюю полость резонатора. Так как воздействие электрического поля на электроны значительно сильнее, чем воздействие на них магнитного поля, то электронные пучки обычно пропускают через области пучности электрического поля и в направлении его силовых линий. Для пропускания электронов одна или обе из стенок резонатора заменяют специальными сетками в пределах площадки, достаточной для пропускания электронного пучка.

Замкнутые колебательные системы наряду с присущими им достоинствами обладают и определенными недостатками: сравнительной сложностью конструкции, значительными массой и размерами. Поэтому в диапазоне метровых волн и при малых мощностях генераторов в диапазоне дециметровых волн, когда свойства СВЧ - диапазона еще не проявляются достаточно заметно, используют переходные формы колебательных систем между полыми резонаторами и обычными колебательными контурами.

Одной из таких систем является двухпроводная симметричная линия, замкнутая на одном конце передвижным мостиком, служащим для перестройки с одной волны на другую. Такая симметричная линия наиболее удобна для применения в двухтактных генераторах. При более длинных волнах симметричная линия часто изгибается для сокращения размеров, а иногда свертывается в двойную спираль. Целесообразность выполнения колебатель-

ных систем в виде двухпроводных линий определяется тем, что они обеспечивают возможность перекрытия значительного диапазона волн путем передвижения мостика и без применения переменного конденсатора и, кроме того, позволяют получить большую механическую жесткость конструкции.

Кроме двухпроводных линий широко применяют коаксиальные и полосковые четверть - и полуволновые линии.

1.2 Радиопередающие устройства метрового и дециметрового диапазонов волн

Общие понятия. Выше указывалось, что построение радиопередающих устройств СВЧ - диапазона определяется типом электронного прибора, который используется в этом устройстве. Но в рамках понятия “приборы СВЧ – диапазона” существует многообразие этих приборов. Некоторые из них применяют, например, только в сантиметровом диапазоне другие - только в метровом и т. д. Однако в большинстве случаев приборы различных типов могут быть использованы в разных диапазонах длин волн, поэтому разделение приборов СВЧ по диапазонам в общем случае является условным. Тем не менее далее мы используем именно такие разделения, подразумевая, что данный тип прибора СВЧ наиболее часто используется именно в указанном диапазоне длин волн. В таком смысле и следует понимать заголовок данной главы. Естественно, что это не исключает возможности применения описываемого прибора в других частотных диапазонах. Кроме того, здесь и далее не ставится задача описания всех известных приборов СВЧ - диапазона, а будут приводиться сведения о наиболее широко применяемых в авиационных радиоустройствах.

Усилители мощности на металлокерамических лампах.

Попытки использования обычных электронно-вакуумных ламп в диапазоне СВЧ приводят к самовозбуждению усилителей мощности уменьшению КПД и мощности, увеличению мощности возбуждения и соответственно к уменьшению коэффициента усиления по мощности и недопустимому разогреву отдельных конструктивных элементов ламп. Поясним причины возникновения этих явлений, чтобы стало понятно какие принципы закладываются в конструирование используемых на практике приборов СВЧ - диапазона.

Самовозбуждение усилителей мощности возникает прежде всего вследствие наличия обратной связи между анодной и сеточной цепями лампы через паразитную междуэлектродную емкость анод - сетки C_{AC} . С повышением частоты реактивное сопротивление этой емкости уменьшается в результате чего происходит короткое замыкание анода с сеткой по высокой частоте. Из теории работы ламповых усилителей мощности известно, что для повышения устойчивости их работы с точки зрения уменьшения вероятности возникновения самовозбуждения, т. е. для предотвращения перехода усилителя мощ-

ности в автогенератор необходимо применять построение ламповых усилителей мощности, собранных по схеме с общей сеткой. Это и является причиной того, что в диапазоне СВЧ в каскадах, построенных на электронно-вакуумных лампах, не используют схемы с общим катодом.

Увеличение необходимой мощности возбуждения объясняется следующими причинами. Пусть на участке сетка-катод действует напряжение $U_{СК}$ (рис. 1.1, а). Под действием этого напряжения через лампу пройдет ток I_K в фазе с данным напряжением $U_{СК}$, который создает на индуктивности вывода катода напряжение U_K , опережающее ток на 90° . Векторная сумма напряжений $U_{СК}$ и U_K должна равняться результирующему напряжению возбуждения U_P (рис. 1.1, б). Из рис. 1.1, б видно, что наличие паразитной индуктивности катодного вывода приводит к увеличению требуемого напряжения возбуждения и, следовательно, к увеличению мощности возбуждения, т. е. к уменьшению коэффициента усиления по мощности. Попытки устранения этого нежелательного явления шли по пути создания ламп с выводами в виде широких лент и прямых толстых стержней, непосредственно впаиваемых в баллон лампы без цоколя.

Индуктивность таких выводов настолько мала, что с ней практически можно не считаться во всем диапазоне дециметровых и метровых волн.

С ростом частоты резко возрастают потери в диэлектриках баллона лампы, в выводах и других элементах конструкции. На СВЧ через междуэлектродные емкости сетка-катод, анод-сетка под действием приложенных к ним напряжений будут протекать емкостные токи, которые во много раз могут превышать электронные токи, протекающие в данных цепях. Но емкостные токи превращаются в электронные на электродах лампы и создают значительные потери в выводах. Эти потери увеличиваются благодаря росту ак-

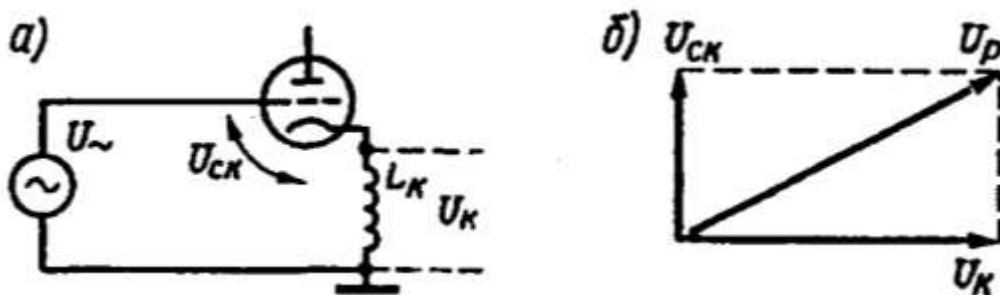


Рисунок 1.1 - Влияние паразитной индуктивности катодного вывода на работу лампового усилителя

тивного сопротивления выводов с частотой вследствие поверхностного эффекта.

Составляющая активного сопротивления проводников r_f , обусловленная поверхностным эффектом, изменяется с частотой по закону

$$r_f = Kr_0\sqrt{f},$$

где K - размерный коэффициент; r_0 - сопротивление проводника постоянному току.

Следовательно, потери в выводах лампы растут пропорционально частоте очень резко, что приводит к местным перегревам. Применение цилиндрических выводов электродов обеспечивает их малое активное сопротивление, т. е. снижает r_f .

С ростом частоты растут потери не только в проводниках, но и в диэлектриках. Они тем больше, чем чаще под действием приложенного переменного поля должны переориентироваться поляризованные молекулы диэлектрика. Рост потерь в диэлектриках приводит к снижению КПД устройства.

Все перечисленные недостатки привели к разработке конструкций так называемых металлокерамических ламп (нувисторов), характерной особенностью которых является применение керамики вместо стекла, дисковых выводов вместо проволочных (рис. 1.2, а). Включают такие лампы непосредственно в коаксиальные колебательные системы, с которыми лампы образуют единое целое, реализуя основной принцип конструирования приборов СВЧ - диапазона. Данная конструкция ламп позволила применять их практически во всем метровом диапазоне и отчасти в дециметровом для маломощных усилителей. Эквивалентная схема такого усилителя мощности показана на рис. 1.2, б).

Катодный контур создается междуэлектродной емкостью лампы $C_{СК}$ (см. рис. 1.2, а) и отрезком коаксиальной линии, образованной внешней поверхностью катодной K трубы и внутренней поверхностью сеточной C трубы.

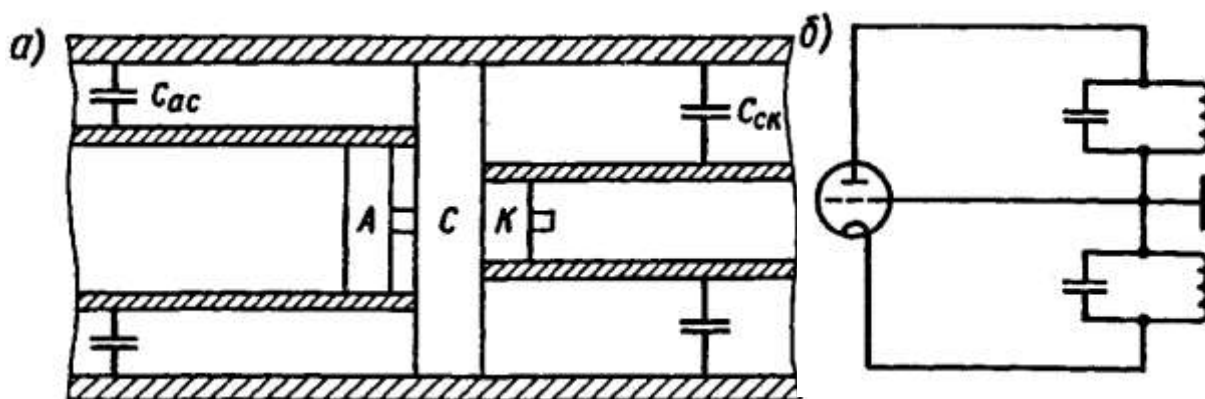


Рисунок 1.2 - Конструкция и эквивалентная схема усилителя мощности (УМ) на металлокерамической лампе

Анодно-сеточный контур состоит из емкости C_{AC} и отрезка коаксиальной линии, образованной внешней поверхностью анодной A трубы и внутренней поверхностью сеточной C трубы. Связь с нагрузкой осуществляется, например, емкостным способом с помощью небольшой плоской пластинки, помещенной в пучность электрического поля и соединенной с коаксиальным

кабелем. Аналогичным образом производится подача сигнала возбуждения в катодно-сеточный контур. Разделение цепей по постоянному току осуществляется с помощью тонких прокладок из диэлектрика, вставляемых между трубами и цилиндрическими выводами электродов ламп. Образующиеся при этом разделительные конденсаторы представляют собой для токов высокой частоты короткое замыкание.

Автогенераторы на металлокерамических лампах. В диапазоне метровых и дециметровых волн применяют двухконтурные автогенераторы с обратной связью через одну из междуэлектродных емкостей. Так как на СВЧ нестабилизированные междуэлектродные емкости металлокерамических ламп составляют основную емкость колебательной системы, стабильность частоты автогенераторов СВЧ получается намного ниже, чем на более длинных волнах. Поэтому в передатчиках с высокой стабильностью частоты задающие генераторы работают в диапазоне средних волн, а затем их частота умножается в необходимое число раз. В основном автогенераторы в диапазоне СВЧ применяют в радиолокационных системах в виде мощных импульсных однокаскадных передатчиков. Широкая полоса спектра импульсного сигнала приводит к тому, что предъявлять жесткие требования к стабильности частоты нет необходимости.

Основной особенностью двухконтурных автогенераторов СВЧ является то, что под влиянием паразитных реактивных элементов схемы, проявляющихся тем сильнее, чем короче длина волны, двухконтурный автогенератор превращается в трехконтурный. Эквивалентная схема генераторного триода на СВЧ показана на рис. 1.3. Обратим внимание на то, что на металлокерамической лампе в силу ее конструктивных особенностей реализовать одноконтурный автогенератор невозможно принципиально.

Соединив точки A , C , K , получим трехконтурный автогенератор, если же можно пренебречь одной из индуктивностей, то приходим опять к двухконтурной схеме. Для того чтобы автогенератор вырабатывал колебания, необходимо выполнение баланса фаз и баланса амплитуд. Эти условия можно обеспечить подбором соответствующих значений реактивных элементов L и C схемы. Так как емкости, входящие в состав колебательных систем автогенератора, являются междуэлектродными, то изменять их значение не представляется возможным. Поэтому настройку автогенератора в большинстве случаев можно осуществлять специально включенными в электродные цепи индуктивностями, изменение значений которых по-разному влияет на характеристики автогенератора. Если изменяется индуктивность, включенная в катодную цепь, то значительно изменяется коэффициент обратной связи k и незначительно - частота f генерируемых колебаний. Если изменяются индуктивности, включенные либо в анодную, либо в сеточную цепь, то резко меняются частота колебаний f и коэффициент обратной связи k .

Отсюда вытекают важные практические выводы. Индуктивность в катодной цепи, оказывая существенное влияние на коэффициент обратной связи, т. е. регулируя баланс амплитуд, в незначительной степени изменяет частоту колебаний, т. е. не влияет на баланс фаз. Следовательно, для настройки генератора следует изменением индуктивности в анодной или сеточной цепи установить заданную частоту (баланс фаз), а затем регулировать генератор на получение оптимального режима путем изменения индуктивности в катодной

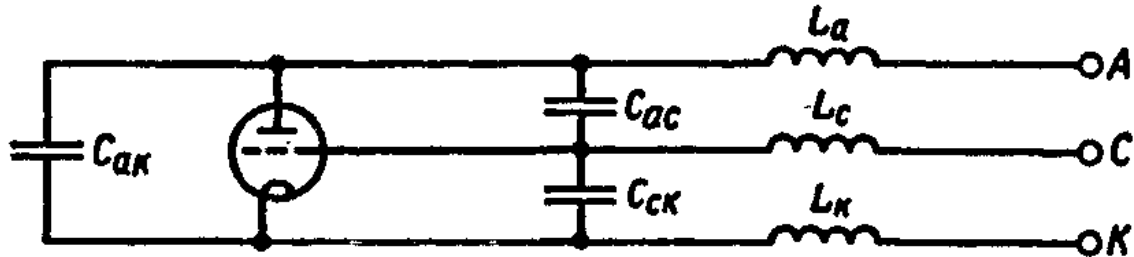


Рисунок 1.3. - Эквивалентная схема триода на СВЧ

цепи (устанавливать баланс амплитуд, не влияя на баланс фаз).

В схеме с общим катодом $L_K \cong 0$, поэтому можно проводить регулирование только с помощью индуктивностей L_C и L_A . Но в этом случае изменение баланса амплитуд неизбежно влечет за собой изменение баланса фаз, и наоборот. В результате может сложиться ситуация, когда одновременное получение баланса амплитуд и баланса фаз невозможно. Это является причиной того, что в диапазоне СВЧ используют не схему автогенератора с общим катодом, а либо схему с общей сеткой, либо с общим анодом.

В схеме автогенератора с ОС (рис. 1.4, а) в качестве анодно-сеточного контура используется отрезок короткозамкнутой длинной линии с емкостью C на входе, перестраиваемой с помощью подвижной перемычки. Катодно-сеточный контур образуется емкостью C с вариометром в цепи катода L . Этот контур замыкается на землю благодаря наличию емкости автосмещения C_C . В цепи катода показаны высокочастотные дроссели, назначение остальных элементов - как в обычных автогенераторах.

В схеме с ОА (рис. 1.4, б) анодно-сеточный контур автогенератора образован емкостью C_{AC} и отрезком короткозамкнутой линии. Блокировочный конденсатор C_B замыкает анод по высокой частоте на землю, а конденсатор C отделяет сетку от анода по постоянному току. Оба они одновременно служат емкостью цепи автосмещения которая хотя и работает за счет сеточного тока, но перенесена к заземленному аноду. Анодно-катодный контур образован индуктивностью L_K в цепи катода триода и емкостью C_{AK} , которая благодаря заземлению анода по высокой частоте присоединяется к ней параллельно. Конденсаторы в цепи катода выравнивают потенциалы высокой частоты на выходе нити канала и на концах дросселей.

Иногда для увеличения мощности автогенератора применяют двухтактные схемы. Кроме того, в таких схемах междуэлектродные емкости ламп подключаются к внешним цепям последовательно благодаря чему их эффективная емкость уменьшается в 2 раза

Практически во многих авиационных радиоустройствах метрового и дециметрового диапазонов волн используют металлокерамические лампы. К таким устройствам относятся самолетные дальнометры, передатчики радиосистем ближней навигации, радиомаяки, бортовые ответчики и т. д.

Однако применение металлокерамических ламп в нижней части дециметрового диапазона волн, а тем более в сантиметровом диапазоне становится практически невозможным. Это связано с дальнейшим уменьшением нагрузочной способности усилителей и с нарушениями электронного режима в лампе вследствие того, что время пролета электронами междуэлектродных промежутков становится соизмеримым с периодом высокочастотных колебаний. Об этом говорилось выше как об одной из особенностей диапазона СВЧ.

Для того чтобы ослабить эти нежелательные эффекты, в лампах СВЧ стараются по возможности уменьшить расстояние между электродами и увеличить действующие ускоряющие напряжения. Однако эти меры противоречивы. Так, уменьшение междуэлектродных расстояний неизбежно приводит к снижению мощности ламп и увеличению междуэлектродных емкостей. Увеличение же анодного напряжения приводит к ухудшению нагрузочной способности усилителя.

Эти противоречия еще можно решать в метровом диапазоне и в верхней части дециметрового диапазона. Однако дальнейшее укорочение длины вол-

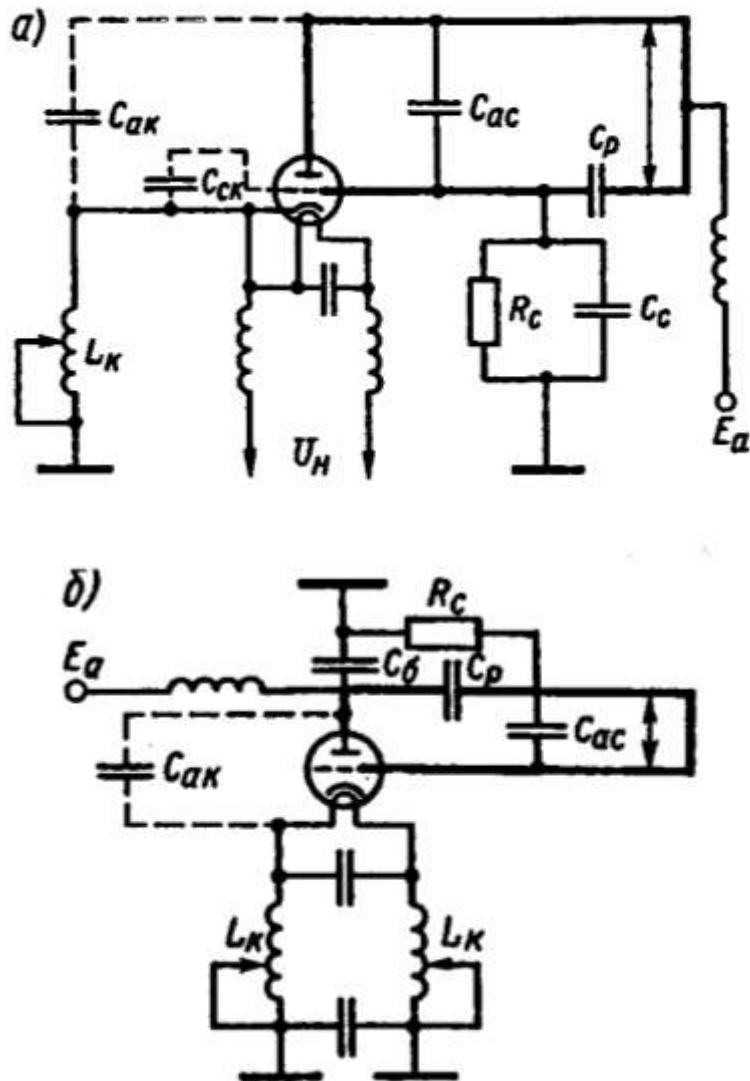


Рисунок 1.4. Автогенератор с ОС и ОА

ны делает невозможным использование металлокерамических ламп. Поэтому необходимо использовать принципиально другие приборы СВЧ, в которых явление конечности времени пролета электронов из вредного превращается в полезное. Принцип работы этих устройств должен быть основан именно на инерции движения электронов. Приборы такого типа существуют - это приборы с динамическим управлением электронного потока, или приборы пролетного типа. Одним из таких устройств, нашедших очень широкое распространение **в наземных мощных радиолокационных станциях управления воздушным движением, является пролетный клистрон.**

1.3 Передающие устройства на пролетных клистронах

Пролетный клистрон (рис. 1.5) является эффективным усилительным прибором дециметрового диапазона. Он обеспечивает получение большого коэффициента усиления по мощности при достаточно высоком КПД.

К металлической трубке, сквозь которую простреливается поток электронов, формируемый электронной пушкой (состоит из катода K и фокусирующего электрода) примыкают два объемных резонатора - группирователь G и улавливатель $У$, т. е. пролетное пространство (пространство дрейфа) $ПП$ электронов и колебательные системы в виде резонаторов конструктивно составляют единое целое, о чем говорилось выше. Средняя часть объемного резонатора выполнена в виде сеток (штриховые линии на рис. 1.5, a), через которые может проходить электронный поток. Назначение электронной пушки состоит в формировании узкого остронаправленного пучка электронов. На фокусирующий электрод подается отрицательное напряжение. В качестве ускоряющего электрода (анода) используют первую сетку группирователя, на которую подается положительный потенциал E .

Принцип работы пролетного клистрона. Электроны, вылетая из катода, под воздействием фокусирующего электрода собираются в узкий пучок, который под воздействием постоянного ускоряющего напряжения E_a движется в направлении сеток группирователя. Электронный пучок достигает пространства сеток (некоторая часть электронов оседает на сетках) и входит в это пространство.

Время прохождения электронов через промежуток между сетками должно быть меньше половины периода высокочастотного колебания, сигнал которого подлежит усилению. К группирователю (см. рис. 1.5, a) с помощью петли связи подводится требующее усиления высокочастотное напряжение, которое создает между его сетками высокочастотное поле. Электроны приходят к группирователю с одинаковой скоростью, определяемой величиной E_a . Проходя через группирователь в какие-то моменты времени, электроны приобретают различные ускорения или торможения (в зависимости от того в ка-

кую фазу высокочастотного поля они попадают в пространстве сеток) и поступают в пролетное пространство с разными скоростями.

На ПВД движения электронов от группирователя до улавливателя (рис. 1.5, б) по оси ординат отложено напряжение высокочастотного сигнала, подлежащего усилению и действующего на поток электронов в межсеточном пространстве, и показано расстояние между группирователем и улавливателем.

Пунктир с буквой Γ означает плоскость по центру группирователя, а с буквой $У$ - плоскость по центру улавливателя. Расстояние от 0 до Γ по оси ординат соответствует расстоянию от электронной пушки до группирователя.

Пунктирные линии в пространстве между электронной пушкой и группирователем означают траектории движения электронов от электронной пушки до группирователя. Так как в этом пространстве действует постоянное напряжение E_a и весь электронный поток является равномерным, то траектории электронов показаны в виде перпендикуляров относительно оси абсцисс, т. е. y электронов, движущихся к группирователю, друг по отношению к другу нет ни запаздывания, ни ускорения.

Иная картина получается в пролетном пространстве, в котором электрического поля нет, поэтому электроны движутся здесь по инерции. Время нахождения электронов в пролетном пространстве во много раз превышает период высокочастотных колебаний. Пути отдельных электронов показаны вертикальными пунктирными линиями, наклон которых определяется скоростью движения электронов.

Цифры 1 - 3 означают отдельно выбранные электроны, которые попадают в различные моменты фазового состояния высокочастотного поля непосредственно в пространство сеток. Соответственно электрон 2 проходит между сетками группирователя в момент времени, когда переменное высокочастотное напряжение равно нулю. Следовательно, этот электрон не испытывает

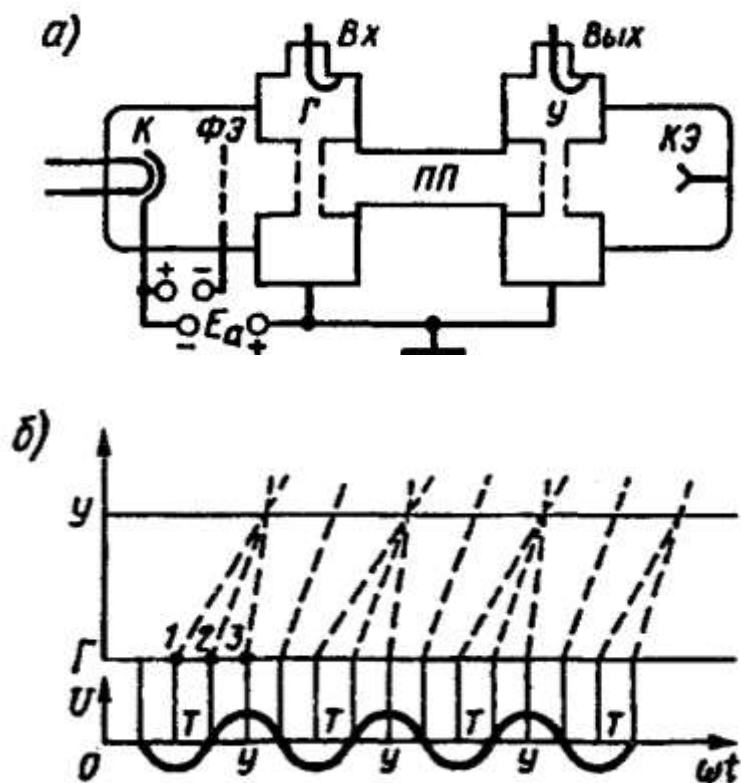


Рисунок 1.5. Пролетный клистрон и ПВД для него: V_x, V_{yx} — соответственно входная и выходная цепи высокочастотного колебания

воздействия высокочастотного поля и в пролетном пространстве продолжает двигаться с той скоростью, с которой подошел к сеткам группирователя.

Электрон 3 приходит к группирователю по времени несколько позже электрона 2, попадает в ускоряющую фазу U высокочастотного поля и получает дополнительное приращение скорости. На некотором расстоянии в пролетном пространстве электрон 3 догоняет электрон 2. Электрон 7, наоборот, попадает в пространство между сетками в томосящую фазу Γ высокочастотного поля, теряет скорость, и вышедшие позже электроны 2 и 3 настигают его.

В результате более ранние и более поздние электроны относительно электрона 2, не испытавшего воздействия высокочастотного поля, стремятся в процессе своего движения сгруппироваться около электрона 2 (отсюда название первого объемного резонатора - группирователь). Соответственно электронный поток равномерной плотности превращается в поток переменной плотности. Это и есть динамическое управление электронным потоком, когда модуляция электронов по скорости в пространстве сеток переходит в модуляцию электронов по плотности в пролетном пространстве.

При определенных условиях поток собирается в сгусток в пространстве улавливателя и далее, как это видно из рис. 1.5, б, начинает размываться, т. е. через сетки улавливателя за каждый период высокой частоты будет проходить один сгусток электронов.

Образовавшиеся сгустки электронов представляют собой импульсы конвекционного тока, которые индуцируют в улавливателе импульсы наведенного тока, повторяющиеся строго с частотой высокочастотных колебаний в группирователе. Таким образом, энергия источника питания, сообщенная электронному потоку, передается высокочастотным колебаниям, усиливая их. Очевидно, что для получения максимального усиления группирователь и улавливатель должны быть настроены в резонанс с частотой усиливаемого сигнала. После прохождения улавливателя электроны попадают на коллекторный электрод $KЭ$, отдавая ему в виде теплоты остаток кинетической энергии.

Для эффективной работы пролетного клистрона необходимо, чтобы сгустки электронов были наиболее плотными именно в пространстве улавливателя. Только тогда идет передача максимальной энергии электронного потока возбуждающемуся в улавливателе высокочастотному полю.

Рассмотрим условия, при которых это обеспечивается, для чего получим закон изменения тока улавливателя. Сделаем три упрощающих допущения:

1) угол пролета электронов между сетками резонаторов близок к нулю и определяется в виде

$$\theta = \omega(t - t')$$

где ω - круговая частота высокочастотных колебаний; t - текущее время; t' - время достижения электроном первой сетки резонатора.

2) силы взаимного расталкивания электронов пучка отсутствуют, т. е. полагаем, что на всем протяжении движения электронного потока в пролетном пространстве нет размывания пучка;

3) высокочастотное напряжение U на сетке группирователя значительно меньше ускоряющего напряжения, т. е. $U \ll E_a$.

Первое условие означает, что можно пренебречь изменениями фазы высокочастотного напряжения за время $t - t'$, т. е. электрон в пространстве сеток испытывает какое-то одно мгновенное воздействие высокочастотного поля.

Пусть электрон приходит к сетке группирователя со скоростью V_0 , определяемой ускоряющим напряжением

$$V_0 = \sqrt{2eE/m}, \quad (1.1)$$

где e - заряд электрона; m — масса электрона.

В группирователе на электрон действует высокочастотное напряжение

$$u = U \sin \omega t, \quad (1.2)$$

поэтому на выходе группирователя скорость электрона определяется в виде (см. первое условие допущений)

$$V = V_0 \sqrt{(1 + \xi \sin \omega t)}, \quad (1.3)$$

где $\xi = U/E_a$ - коэффициент, имеющий смысл глубины модуляции электронов по скорости.

Раскладывая выражение (1.3) в ряд и ограничиваясь первыми двумя членами разложения ввиду малости коэффициента ξ (согласно третьему условию), получим

$$V = V_0 \left(1 + \frac{\xi}{2} \sin \omega t \right) \quad (1.4)$$

Момент прохождения электроном центра группирователя обозначим t_1 , а центра улавливателя - t_2 и если расстояние между этими центрами равно L то можно записать

$$t_2 = t_1 + \frac{L}{V_0 \left(1 + \frac{1}{2} \xi \sin \omega t \right)} \approx t_1 + \left(1 - \frac{1}{2} \xi \sin \omega t \right), \quad (1.5)$$

где $t_0 = L/V_0$ - время, за которое проходит пролетное пространство электрон, не получивший ускорения (торможения) в группирователе, т. е. на рис. 12.5, б электрон 2.

Конвекционный ток I_1 в плоскости группирователя постоянен, а конвекционный ток I_2 в плоскости улавливателя найдем из условия непрерывности заряда, т. е. изменение заряда в группирователе за время dt_1 должно быть равным изменению заряда в улавливателе за время dt_2 (второе условие из допущений):

$$I_1 dt_1 = I_2 dt_2 \Rightarrow I_2 = I_1 \frac{1}{dt_1/dt_2} \quad (1.6)$$

Продифференцируем уравнение (1.5) и подставим результат в (1.6):

$$I_2 = \frac{I_1}{1 - X \cos \omega t}, \quad (1.7)$$

где $X = 0,5 \cdot \xi t_0 \omega$, назовем X параметром группировки пролетного клистрона.

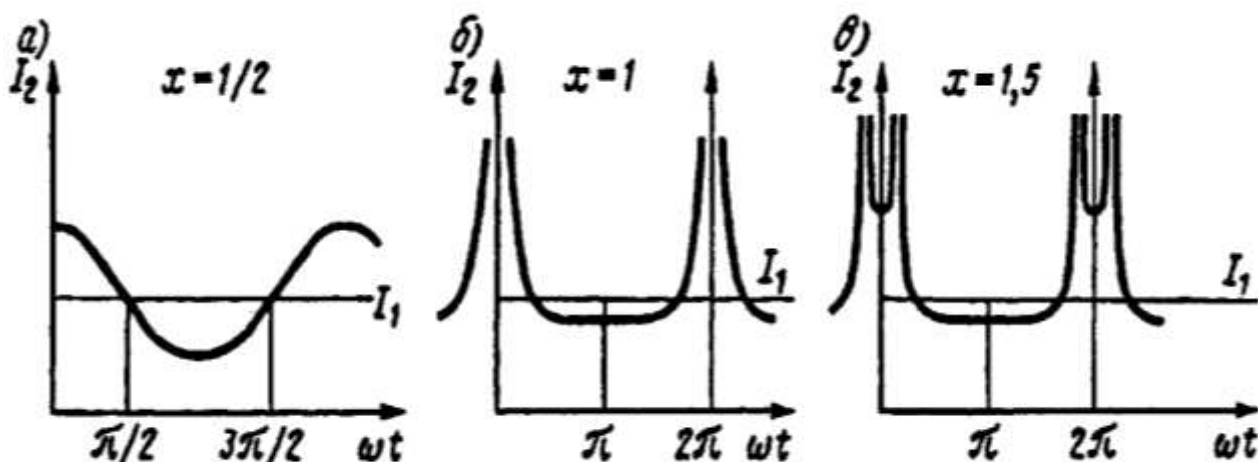


Рисунок 1.6 – Зависимость тока группирователя от высокочастотной фазы

Из формулы (12.7) видно, что при некоторых значениях X и ω , ток I_2 становится отрицательным. Физически это объясняется тем, что при $X > 1$ более быстрые электроны обгоняют более медленные и поэтому приращение времени dt_2 получается отрицательным. Однако с точки зрения значения тока улавливателя не существенно, за счет каких электронов (ускорившихся или заторможенных) образовался ток улавливателя, поэтому окончательно выражение (12.7) запишем в виде

$$I_2 = \frac{I_1}{|1 - X \cos \omega t|}. \quad (1.8)$$

Зависимость $I_2 = f(\omega t)$ для трех значений параметра $X = 1/2$; $X = 1$; $X = 1,5$ показана на рис. 16, а- в. Из рисунка видно, что при $X = 1$ и $X = 1,5$ значение I_2 становятся бесконечными при $\omega t = 0$, $\omega t = 2\pi$, что не может быть реально

и объясняется введением тех упрощающих допущений, которые были сделаны при выводе соотношения (1.6).

Из рис. 1.6 можно сделать два важных вывода. Во-первых, при любом значении X конвекционный ток в улавливателе протекает все время без отсечки тока, что указывает на низкий коэффициент полезного действия пролетного клистрона. Во-вторых, при $X > 1$ импульс тока имеет два симметрично расположенных пика, что говорит о большой амплитуде высших гармоник. Поэтому пролетный клистрон может эффективно использоваться в качестве умножителя частоты.

Гармонический анализ импульсов конвекционного тока улавливателя (1.8) дает возможность сделать два важных практических вывода:

первая гармоника тока I_2 максимальна при $X = 1,84$, следовательно, меняя величину ξ таким образом, чтобы $X = 1,84$, всегда можно обеспечить условия, при которых сгусток электронов попадал бы в пространство улавливателя при своей максимальной плотности;

амплитуды высших гармоник убывают достаточно медленно, например, десятая гармоника меньше первой примерно в 2 раза, т. е. в качестве умножителя частоты пролетный клистрон обладает высоким коэффициентом преобразования.

Предельное значение КПД (по первой гармонике - η_1) для пролетного клистрона (при $X = 1,84$) $\eta_1 = 0,58\%$. Столь малый КПД объясняется несколькими причинами, из которых основные - следующие. Группировка электронов в пролетном клистроне получается неполной. Кроме того, углы пролета электронов в улавливателе и группирователе могут оказаться значительными. Наконец, заметные потери электронов происходят на сетках объемных радиаторов. В результате реальное значение КПД в клистронных УМ не превышает 20 %.

Однако следует указать и некоторые дополнительные достоинства клистронного УМ: высокую устойчивость клистрона по отношению к возникновению автогенерации, так как очень мала связь между входным и выходным объемными резонаторами; обеспечение коэффициента усиления по мощности до 20 дБ.

Если связать входной резонатор с выходным (например, коаксиальным кабелем) и обеспечить условия баланса фаз и баланса амплитуд, то пролетный клистрон может работать в режиме автоколебаний. В таком автогенераторе частота зависит от питающих напряжений значительно сильнее, чем в ламповом, поэтому они не нашли практического применения. Причиной этого является большой внутриволновый сдвиг фаз, который появляется по мере движения электронов в пролетном пространстве.

Мощные клистронные передатчики. С целью повышения КПД пролетных клистронов в их конструкцию были внесены существенные изменения, что позволило также увеличить и коэффициент усиления по мощности. Эти изменения заключаются в следующем.

Использовано постоянное продольное магнитное поле, которое исключает поперечное расширение электронного пучка и соответственно резко уменьшает потери от ударов электронов о боковые стенки пролетного пространства.

Устранены сетки объемных резонаторов, а их воздействие на электронный поток заменено воздействием электрических полей рассеяния возле поперечных зазоров. При этом взаимодействие электронов с полем колебательной системы ослабляется, но полностью устраняются потери от ударов электронов о сетки. Результирующий эффект оказывается положительным.

Для компенсации ослабления взаимодействия электронного потока с электрическим полем из-за отсутствия сеток используют не один зазор для управления электронным потоком по скорости, а два и более. Соответственно используют несколько пролетных пространств (рис. 12.7).

Управление электронами по скорости в первом зазоре осуществляется обычным путем, но сравнительно слабым полем. В первом пролетном пространстве электроны в некоторой степени группируются так, чтобы большая их часть проходила второй зазор в течение одной половины периода высокочастотных колебаний. Если фаза управляющего поля во втором зазоре регулируемая, то можно сделать так, чтобы указанная половина колебаний соответствовала возрастанию во времени ускоряющего поля во втором зазоре. Второе группирование происходит под влиянием поля второго зазора, так как это поле существенно сильнее, чем в первом зазоре.

На промежуточный зазор можно вообще не подавать поле извне. Возбуждение промежуточной колебательной системы может происходить благодаря току, наводимому проходящим через ее зазор электронным пучком, промодулированным по плотности вследствие группировки электронов в первом пролетном пространстве. Необходимая фаза колебаний может быть подобрана путем расстройки этой колебательной системы от резонанса с рабочей частотой. Так как при этом возможно уменьшение необходимого значения управляющего напряжения на первом зазоре, то уменьшается необходимая входная мощность $P_{ВХ}$ и соответственно возрастает коэффициент усиления по мощности.

Например, если у двухрезонаторного пролетного клистрона коэффициент усиления по мощности K находится в пределах до 10 дБ, то для трехрезонаторного он достигает 30 дБ, и т. д. Максимальный теоретический КПД трехрезонаторного пролетного клистрона составляет 74 %, а реальный КПД достигает 40 %.

Описанные многорезонаторные пролетные клистроны обеспечивают огромные выходные мощности $P_{ВЫХ}$ как в непрерывном, так и в импульсном режимах. В непрерывных режимах полезная колебательная мощность может быть порядка сотен киловатт, а в импульсных режимах - десятки мегаватт. Отсюда основное применение пролетные клистроны в авиации находят в наземных радиолокационных станциях обзора, например в трассовых обзорных

радиолокаторах большой дальности действия, в трассовых радиолокаторах и т. д. Клистронные УМ в таких системах работают на длине волны 23 см со средней мощностью зондирующих импульсов при частотах повторения 250 и 750 Гц, соответственно 2,1 и 1,8 кВт при длительностях импульсов 3,6 и 1,8 мкс.

Применение в радиолокаторах гражданской авиации клистронных УМ позволяет строить передатчик по многокаскадной схеме: задающий генератор - умножитель частоты - мощный усилитель, что обеспечивает высокую стабильность частоты. Это особенно важно, когда предъявляются жесткие требования к качеству систем обработки радиолокационных сигналов. Сказанное

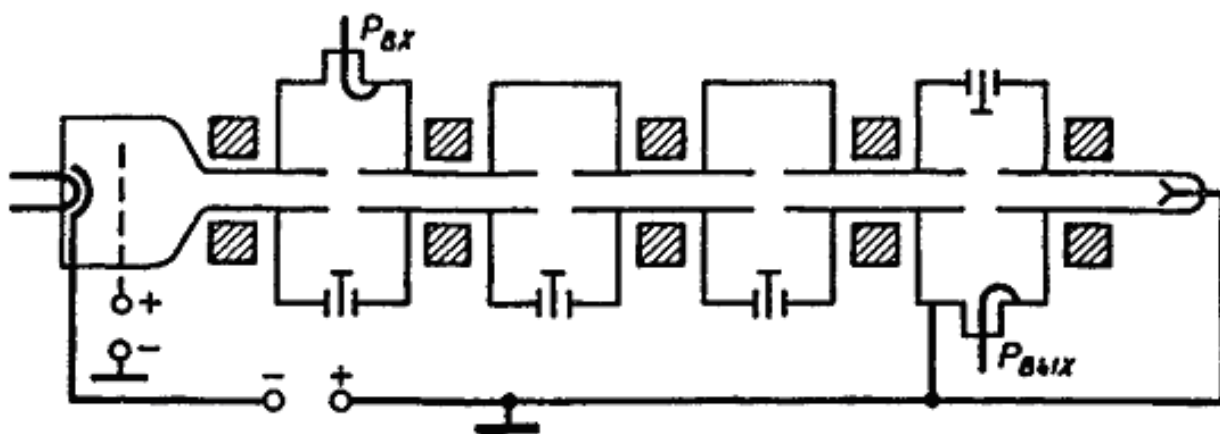


Рисунок 1.7 - Многорезонаторный пролетный клистрон

относится и к радиолокаторам с высококачественными системами селекции движущихся целей, сложными зондирующими сигналами, со сжатием импульсов.

К недостаткам радиолокационных передатчиков с клистронным УМ относятся большие габаритные размеры, большая масса и сравнительно низкий КПД, поэтому *пролетные клистроны находят исключительное применение только в наземных радиосистемах.*

1.4 Генераторы на приборах магнетронного типа

1.4.1 Физические основы работы магнетронных генераторов

Как в триодных и тетродных, так и в клистронных генераторах торможение электронов и отдача ими своей энергии происходят благодаря взаимодействию их с высокочастотным полем выходной колебательной системы в единичном зазоре, напряжение на котором создается этой колебательной системой. Для полного или почти полного торможения электронов напряжение на этом зазоре должно быть очень большим, а толщина зазора настолько малой, чтобы время пробега электронов вдоль зазора не превышало половины периода колебаний.

С укорочением длины волны ширина зазора должна уменьшаться, что ведет к неизбежному возрастанию его емкости и понижению характеристики колебательной системы.

Необходимость работы с высоким напряжением на зазоре требует наличия большого резонансного сопротивления выходной колебательной системы $R_{\text{ВЫХ}}$, а это при пониженном значении ее характеристики ρ_K требует высокой добротности в нагруженном состоянии:

$$Q = \rho_K / R_{\text{ВЫХ}}$$

Необходимость работы с большим значением Q приводит, в свою очередь, к понижению КПД выходной колебательной системы и сужению полосы пропускания.

Эти недостатки, возрастающие с уменьшением рабочей длины волны, могут быть существенно ослаблены, если пойти на значительное уменьшение амплитуды переменного напряжения выходной колебательной системы против того значения, которое необходимо для полного или почти полного торможения электронов. При этом получается еще одно преимущество, а именно: увеличение пути, пробегаемого электронами за полпериода, а значит, и увеличение допустимой ширины зазора и соответствующее уменьшение его емкости. Следовательно, принцип частичного высокочастотного торможения электронов позволяет понизить потери в выходной колебательной системе, а также, в случае усиления, резко расширить полосу пропускания частот.

Остаточная энергия не полностью заторможенных электронов не является потерянной и может быть отобрана от них при осуществлении добавочных высокочастотных торможений в последующих зазорах, к которым должны быть присоединены дополнительные колебательные системы. Таким образом, приходим к принципу использования многократного частичного торможения или в пределе - к непрерывному торможению электронов во многих последовательных зазорах, в которых осуществляется взаимодействие электронов с высокочастотным электрическим полем.

Однако такая система обладает тремя недостатками:

при последовательном прохождении электронного пучка через большое количество сеток большая часть электронов и связанной с ними энергии будет теряться вследствие ударов о стенки сеток;

при больших суммарных временах пробега электронов, которые могут равняться многим периодам, взаимное расталкивание электронов приводит к дефокусировке электронных сгустков;

после каждого частичного торможения скорости электронов уменьшаются, что требует сокращения длины каждого последующего междусеточного промежутка по сравнению с предыдущим.

Для устранения первого недостатка, как в случае многорезонаторных клистронов, сетки удаляют и взаимодействие электронного потока осуществляется с высокочастотным полем рассеяния на зазоре.

Для преодоления второго недостатка необходимо создание продольно-фокусирующих сил. Это достигается тем, что электронные сгустки должны вступать в область тормозящего поля с небольшим запаздыванием по фазе. Движущиеся впереди электронные сгустки в этом случае оказываются в более сильном тормозящем поле и тормозятся сильнее, чем электроны, движущиеся позади. Это приводит к усилению продольной вариации электронного пучка по плотности. Следовательно, для проявления фокусирующих сил нужна правильная фазировка между движением электронов и тормозящим высокочастотным полем.

Для устранения третьего недостатка необходимо наличие, кроме тормозящих высокочастотных полей, постоянного электрического поля, ускоряющего движение электронного потока благодаря энергии источников питания.

Развитие этих идей приводит к механизмам действия особого класса генераторов и усилителей электромагнитных колебаний, к которым относятся многосегментные магнетронные генераторы и лампы бегущей волны. Их основной характерной чертой является использование принципа непрерывного взаимодействия электронных пучков с высокочастотными электромагнитными полями.

Для всех этих устройств необходимо наличие замедляющей электромагнитной структуры, которая обеспечивает приближенное равенство скорости движения электронов V_e и фазовой скорости V_ϕ движения электромагнитной волны.

Замедляющие электромагнитные структуры. Если периодическая структура (например, объемные резонаторы) соединена на своем конце через согласующее устройство с нагрузочным сопротивлением, то при возбуждении ее возле начала вдоль структуры распространяются бегущие электромагнитные волны. Строение полей этих волн имеет сложный характер, зависящий от конструкции периодической структуры, а фазовая скорость волн, бегущих в продольном направлении, не равна скорости волн в свободном пространстве.

Для осуществления непрерывного синфазного взаимодействия электронов, движущихся вдоль структуры, с полями бегущих вдоль нее волн, необходимо точное или приближенное равенство скорости V_e движения электронов и фазовой скорости V_ϕ движения электромагнитных волн: $V_e \cong V_\phi$. При выполнении этого условия, которое часто называют условием синхронизма движения электронов и электромагнитных волн, электроны движутся вместе с волной, все время испытывая воздействие электрического поля той же фазы. Условие синхронизма есть необходимое условие для всех типов генераторов, действие которых основано на длительном и непрерывном взаимодействии электронного пучка с высокочастотными полями периодической электромагнитной структуры.

Так как скорости электронов определяются напряжением источников питания, разгоняющих их, и обычно бывают в несколько раз меньше скоро-

сти света, то и фазовая скорость волн, бегущих вдоль периодической электромагнитной структуры, должна быть во столько же раз меньше скорости света. В противном случае нельзя говорить о возможности выполнения условия синхронизма. Таким образом, периодические структуры должны обеспечивать замедление фазовой скорости распространяющихся вдоль них электромагнитных волн по сравнению со скоростью волн в свободном пространстве. Поэтому такие структуры называются замедляющими.

Кроме требования обеспечения определенного замедления фазовой скорости электромагнитных волн, к замедляющим структурам предъявляют следующие требования:

наличие значительной продольной составляющей электрического поля рассеяния, необходимой для интенсивного взаимодействия с электронным пучком;

фазовая скорость в зависимости от назначения генератора должна слабо или, наоборот, резко зависеть от частоты (слабая или сильная дисперсия), чтобы условия синхронизма, а значит, и взаимодействие с электронами сохранялось в широкой или, наоборот, только в узкой полосе частот;

должна быть возможность обеспечения хорошего теплоотвода к внешним стенкам, так как происходит сильный нагрев замедляющих структур в процессе взаимодействия электронов с электромагнитным полем;

должны быть малыми собственные потери в замедляющей структуре;
необходима достаточная простота конструкции.

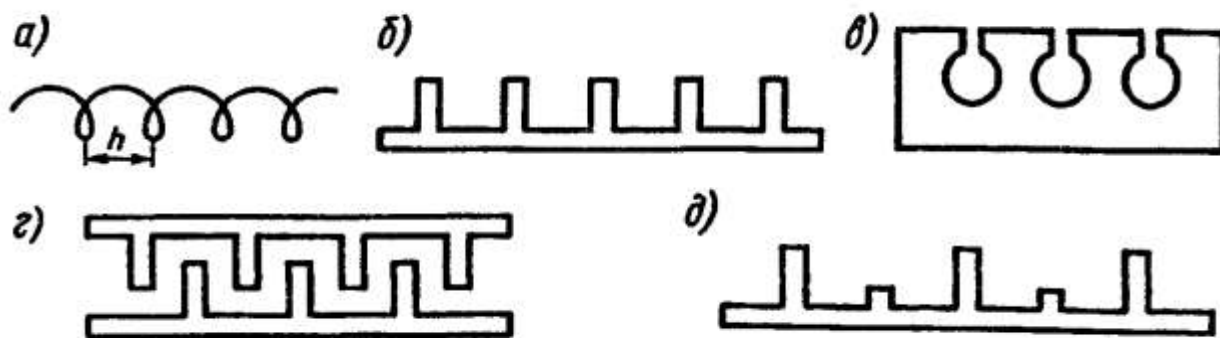


Рисунок 1.8 - Конструкции замедляющих электромагнитных структур

В простейшей замедляющей структуре типа “спираль” (рис. 1.8, а) обычно спираль помещена в проводящем цилиндре, а электронный пучок пропущен внутри спирали. Электромагнитная волна распространяется в продольном направлении по виткам спирали приблизительно со скоростью света. Соответственно составляющая ее скорости вдоль оси спирали много меньше скорости света и степень замедления d определяется соотношением

$$d = L/h,$$

где L - длина витка спирали, h - шаг спирали, т.е. линейное расстояние между двумя витками спирали.

Большим достоинством замедляющей системы типа “спираль” является ее конструктивная простота, а недостатком - сложность теплоотвода, так как спираль располагается в пространстве цилиндра, не касаясь стенок.

Замедляющая структура “гребенка”, или лопаточная (рис. 1.8, б), крепится непосредственно на стенках прибора СВЧ, что существенно облегчает решение задачи теплоотвода. Естественно, что конструктивно реализация такой замедляющей системы сложнее, чем “спирали”.

Конструктивное исполнение широко используемой замедляющей структуры типа “щель – отверстие”, или резонаторной (рис. 1.8, в), еще сложнее, чем лопаточной системы, но у нее имеются достоинства, связанные с использованием системы высокочастотных объемных резонаторов.

Замедляющая структура “палец в палец”, или “встречные штыри” (рис. 1.8, г), по своим характеристикам аналогична лопаточной системе.

Разнорезонаторная замедляющая система (рис. 1.8, д) в общем случае представляет собой некоторую линию передачи, которая может быть свернута в замкнутое кольцо. В этом случае она превращается в вибратор, резонирующий на определенные дискретные резонансные частоты. В замедляющей системе, свернутой в замкнутое кольцо и используемой в качестве колебательной системы, имеют место уже не бегущие, а стоячие электромагнитные волны. Однако при рассмотрении взаимодействия электронов с электромагнитным полем свернутой в кольцо системы можно рассматривать воздействие на них не стоячей, а бегущей волны.

Принцип работы магнетрона. Использование изложенных принципов и круговой замедляющей системы привело к созданию магнетронов.

Многорезонаторный магнетрон используют только в диапазонах СВЧ (сантиметровом, миллиметровом и частично дециметровом). Магнетроны конструируют в основном для работы в импульсном режиме в широком диапазоне мощностей (от десятков до тысяч киловатт в импульсе). Они имеют достаточно высокий КПД, достигающий 40—70 %. Среди других известных типов генераторов магнетрон имеет одно из лучших значений отношения мощности к массе и поэтому очень удобен для использования в самолетном радиооборудовании.

Магнетрон является основным типом генератора мощных колебаний сантиметрового диапазона и всегда используется только как автогенератор.

К недостаткам магнетрона следует отнести сравнительно низкую стабильность частоты, малый диапазон электронной перестройки частоты и относительно малую надежность.

Магнетрон (рис. 1.9) имеет подогревной катод K в виде цилиндра, который окружен медным анодным блоком A . По окружности анодного блока расположена свернутая в кольцо замедляющая система типа “щель — отверстие” с резонаторами P . Число резонаторов N всегда четное (причина будет объяснена ниже) и в зависимости от конструкции может быть $N = 8 - 40$. В

одном из резонаторов анодного блока располагается петля связи ПС, с помощью которой снимается высокочастотная мощность, вырабатываемая магнетроном. Между катодом и анодным блоком образуется пространство взаимодействия между электронным потоком, эмиттируемым катодом, и электромагнитной волной, возбуждаемой в полых резонаторах. Корпус магнетрона размещен в постоянном магните, который создает постоянное магнитное поле, направленное вдоль оси катода. Отдельный резонатор анодного блока можно рассматривать как замкнутую на конце линию, которая возбуждается на основной частоте, когда вдоль резонатора укладывается четверть волны $\lambda/4$ (или гармоники $3/4\lambda$, $5/4\lambda$ и т. д.).

Резонаторная система магнетрона обладает высокой добротностью, достигающей значений 700—1500. При подключении нагрузки добротность падает до сотен единиц. Отдельные резонаторы анодного блока связаны сложной электромагнитной связью: кондуктивно сегментами анодного блока; общим магнитным потоком, охватывающим смежные резонаторы; общим электрическим полем.

Для того чтобы понять принцип работы магнетрона, рассмотрим особенности движения электронного потока в его пространстве взаимодействия.

На электрон, находящийся в электрическом поле, действует сила $\vec{F}_э = -e\vec{E}$,

где e - заряд электрона; \vec{E} - напряженность электрического поля: черта над буквами означает вектор; знак минус обусловлен отрицательным зарядом электрона.

На электрон, движущийся со скоростью \vec{V} в магнитном поле с индукцией \vec{B} , действует сила $\vec{F}_м = -e[\vec{V}\vec{B}]$, где квадратные скобки означают векторное произведение.

Абсолютное значение векторного произведения может быть определено как $F_м = eVB\sin\alpha$, где α - угол между векторами скорости \vec{V} магнитной индукции \vec{B} .

Направление вектора $[\vec{V}\vec{B}]$ совпадает с направлением винта при вращении от вектора \vec{V} к вектору \vec{B} . Сила $\vec{F}_м$ имеет противоположное направление, так как знак заряда отрицательный.

Рассмотрим три возможных случая движения электрона в магнитном поле.

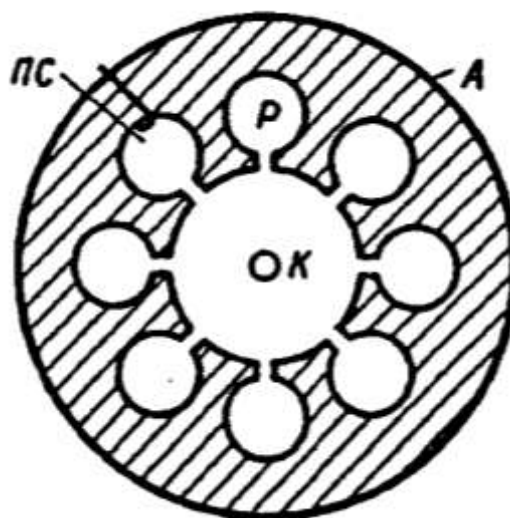


Рисунок 1.9 - Конструкция магнетрона

1. Векторы \vec{V} и \vec{B} - параллельны, т. е. $\alpha = 0^\circ$ или $\alpha = 180^\circ$. В этом случае $\vec{F}_M = 0$, т. е. магнитная сила на электрон не действует, или, другими словами, магнитное поле не оказывает влияния на движение электрона.

2. Векторы \vec{V} и \vec{B} перпендикулярны, т. е. $\alpha = 90^\circ$, тогда $\vec{F}_M = e\vec{V}\vec{B}$.

Направление силы \vec{F}_M перпендикулярно к плоскости, в которой расположены векторы \vec{V} и \vec{B} . Эта сила в любой момент времени перпендикулярна к скорости \vec{V} , поэтому на скорость не влияет, но изменяет направление движения электронов. Электрон движется по окружности, радиус r которой равен, исходя из условия равенства силы \vec{F}_M , центробежной силе $eV\vec{B} = mV^2/r$, где m - масса электрона; $r = (mV)/(eB)$.

Следовательно, радиус окружности, которую описывает электрон под действием перпендикулярного магнитного поля, обратно пропорционален магнитной индукции. Скорость движения электрона на окружности

$$V = \frac{2\pi r}{T}; \quad \omega = \frac{2\pi}{T} = \frac{eB}{m}, \quad T = 2\pi r/V = 2\pi m/(eB),$$

где T - период обращения электрона; круговая частота ω называемая циклотронной, прямо пропорциональна магнитной индукции B .

3. Векторы \vec{V} и \vec{B} направлены произвольно. Разложим вектор скорости \vec{V} на две составляющие: \vec{V}_1 - параллельную и \vec{V}_2 - перпендикулярную по отношению к направлению вектора магнитного поля. При этом электрон, движущийся до окружности, будет, кроме того, перемещаться вдоль направления \vec{V}_1 . В результате движение электрона происходит по винтовой линии.

Во всех трех рассмотренных случаях скорость движения электрона не изменяется, следовательно, не изменяется и кинетическая энергия электрона. В общем случае на электрон, находящийся одновременно в электрическом и магнитном полях, действует сила Лоренца

$$\vec{F} = m\vec{a} = \vec{F}_\mathcal{E} + \vec{F}_M = -e\left\{\vec{E} + [\vec{V}\vec{B}]\right\}, \text{ где } \vec{a} - \text{ускорение электрона.}$$

Решение этого уравнения в декартовой системе координат (вектор \vec{B} совпадает с осью OZ, вектор \vec{E} направлен навстречу оси OX) имеет следующий вид:

$$m \frac{d^2 y}{dt^2} = -e \left(-E + \frac{dx}{dt} B \right), \quad m \frac{d^2 x}{dt^2} = e \frac{dy}{dt} B. \quad (1.9)$$

Решая полученные уравнения (1.9) относительно x и y для нулевых начальных условий ($V(0) = 0$) получим:

$$\begin{cases} X = r(1 - \cos \omega t), \\ Y = r(\omega t - \sin \omega t), \end{cases}$$

где $r = mE/(eB)^2$, $\omega = (e/m) \cdot B$ - угловая скорость по окружности (циклотронная частота).

Это уравнение циклоиды, записанное в параметрической форме с радиусом циклоиды r .

Напомним, что *циклоида* - это кривая, по которой перемещается точка круга радиуса r без скольжения с угловой скоростью ω (рис. 1.10). Средняя переносная скорость электрона вдоль вертикальной оси равна скорости перемещения центра круга, образующего циклоидальную кривую, т. е.

$$V = r\omega = \frac{mE}{eB^2} \frac{eB}{m} = \frac{E}{B}.$$

Теперь рассмотрим процессы, происходящие в магнетроне (рис. 1.11). Условно весь процесс возникновения высокочастотных автоколебаний в магнетроне, начина

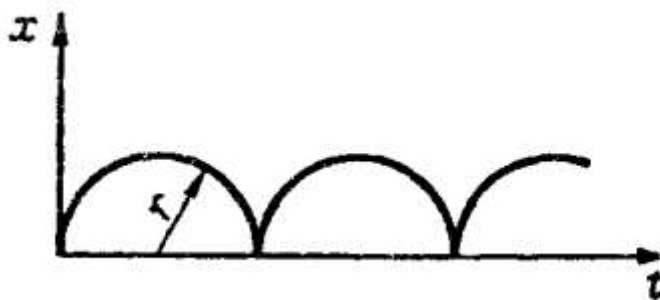


Рисунок 1.10. - График циклоиды

ющая от момента подачи на него напряжения питания, разобьем на три этапа. Чисто конструктивно рис. 1.11 представляет собой условное изображение обычного вакуумного диода, у которого имеются катод K и анодный блок A . Поэтому, рассматривая принцип работы магнетрона, в качестве первого этапа процесса возникновения высокочастотных колебаний в магнетроне возьмем процесс перехода устройства, показанного на рис. 1.11, из режима обычного диода в режим прибора СВЧ.

Пусть в начальный момент времени магнитная индукция $B = 0$ и $F_M = 0$, тогда электрон движется прямолинейно от катода к аноду, как в обычном вакуумном диоде (траектория 1). По мере роста магнитной индукции траектория движения электрона все более искривляется (линия 2) и при некотором значении B электрон, не дойдя до анода, возвращается на катод—анодный ток обрывается (траектория 3). При очень сильной магнитной индукции траектория становится траекторией 4.

Явление прекращения анодного тока, протекающего в плоском диоде, находящемся в скрещенных полях, при определенном значении магнитной индукции $B = B_{кр}$ называется *магнетронным эффектом*. Значение $B_{кр}$ называется *критической магнитной индукцией*. С момента времени, когда становится $B = B_{кр}$, устройство, показанное на рис. 12.11, превращается из обычного диода в магнетрон.

Критической магнитной индукции, как видно из рис. 1.11, соответствует диаметр циклоиды, равный расстоянию d между катодом и анодом, т. е.

$$2r = d.$$

Используя соотношение для радиуса циклоиды, запишем

$$B_{KP} = \sqrt{\frac{2m \cdot E}{e \cdot d}}$$

Если предположить, что электрическое поле между катодом и анодом равномерно, то

$$E = E_a/d \text{ и } B_{KP} = \frac{1}{d} \sqrt{\frac{2mE_a}{e}}$$

Из полученного соотношения видно, что при постоянном значении магнитной индукции, определяемой постоянным магнитом, магнетронный эффект можно получить изменением напряжения анодного питания, т. е.

$$E_{aKP} = \frac{eB^2 d^2}{2m}$$

Электронные потоки, двигаясь в магнетроне по циклоидальным траекториям, проходят под щелями резонаторов и благодаря флюктуационному характеру эмиссии катода возбуждают в резонаторах высокочастотное электромагнитное поле. При определенных условиях вид высокочастотного электрического поля возле каждой щели резонатора показан на рис. 1.12. Такие колебания называются *противофазными* условия их возникновения рассмотрены ниже.

Электроны, двигаясь в пространстве взаимодействия магнетрона, испытывают влияние полей рассеяния резонаторов, показанных на рис. 1.12. Эти поля рассеяния в любой точке пространства взаимодействия можно разложить на две составляющие: тангенциальную E_t и радиальную E_r . Каждая из этих составляющих по-разному действует на электронный поток. С этого момента начинается второй этап возникновения высокочастотной автогенерации в магнетроне, заключающийся во взаимодействии электронного потока с высокочастотным полем резонаторов.

Вначале оценим влияние тангенциальной составляющей E_t . Разложение высокочастотного поля на составляющие показано на рис. 1.13, а, а раз-

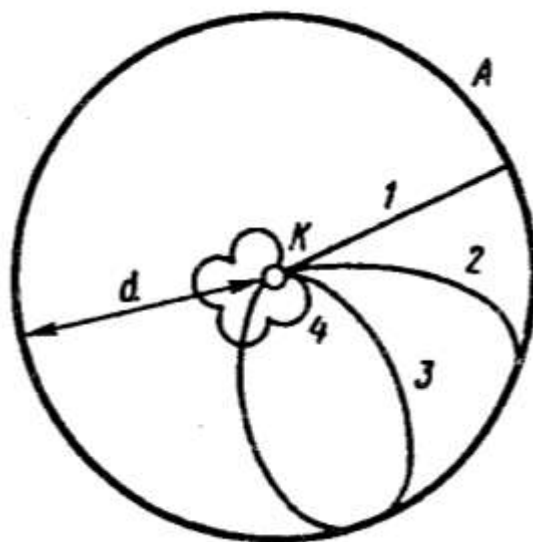


Рисунок 1.11 - Траектория движения электронов

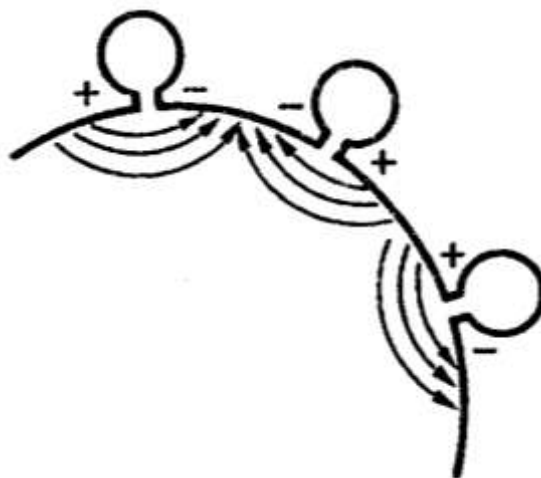


Рисунок 1.12 - Поля рассеяния возле щелей резонаторов магнетрона

личное направление составляющей E_r по отношению к движению электронов e - на рис. 1.13, б, в.

На рис. 12.13, б показана траектория движения электрона e , вылетевшего из катода в тот момент времени, когда тангенциальная составляющая высокочастотного поля ускоряет его и электрон отбирает энергию у магнитного поля B . Направление результирующего поля E обуславливает такое движение электрона, когда он на первом же витке циклоиды возвращается на катод.

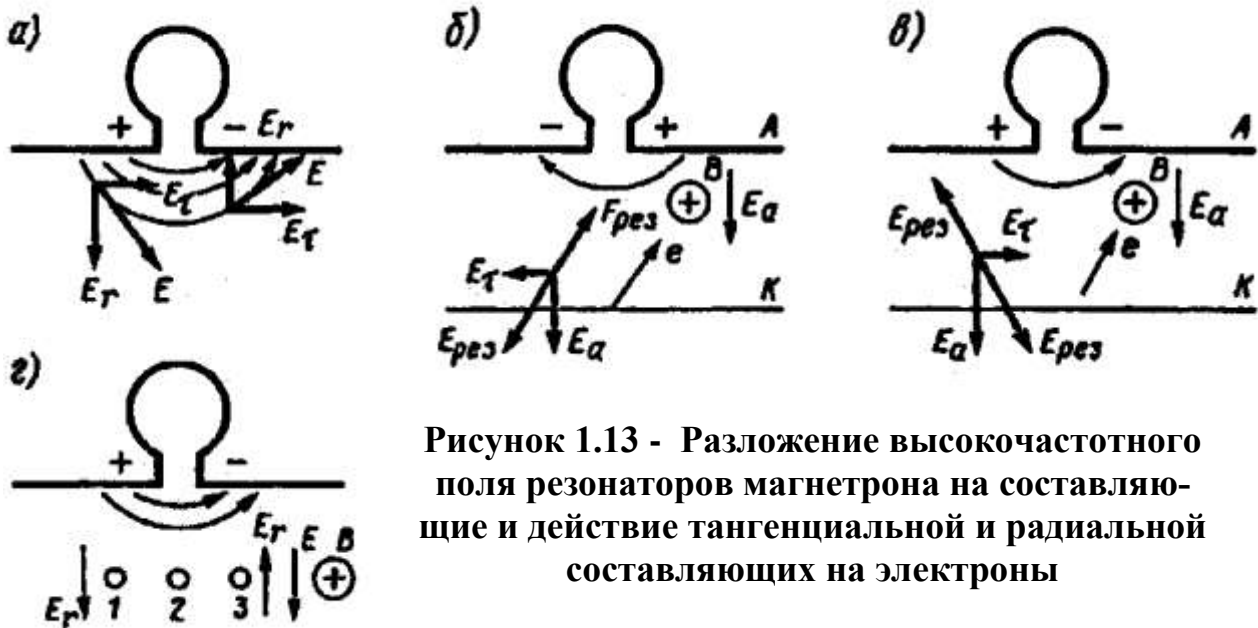


Рисунок 1.13 - Разложение высокочастотного поля резонаторов магнетрона на составляющие и действие тангенциальной и радиальной составляющих на электроны

При этом электрон приходит к катоду с энергией, полученной от высокочастотного поля. Эта энергия обращается в теплоту и создает дополнительный нагрев катода. Такие электроны, называемые “неблагоприятными”, не совершают полезную работу, а расходуют энергию высокочастотного поля. На рис. 1.13, в показана траектория “благоприятного” электрона, покинувшего катод в тот момент времени, когда тангенциальная составляющая, поля тормозит его. Здесь энергия E результирующего поля заставляет электрон двигаться в течение нескольких витков циклоиды в тормозящем поле, все время отдавая энергию полю, а на последнем витке циклоиды часть энергии E_a отдается аноду A в виде теплоты.

Таким образом тангенциальная составляющая E_t высокочастотного электрического поля как бы выполняет следующие две функции: отбирает благоприятные электроны, обеспечивает их взаимодействие с высокочастотным полем и удаляет из пространства взаимодействия электроны, вылетающие в неблагоприятную фазу.

Рассмотрим роль радиальной составляющей электрического поля (рис. 1.13, з). На рисунке показано расположение трех электронов относительно щели резонатора. На электрон 2 радиальная составляющая не действует, так как под щелью резонатора E_r . На электрон 1 действует суммарное поле

$E_{\text{сум}} = E_r + E$, а так скорость электрона в пространстве взаимодействия магнетрона пропорциональна напряженности электрического поля, то эта скорость у электрона 1 увеличивается:

$$V_1 = (E_r + E)/B$$

Для электрона 3 получим

$$V_1 = (E_r - E)/B.$$

Следовательно, скорость электрона 3 уменьшается и он притормаживается. Таким образом, радиальная составляющая высокочастотного электромагнитного поля осуществляет модуляцию по скорости электронного потока, движущегося в пространстве взаимодействия магнетрона. По мере движения электронного потока модуляция по скорости переходит в модуляцию по плотности и образуются сгустки электронов, отдающие свою энергию высокочастотному полю благодаря действию тангенциальной составляющей.

С этого момента начинается третий этап возникновения автогенерации в магнетроне. Движущиеся сгустки электронов передают свою энергию высокочастотному полю резонаторов. Усиленное высокочастотное поле улучшает группировку электронов по плотности, и далее нарастает лавинообразный процесс возникновения автоколебаний, который прекращается, когда наступает стационарный режим автоколебаний.

Как указывалось, замедляющая система, свернутая в кольцо, превращается в вибратор, резонирующий на определенные дискретные частоты. Следовательно, в колебательной системе магнетрона могут создаваться несколько видов колебаний.

Сдвиг фаз колебаний (между токами или напряжениями) соседних резонаторов одинаков и определяется из соотношения

$$\varphi N = 2\pi K; \quad \varphi = 2\pi K/N,$$

где φ - сдвиг фаз между соседними резонаторами; N - число резонаторов в магнетроне; $K = 0, 1, 2, \dots$

Уравнение получено из того условия, что по полной окружности анодного блока должно укладываться целое число волн или, что то же самое, сумма всех сдвигов фаз между резонаторами должна быть кратна 2π или равна нулю. При этом каждому значению K соответствует свой вид колебаний.

Проанализируем, какие виды колебаний могут возникнуть в магнетроне. Допустим, что $N = 8$. Тогда получим:

$$1) K = 0; \quad \varphi = 0; \quad 2) K = 1; \quad \varphi = \pi/4;$$

$$K = 8; \quad \varphi = 2\pi. \quad K = 7; \quad \varphi = 7\pi/4.$$

$$3) K = 2; \quad \varphi = \pi/2; \quad 4) K = 3; \quad \varphi = 3\pi/4;$$

$$K = 6; \quad \varphi = 3\pi/2. \quad K = 5; \quad \varphi = 5\pi/4.$$

$$5) K = 4; \quad \varphi = \pi.$$

Колебания № 1-4 называются попарно - вырожденными. Они образуют две бегущие в противоположных направлениях волны. В результате их сло-

жения получается стоячая волна. Для колебаний № 2 вдоль анодного блока укладывается одна стоячая волна, для № 3 - две стоячие волны и т. д. Для всех попарно-вырожденных колебаний число стоячих волн, укладываемых вдоль анодного блока, меньше половины числа резонаторов, поэтому пучностей тока в результате меньше числа резонаторов. Следовательно, при попарно-вырожденных колебаниях в магнетроне по крайней мере хотя бы в одной паре резонаторов будет узел тока. При этом распределение узлов и пучностей между отдельными резонаторами случайно и неустойчиво. Случайное перемещение пучностей и узлов тока из одного резонатора в другой будет резко изменять энергию, выводимую из магнетрона петлей связи. В результате можно сделать вывод, что попарно-вырожденные колебания не пригодны для практического использования.

Но существует в магнетроне еще и *невырожденное колебание* (№ 5). Невырожденные колебания в любом магнетроне получаются тогда, когда $K = N/2$. Таким образом, общее число колебаний может быть $N/2 + 1$. Это справедливо для анодного блока с четным числом резонаторов. Если же число резонаторов будет нечетным, то все колебания получаются попарно-вырожденными, поэтому в любом магнетроне число резонаторов всегда только четное.

Невырожденные колебания называются *колебаниями типа π* или *противофазными*. При колебаниях типа π вдоль анодного блока укладывается $N/2$ стоячих волн и число пучностей тока равно числу резонаторов, поэтому петля связи, расположенная в любом из резонаторов, будет всегда находиться в пучности высокочастотного поля и количество отбираемой энергии будет устойчивым.

Необходимо теперь рассмотреть условия, при которых в магнетроне возникают именно колебания типа π . С этой целью выведем условие синхронизма в магнетроне. Оно заключается в том, что для отдачи максимальной энергии сгустками электронов высокочастотному полю резонаторов время прохождения сгустками расстояния между двумя соседними щелями должно быть равно половине периода высокочастотных колебаний. А так как поле резонатора меняет направление каждую половину периода, то сгустки электронов будут все время проходить под щелями резонаторов в момент максимума тормозящего поля.

Для вывода условия синхронизма воспользуемся рис. 1.14, из которого

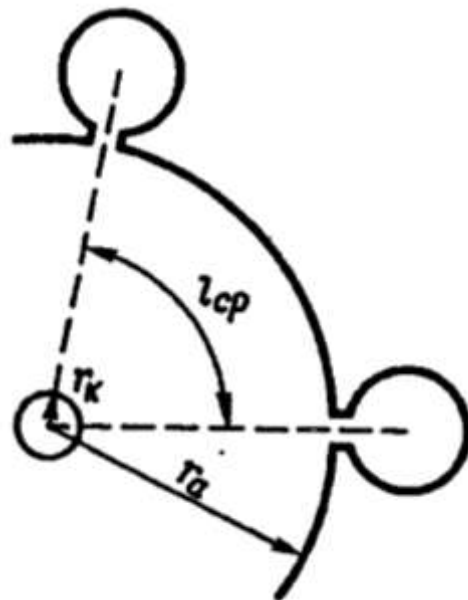


Рисунок 1.14 - Иллюстрация к выводу условия синхронизма в магнетроне

видно, что расстояние между центрами соседних резонаторов по средней окружности

$$l_{CP} = \pi D_{CP} / N.$$

Средний диаметр

$$D_{CP} = 2 \left(\frac{r_a - r_k}{2} + r_k \right) = r_a + r_k.$$

Подставляя D_{CP} в выражение для l_{CP} получим:

$$l_{CP} = \frac{\pi(r_a + r_k)}{N}$$

Время τ , в течение которого фаза меняется на φ , определяется в виде

$$\tau = \frac{\varphi}{2\pi} T = \frac{2\pi K}{\omega_k N},$$

где ω_k - угловая частота колебаний вида K .

Средняя частота вращения сгустков электронов

$$V_{CP} = \frac{l_{CP}}{\tau} = \frac{\pi(r_a + r_k)}{N 2\pi K} \omega_k N = \frac{\omega_k (r_a + r_k)}{2K}.$$

Ранее было получено, что $V_{CP} = E/B$, а напряженность электрического поля между катодом и анодом

$$E = \frac{E_a}{r_a - r_k}.$$

Поэтому

$$V_{CP} = \frac{E_a}{B(r_a - r_k)}.$$

Сравнивая два соотношения для V_{CP} , получим условие синхронизма

$$E_a = \frac{B \omega_k (r_a^2 - r_k^2)}{2K}.$$

Для возникновения колебаний вида K при данном значении B анодное напряжение E_a должно быть не менее некоторого $E_{a\Pi}$, называемого пороговым напряжением. Рабочее анодное напряжение выбирают обычно на 15 % больше, чем пороговое.

Используя условие синхронизма и соотношение для E_{aKP} , построим диаграмму видов колебаний в магнетроне, например при $N = 8$ (рис. 1.15). Из

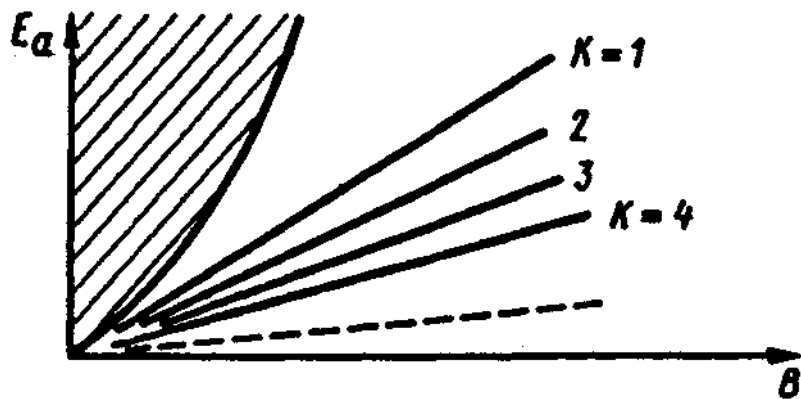


Рисунок 1.15 - Диаграмма видов колебаний в магнетроне

соотношения для $E_{a_{кр}}$ получается парабола критического режима. Заштрихованная область между осью ординат E_a и параболой показывает область докритического режима, где индукция меньше критической, т. е. все электроны, вышедшие из катода, доходят до анода как в обычном диоде, и высокочастотные колебания не возникают. Между параболой и осью абсцисс B находится область сверхкритического режима, в которой колебания возможны при выполнении условия синхронизма. Каждому виду колебаний соответствует прямая, определяющая значение порогового напряжения, ниже которого не может возбуждаться данный вид колебаний.

Прямая противофазного вида колебаний ($K = N/2 = 4$) находится ниже прямых других видов колебаний, поэтому при постепенном увеличении анодного напряжения первым возбуждается противофазный вид колебаний.

Следовательно, при импульсной работе магнетрона, для того чтобы не возникли ненужные виды колебаний, следует ограничить высоту импульса E_a значением, при котором будет возбуждаться только противофазный вид колебаний. Штриховой прямой на рис. 12.15 показан обратный вид колебаний, возникающий при движении электронного потока навстречу переменному электрическому полю. Эти колебания появляются при значениях E_a , меньших, чем требуется для возбуждения противофазных колебаний, и называются низковольтными. Для борьбы с ними нужно обеспечить достаточную скорость нарастания фронта модулирующего импульса dE_a/dt .

Для нормальной эксплуатации магнетронного генератора нужно, чтобы он работал только на противофазном виде колебаний. Анодный блок магнетрона, состоящий из ряда связанных между собой резонаторов высокой добротности, обладает несколькими частотами собственных колебаний, или частотами связи. Расчет показывает, что частоты колебаний различных видов отличаются от частоты основного противофазного вида колебаний незначительно. Из-за близости частот различных видов колебаний работа магнетрона может быть неустойчивой: возможны “перескоки” частоты с противофазного вида колебаний на соседний при случайном изменении режима.

Для уменьшения вероятности перескоков частоты необходимо разнести частоты различных видов колебаний - сделать между ними больший частотный интервал. Из общей теории электрических цепей известно, что чем больше связь между колебательными контурами, тем больше различаются между собой частоты связи связанной системы. В магнетроне для разнесения частот колебаний применен тот же принцип. Резонаторы анодного блока соединяются между собой так называемыми *связками* - медными кольцами, соединяющими сегменты анодного блока и имеющими одинаковый потенциал, т. е. через один сегмент (рис. 12.16).

Для колебаний противофазного вида связки соединяют точки сегментов с одинаковыми потенциалами высокой частоты, поэтому уравнительные токи

по связкам не протекают, а протекают только емкостные токи. Емкости, образуемые связками, оказываются включенными параллельно емкости каждого резонатора, поэтому резонансная частота противофазного вида колебаний понижается. Для всех остальных видов колебаний связки соединяют точки с разными потенциалами высокой частоты. Следовательно, при колебаниях, отличных от противофазных, по связкам будут протекать уравнивательные токи, и связки будут представлять собой индуктивности, включенные параллельно индуктивностям резонаторов. Результирующая индуктивность каждого резонатора уменьшается, и частота этого вида колебаний повышается. *Связки позволяют развести частоты на 10 - 20 %.*

Однако связки увеличивают потери, снижают добротность колебательной системы и, кроме того, увеличивают эквивалентную емкость резонаторов и поэтому снижают их волновое сопротивление. Эти недостатки особенно сказываются в миллиметровом диапазоне длин волн. Учитывая то, что увеличения частотного интервала между частотами связи в многосвязной системе можно добиться увеличением расстройки между собственными частотами резонаторов, в миллиметровом диапазоне волн используют в магнетронах замедляющую систему разнорезонансного типа (см. рис. 1.1, д).

Магнетрон является генератором большой мощности, и его КПД имеет очень важное значение. Получим соотношение для КПД магнетрона. Энергия, которую электрон способен отдать при движении от катода к аноду, определяется разностью потенциальных уровней:

$$W_0 = aE_a = eE(r_a - r_k).$$

Она частично передается высокочастотному полю, а частично превращается в теплоту при встрече электрона с анодом, так как электрон приходит к аноду с некоторой скоростью V . Принимая модель, что электрон отдает энергию в теплоту на последнем витке циклоиды, когда он выходит за пределы действия высокочастотного поля рассеивания щели резонатора, можем записать

$$W_T = mV^2/2.$$

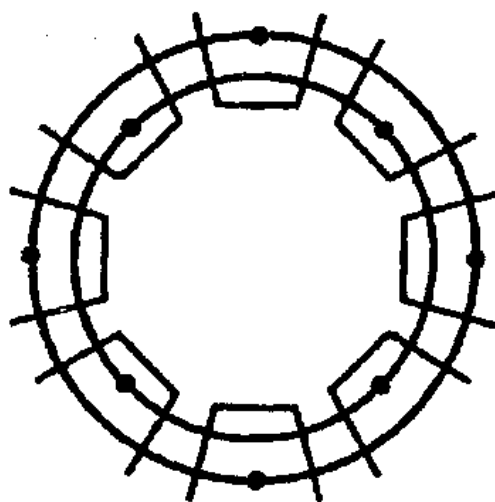


Рисунок 1.16 - Связки в магнетроне

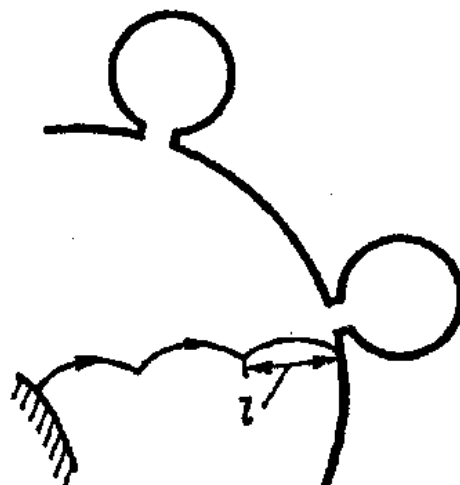


Рисунок 1.17 - Иллюстрация к выводу КПД

где l - расстояние от последнего витка циклоиды до анода (рис. 1.17).

Тогда КПД магнетрона

$$\eta = (W_0 - W_T) / W_0.$$

Используя соотношение для $B_{кр}$, можно окончательно получить выражение для КПД магнетрона (рис. 1.18):

$$\eta = 1 - (B_{кр} / B)^2.$$

При рассмотрении влияния тангенциальной составляющей высокочастотного поля на электронный поток, находящийся в пространстве взаимодействия, было установлено, что электроны, вылетающие в неблагоприятную фазу, возвращаются обратно на катод. Возвращающиеся электроны, кроме дополнительного подогрева катода, вызывают вторичную электронную эмиссию его, поэтому в магнетронах средней и большой мощности после включения анодного напряжения понижают напряжение катода, иногда выключая его совсем. В магнетронах анодное напряжение может достигать десятков киловольт, что при малых расстояниях между катодом и анодом создает большую напряженность электрического поля. Из-за движения электронов по циклоиде их путь значительно длиннее, чем прямое расстояние анод - катод, поэтому в пространстве взаимодействия увеличивается ионизация остатков газа. Тяжелые положительные ионы ускоряются полем анода и, попадая на катод, увеличивают его нагрев, вызывая перегрев отдельных участков поверхности катода, что приводит к явлению, называемому “искрением” катода. В результате “искрения” отдельные участки катода подвергаются интенсивному разрушению. Это является причиной сравнительно низкой надежности магнетрона, обычно не достигающей 1000 ч наработки на отказ.

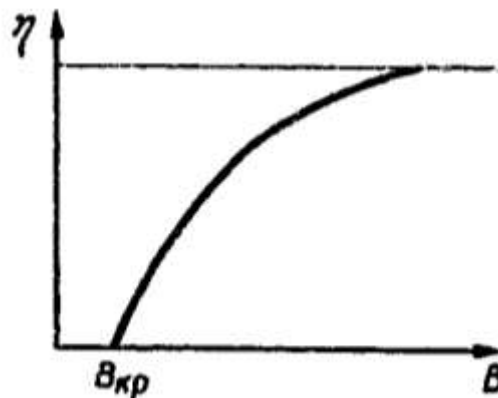


Рисунок 1.18 - Зависимость КПД от магнитной индукции

1.4.2 Характеристики магнетронного передатчика

Основными электрическими показателями магнетронного передатчика являются выходная мощность P , КПД η , генерируемая частота f_0 и ее стабильность. Эти характеристики передатчика полностью определяются характеристиками самого магнетрона и, в свою очередь, зависят от индукции магнитного поля B , анодного тока I_a напряжения на аноде E_a , проводимости, подключенной к магнетрону нагрузки Y_H .

Магнитная индукция B и напряжение E_a связаны между собой и не могут быть выбраны произвольно. Следовательно, из величин B , E_a , I_a - две независимые. Поэтому P , η , f_0 полностью определяются величинами E_a (или B), I_a и $Y_H = g_H + jb_H$.

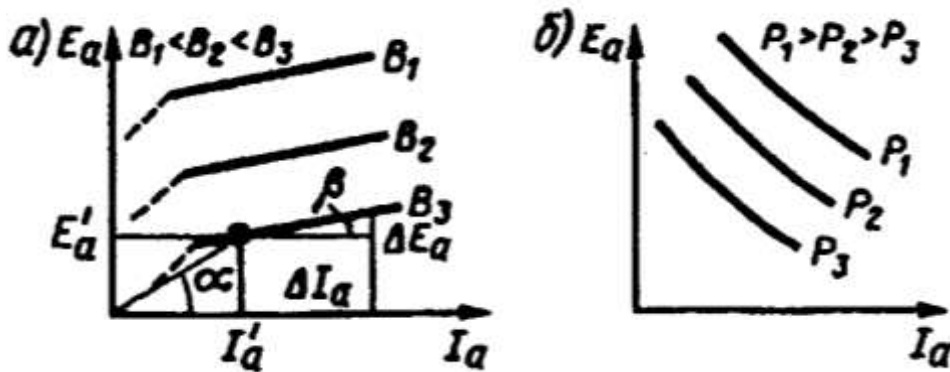


Рисунок 1. 19. - Рабочие характеристики магнетрона

Графическое выражение этих зависимостей дают рабочие $E_a = \varphi(I_a)$; $Y_H = const$ и нагрузочные $P, f_0 = \varphi(Y_H)$; $B = const$; $I_a = const$ характеристики магнетрона.

Рабочие характеристики магнетрона - это семейство характеристик, у которых по осям отложены значения E_a и I_a , а в качестве параметров используются магнитная индукция B , выходная мощность P , КПД - η и рабочая частота f .

Первая из этих характеристик показана на рис. 1.19, а, где в качестве параметра взята магнитная индукция B . При малых значениях I_a резко растет анодное напряжение E_a , но малые I_a соответствуют невозбужденному магнетрону; пологая характеристика соответствует возбужденному магнетрону. Сопротивление магнетрона постоянному току - статическое сопротивление — определяет нагрузку импульсного модулятора:

$$R_{MC} = E_a / I_a = tg \alpha.$$

Динамическое сопротивление магнетрона (дифференциальное, сопротивление переменному току), определяемое как

$$R_{MD} = \Delta E_a / \Delta I_a = tg \beta,$$

позволяет оценить форму импульса тока по известной форме импульса модулирующего напряжения:

$$R_{MD} \cong 0,1 \cdot R_{MC}.$$

На рис. 1.19, б показаны рабочие характеристики магнетрона, когда параметром является выходная генерируемая мощность P . Исходя из зависимости

$$P = \eta E_a I_a,$$

где P и η рассматриваются как постоянные величины, рабочая характеристика представляет собой гиперболу.

К рабочим характеристикам магнетрона относятся и кривые постоянной частоты (рис. 1.20). Зависимость частоты f от электрического режима позволяет оценить нежелательное отклонение частоты во время генерации импульса. Нестабильность частоты приводит к расширению спектра импульса, искажению его формы, что может затруднить прием таких импульсов.

Изменение частоты генерируемых колебаний, обусловленных изменением анодного тока магнетрона, называется электронным смещением частоты и оценивается единицей МГц/А. Для магнетронов сантиметрового диапазона электронное смещение частоты составляет от нескольких десятых долей до нескольких мегагерц на ампер.

Магнетрон широко применяют в радиолокационных системах гражданской авиации - как в бортовых, так и в наземных.

На борту летательных аппаратов магнетрон используется в метеорологических радиолокационных станциях и обладает типовыми параметрами: $f_0 = 9370$ МГц; $F_{II} = 400$ Гц; $P_{II} = 10$ кВт; $\tau_{II} = 2$ мкс, где F_{II} — частота повторения импульсов (ниже будет показано, почему эта частота равна 400 Гц); P_{II} — мощность в импульсе; τ_{II} — длительность импульса.

В наземных радиосистемах магнетрон используют в аэродромных диспетчерских радиолокаторах, в радиолокационных станциях обзора летного поля, посадочных радиолокаторах. Данные некоторых магнетронов:

$$f_0 = 1250 - 1350 \text{ МГц}; F_{II} = 930 \text{ Гц}; \tau_{II} = 1,2 \text{ мкс}; P_{II} = 0,5 \text{ МВт};$$

$$f_0 = 34 \text{ ГГц}; F_{II} = 10 \text{ кГц}; \tau_{II} = 0,025 \text{ мкс}; P_{II} = 35 \text{ кВт}.$$

Магнетроны могут применяться в дециметровых, сантиметровых и миллиметровых диапазонах длин волн с различными мощностями (кВт и МВт) и с различными длительностями импульсов (нс и мкс).

1.5 Принцип работы ламп бегущей волны

Лампами бегущей волны называются усилительные и автогенераторные электронные приборы, основанные, как и многосегментные магнетроны, на синхронном взаимодействии электронного потока с электромагнитными

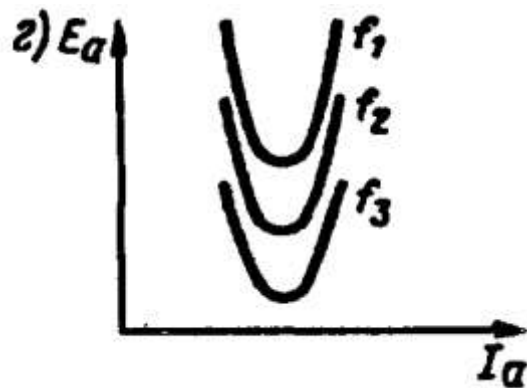


Рисунок 1.20 - Зависимость частоты от электрического режима магнетрона

волнами в замедляющей фазовую скорость структуре. Лампы бегущей волны отличаются от многосегментных магнетронов тем, что в их замедляющей структуре имеют место не стоячие, а бегущие волны. Поэтому в лампах бегущей волны замедляющая фазовую скорость структура не замкнута в кольцо, а представляет собой разомкнутую линию, на концах которой имеются устройства, устраняющие или, точнее, ослабляющие в достаточной степени отражение электромагнитных волн.

Возможны два основных вида ламп бегущей волны:

лампы прямой волны, в которых обеспечивается синхронизация электронного потока по скорости, а следовательно, и взаимодействие его с одной из прямых волн, т. е. с такой волной, фазовая скорость которой совпадает по направлению с групповой скоростью электромагнитной волны в замедляющей системе;

лампы обратной волны, в которых имеет место взаимодействие электронного пучка с одной из обратных волн замедляющей структуры.

Лампы прямой волны обеспечивают усиление на СВЧ. При этом можно получить либо широкую полосу частот при усилении, либо электрическую перестройку по диапазону более узкой полосы частот усиления.

Вследствие длительного взаимодействия электронов с замедляющей структурой коэффициент усиления в ЛБВ может достигать больших величин (30—40 дБ).

В лампах бегущей волны может быть слабая или сильная дисперсия в замедляющей структуре. Слабая дисперсия - это широкая область частот, в пределах которой фазовая скорость рабочей пространственной гармоники слабо изменяется с частотой (рис. 1.21, а). Здесь в широкой полосе частот обеспечивается приблизительное равенство скорости движения электронов и фазовой скорости электромагнитной волны ($V_e \cong V_\phi$) т. е. обеспечивается выполнение условий синхронизации. При этом полоса рабочих частот может составить 10—20 %. Вариант сильно выраженной дисперсии показан на рис. 1.21, б. Здесь полоса рабочих частот очень узкая, но ее можно передвигать по диапазону, меняя V_e , т. е. изменяя напряжение питания.

В лампах обратной волны (ЛОВ) имеет место присущая им внутренняя обратная связь особого типа, распределяемая вдоль всей длины области взаимодействия электронов с электромагнитной замедляющей структурой.

Механизм обратной связи этого типа определяется тем обстоятельством, что групповая скорость переноса электромагнитной энергии вдоль замедляющей структуры обратна к направлению скорости движения электронов и совпадающей с ней или близкой к ней фазовой скорости той обратной пространственной гармоники, с которой происходит взаимодействие электронов.

Благодаря этому энергия, отдаваемая сгустками электронов при их движении вдоль лампы и взаимодействии с обратной пространственной гармоникой, передается замедляющей структурой в обратном направлении, где

она снова взаимодействует с электронным потоком, способствуя образованию в последнем сгустков электронов. Поэтому лампы обратной волны чаще всего используют в качестве автогенераторов, у которых можно электрически пере-страивать генерируемую частоту в достаточно широких пределах.

Движение электронов в обратном направлении вдоль замедляющей структуры как бы заменяет движение энергии в обратном направлении во внешних цепях обратной связи обычного типа.

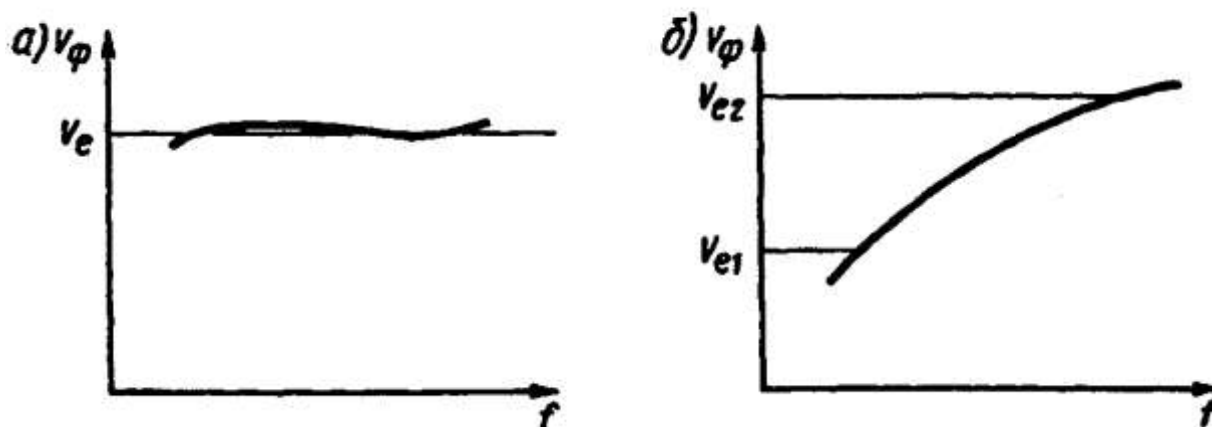


Рисунок 1.21 - Зависимость фазовой скорости электромагнитной волны от частоты

Наиболее важным свойством внутренней обратной связи в ЛОВ, свя-

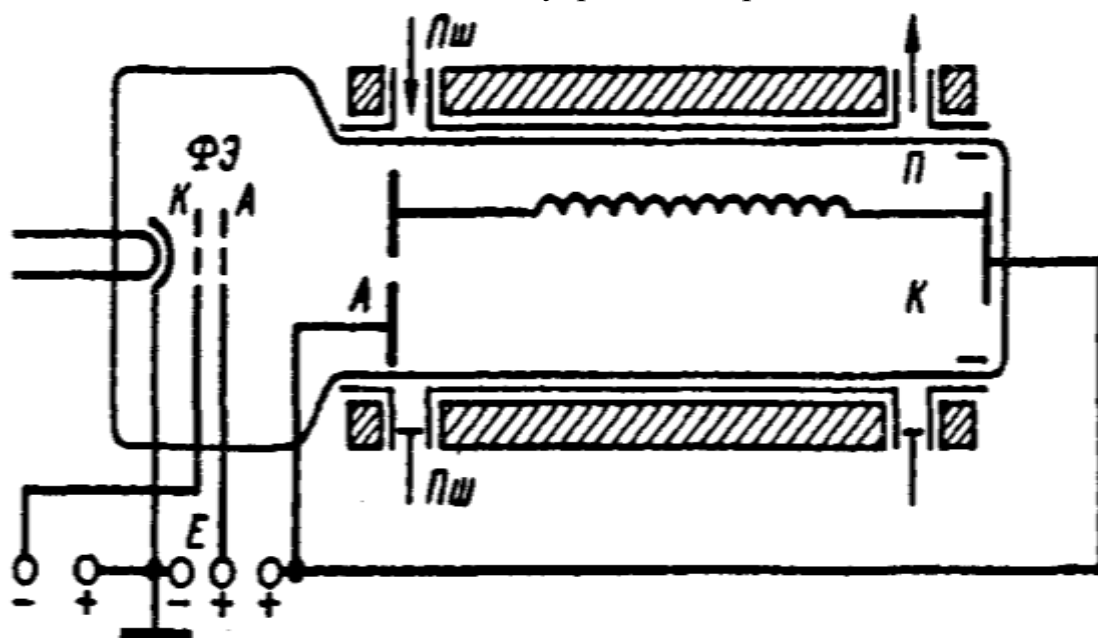


Рисунок 1.22 - Лампа бегущей волны:

A – анод; K – катод; $\Phi Э$ – фокусирующий электрод; Π – поглотитель; $\Pi ш$ – поршни; E – напряжение источника питания

занным с ее распределенностью, является то, что при самовозбуждении возникают колебания той частоты, которая соответствует наиболее сильному

взаимодействию электронов с волной, т. е. равенству фазовой скорости используемой обратной пространственной гармоники и скорости движения электронных сгустков в луче.

Так как фазовая скорость пространственной гармоники благодаря дисперсии изменяется с изменением частоты, то частота, соответствующая равенству этой скорости и скорости движения электронных сгустков, будет разной при разных скоростях движения электронов. Следовательно, при изменении скорости движения электронов изменяется частота, генерируемая ЛОВ. Меняя напряжение, разгоняющее электроны и, следовательно, скорость электронов, можно плавно изменять генерируемую частоту в широких пределах.

Рассмотрим более подробно принцип работы ЛБВ (рис. 1.22). Заштрихованные области показывают наличие постоянного магнита, создающего продольное магнитное поле. Внутри баллона размещена спираль, являющаяся замедляющей структурой для электромагнитной волны, поступающей на вход и подлежащей усилению. Поршни $П_{III}$ обеспечивают настройку ЛБВ.

На вход ЛБВ подается высокочастотный сигнал, который образует электромагнитную волну, движущуюся вдоль спирали. Сквозь спираль простреливается электронный поток (рис. 1.23).

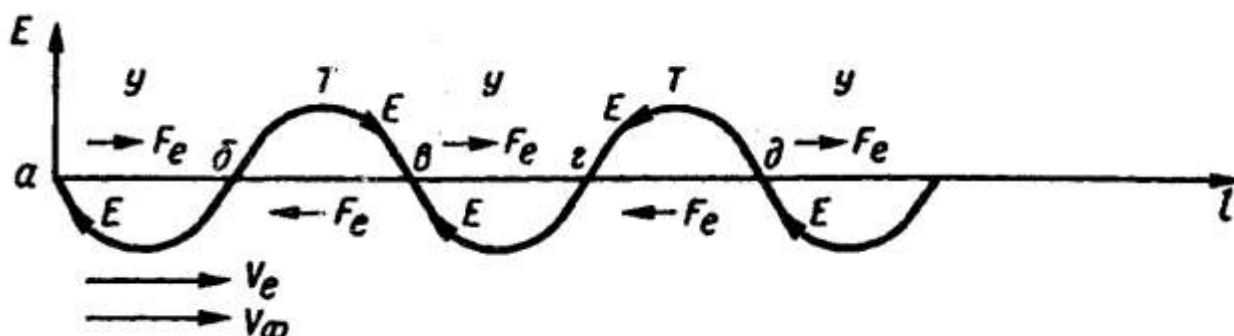


Рисунок 1.23 - Распределение электромагнитных волн вдоль спирали в ЛБВ: Y, T – ускоряющая и тормозящая фазы электромагнитного поля; F_e – сила электрического поля, действующая на электрон; V_e, V_ϕ – направление движения соответственно электронного потока и электромагнитной волны

При движении электронного потока и электромагнитной волны вдоль спирали возможны три случая: $V_e = V_\phi$; $V_e < V_\phi$; $V_e > V_\phi$.

Для первого случая поток неподвижен относительно волны из-за равенства их скоростей. При этом в плоскостях b, z и т.д. (см. рис. 1.23) будут собираться электроны с участков $ab, бв, вг, гд$, образуя в плоскостях b и z сгустки электронов, т. е. действие тормозящих и ускоряющих фаз электромагнитного поля вызывает модуляцию электронного потока по скорости, которая далее по мере движения вдоль спирали переходит в модуляцию по плотности электронного потока. Однако образовавшиеся сгустки электронов будут синхронно с электромагнитной волной двигаться к выходу ЛБВ, постоянно нахо-

дятся в нулевой фазе электромагнитного поля. Усиления электромагнитной волны не произойдет, т. е. коэффициент усиления ЛБВ в этой ситуации равен единице. Иллюстрирует такой процесс рис. 1.24, а, где пунктирные стрелки показывают направление движения электронов относительно высокочастотного поля без воздействия последнего. Сплошные линии показывают направление движения электронов относительно высокочастотного поля при воздействии его на электронный поток.

Для второго случая образовавшиеся в плоскостях б и з (см. рис. 1.23) сгустки электронов, обладая меньшей скоростью, чем электромагнитная волна, начинают отставать от волны и оказываются в ускоряющем поле, т. е. электронный поток отбирает энергию у поля и коэффициент усиления ЛБВ становится меньше единицы (рис. 1.24, б).

Рабочим является только третий случай, когда скорость электронного потока превышает фазовую скорость электромагнитной волны, и сгустки электронов, сгруппировавшись, попадают в тормозящую фазу высокочастот-

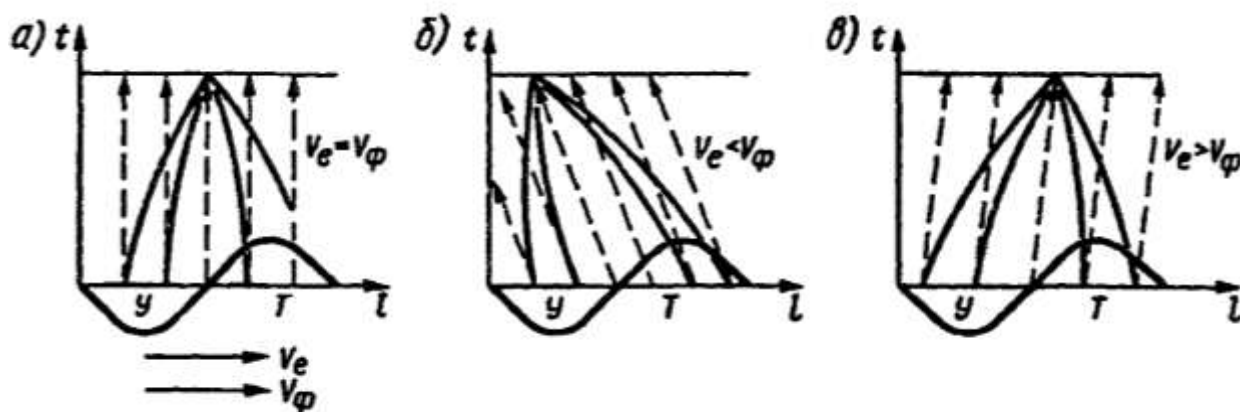


Рисунок 12.24. Пространственно - временные диаграммы ЛБВ

ного поля, отдавая полю свою энергию (рис. 1.24, в). Движение сгруппированного потока вдоль витков спирали вызывает возбуждение вторичного электрического поля, совпадающего по фазе с первичным и, таким образом, усиливающего его.

Усиление ЛБВ зависит от длины спирали, тока электронного пучка и напряженности поля бегущей волны. Чем длиннее спираль, тем длительнее электроны пучка взаимодействуют с полем волны и тем больше усиление. Чрезмерное удлинение замедляющей системы не увеличивает усиление, а понижает его, так как по мере отдачи кинетической энергии скорость электронов уменьшается и синхронизм поля волны и электронных сгустков нарушается.

Кроме бегущей электромагнитной волны, в ЛБВ существуют и отраженные волны, которые часть высокочастотной энергии от нагрузки переносят на вход лампы, образуя между входом и выходом положительную обратную связь. Для предотвращения возможной автогенерации в ЛБВ применены поглотители отраженных волн.

Лампы бегущей волны, в которых траектория электронного пучка определяется только электрическим ускоряющим полем, называются ЛБВ типа “О” (обыкновенные).

Для повышения КПД ламп бегущей волны нужно поддерживать синхронизм между замедленной волной и электронным потоком на всем пути движения потока путем использования скрещенных электрических и магнитных полей. При этом переносная скорость электронов V_e остается постоянной на всем их пути, и КПД достигает 60 %. Такие ЛБВ называются типа “М” (магнетронные).

В лампах типа “О” электроны передают полю только избыточную кинетическую энергию, создаваемую источником ускоряющего напряжения E_a . В лампах типа “М” кинетическая энергия электронов неизменна, а в высокочастотную энергию преобразуется потенциальная энергия источника постоянного напряжения. **ЛБВ типа “М” часто называют магнетронными усилителями.**

Лампы бегущей волны применяют в качестве УМ в различных передатчиках и в качестве УВЧ в приемниках. В радиосистемах ГА основное применение ЛБВ - именно в приемных устройствах как усилитель радиочастоты. Например, в качестве УВЧ лампы используют в приемнике радиолокационной станции обзора летного поля. Данные некоторых отечественных ЛБВ типа “О” (K - коэффициент усиления):

$$УВ - 5 \quad f_0 = 3,4 \div 4,4 \text{ ГГц}; \quad K_y = 18 \text{ дБ};$$

$$УВ - 6 \quad f_0 = 3,4 \div 4,4 \text{ ГГц}; \quad K_y = 30 \text{ дБ}; \quad P_{\text{ВЫХ}} = 0,03 \text{ Вт};$$

$$УВ - 5 \quad f_0 = 3,4 \div 4,4 \text{ ГГц}; \quad K_y = 26 ; \quad P_{\text{ВЫХ}} = 3 \text{ Вт}.$$

Процесс группирования электронов в ЛОВ (рис. 1.25) принципиально не зависит от направления движения волны: вдоль пучка электронов или навстречу ему. И в том и в другом случаях электроны, попавшие в ускоряющее поле, увеличивают свою скорость и догоняют приторможенные электроны. В ЛОВ нарастание высокочастотного поля происходит в направлении, обратном движению электронного потока. Между потоком электронов и полем волны существует внутренняя обратная связь. В ЛОВ справа налево движется поток энергии, электрическое поле левого зазора модулирует электронный поток по скорости, и его конвекционный ток отстает от напряженности поля бегущей волны на $\lambda/2$. Высокочастотное поле, наводимое в последующих зазорах конвекционным током, в свою очередь отстает от него на $\lambda/2$.

Вследствие флюктуации объемной плотности электронов в пучке в лампе возникают волны собственных шумов со сплошным частотным спектром и всегда существует обратная пространственная гармоника шумов, для которой при данной скорости пучка электронов (т. е. при данном ускоряющем напряжении) выполняется условие синхронизма. Колебания этой гармоники усиливаются и постепенно переходят в стационарные установившиеся

колебания. Рассмотрим более подробно условие синхронизма в ЛОВ, которая в данном случае по аналогии с ЛБВ называется ЛОВ типа "О".

Взаимодействие пучка электронов с волной происходит периодически только во время пробега пучка через пространство между стенками резонаторов (рис. 1.26), где в качестве замедляющей системы использована структура "гребенка". Рассмотрим мгновенное состояние электромагнитного поля волны. Полагаем, что на каждой ячейке замедляющей системы укладывается четверть волны, т. е. за период T волна пробегает четыре резонатора и расстояние, равное $4l$. В точках a и d поле максимально и имеет тормозящую фа-

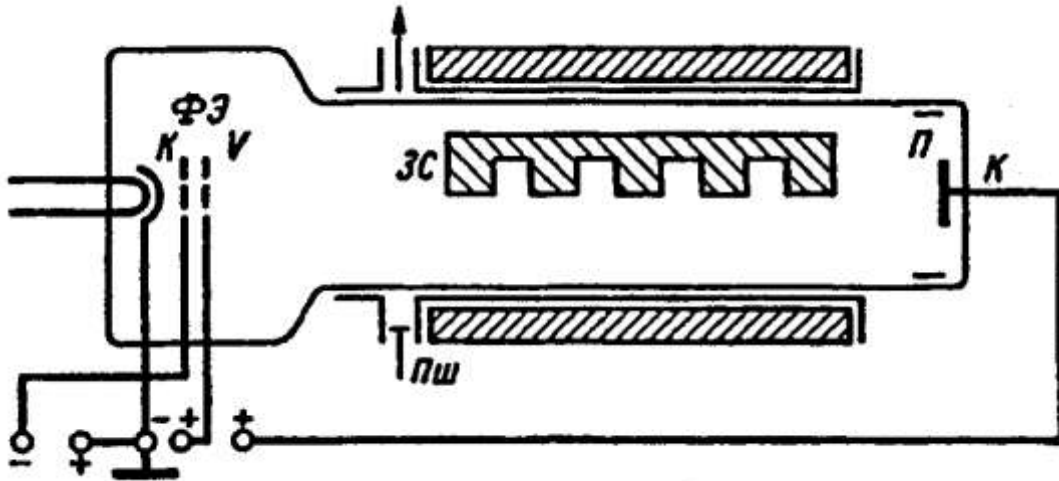


Рисунок 1.25 - Лампа обратной волны

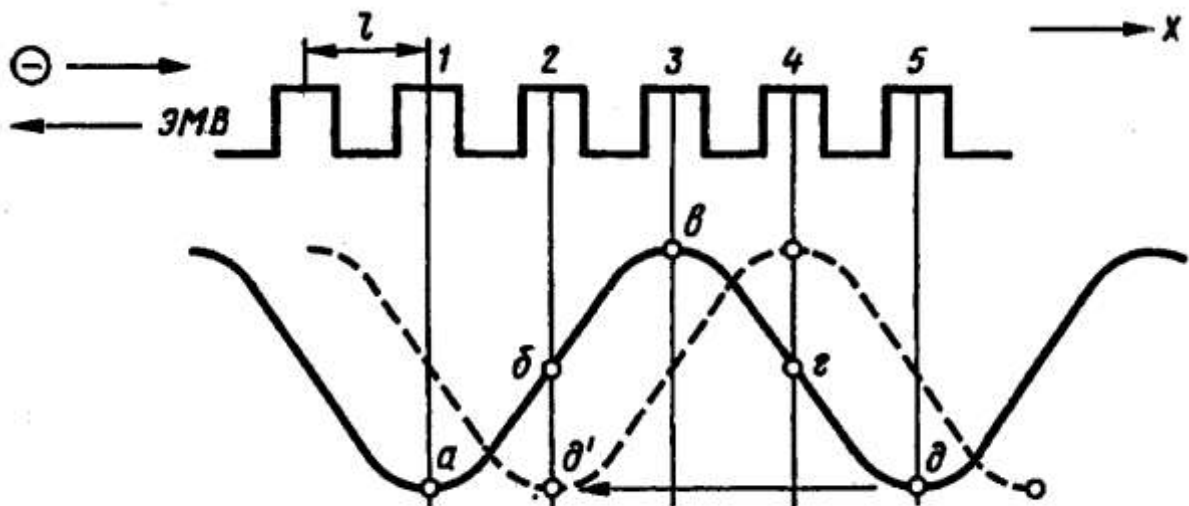


Рисунок 1.26 - Взаимодействие обратной электромагнитной волны с электронами

зу, т. е. электроны отдают свою энергию полю. Скорость их движения уменьшается в результате торможения. В точке $в$ электроны ускоряются и вследствие этого уходят из ускоряющего поля, нагоняя приторможенные электроны и группируясь возле них, образуют электронные сгустки, продол-

жающие движение по пучку электронов навстречу волне. Если установить скорость дальнейшего движения электронных сгустков такой, чтобы в каждой последующей ячейке электрическое поле волны оказывалось в тормозящей фазе, то встречная волна будет усиливаться электронным потоком.

Пусть сгусток начинает свое движение с резонатора 1 в максимальной тормозящей фазе. Время прохождения сгустка в резонатор $t_e = l/V_e$. Чтобы в резонаторе 2 сгусток оказался в максимальном тормозящем поле, волна за то же время должна пройти расстояние $3l = \lambda - l$ (где λ — длина волны), т. е. точка δ электрического поля должна переместиться в положение δ' .

Тогда скорость и время движения волны

$$V_B = 4l/T = \lambda/T; \quad t_B = 3l/V_B.$$

При $t_e = t_B$

$$\frac{1}{V_e} = \frac{\lambda - 1}{V_B}, \quad V_e = \frac{l}{\lambda - 1} V_B = \frac{V_B}{3}.$$

Следовательно, скорость движения электронного пучка в ЛОВ существенно меньше, чем в ЛБВ. Как и ЛБВ, ЛОВ может быть типа “М”, т. е. когда ЛОВ помещают в скрещенные магнитное и электрическое поля. Такую ЛОВ сворачивают в кольцо, где наличие поперечного магнитного поля позволяет придать потоку электронов кольцевую форму. Система, в отличие от магнетрона, разомкнута и, следовательно, более широкополосна. Зависимость изменения частоты в функции от анодного напряжения здесь почти линейная. Электронный поток взаимодействует не с продольной, а с поперечной составляющей напряженности электрического поля, это приводит к резкому ослаблению влияния пучка на поле волны и не вызывает постепенного торможения сгустков электронов и нарушения синхронизма, как в ЛБВ и ЛОВ типа “О”. Скорость здесь поддерживается постоянной.

Существенным недостатком ЛОВ типа “М” является то, что зависимость частоты генерации от напряжения питания требует очень высокой степени стабильности источников питания. При импульсной работе должно быть очень высокое постоянство напряжений во время действия импульсов, поэтому на импульсный модулятор налагаются соответствующие ограничения.

Современные ЛОВ типа “М” конструктивно несколько видоизменены. Вместо электронной пушки и коллектора применен цилиндрический катод, как в магнетроне, располагаемый внутри анодной замедляющей системы, которая часто выполняется в виде структур типа “гребенка” либо “палец в палец”. В рамках таких модификаций был разработан прибор СВЧ - платинотрон (рис. 1.27), в настоящее время широко распространенный в различных радиолокационных системах.

Около начала замедляющей системы вместо поглощающей слабоотражающей насадки предусматривается второй согласованный ввод, который является входным. Таким образом в платинотроне оба конца замедляющей системы соединяются через согласующие устройства с двумя внешними коакси-

альными фидерами или волноводами, один из которых является входным, а другой - выходным.

Используется замедляющая система лопаточного типа с кольцевыми связками, назначение которых такое же, как и в магнетроне. При подаче на вход платинотрона достаточно мощных колебаний от внешнего возбудителя возникает принудительная синхронизация (захватывание) частоты автогенерации, имеющей место в платинотроне в силу взаимодействия электронов с обратной волной.

Процесс принудительной синхронизации рассмотрим более подробно на примере обычного автогенератора, так как физическая суть этого процесса не меняется при переходе от одного диапазона частот к другому.

Пусть некоторый автогенератор находится в режиме автоколебаний. Если на автогенератор подать некоторый внешний сигнал с частотой $\omega \neq \omega_0$ (ω_0 - частота автоколебаний), то следовало бы ожидать возникновения биений с частотой $|\omega - \omega_0|$.

Однако этот случай будет тогда, когда два гармонических колебания складываются в линейной системе. Автогенератор представляет собой существенно нелинейное устройство, поэтому картина взаимодействия двух гармонических колебаний будет иной. Рассмотрим это взаимодействие.

Пусть автогенератор вырабатывает автоколебания с амплитудой U и частотой ω_0 при отсутствии внешнего сигнала. Значение стационарной амплитуды колебаний определяется условием

$$S_{CP}(U) - \frac{rC}{V} = 0,$$

где $S_{CP}(U)$ - средняя крутизна активного элемента как функция от U ; r - активное сопротивление колебательной системы; C - емкость колебательной системы; M - взаимная индуктивность (если рассматривается автогенератор с индуктивной обратной связью).

Из уравнения получаем

$$r = \frac{S_{CP}(U)M}{C}.$$

Известно, что в стационарном режиме автогенерации среднее “отрицательное” сопротивление r , вносимое в колебательный контур, равно по абсолютному значению активному сопротивлению контура,

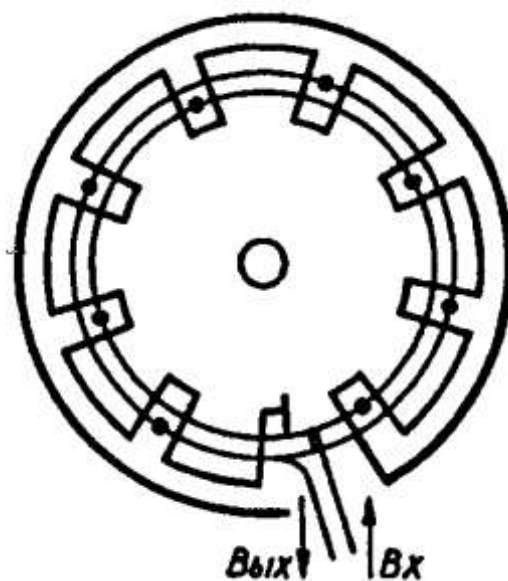


Рисунок 1.27 - Платинотрон

$$r_{CP}(U_B) = \frac{MS_{CP}(U_B)}{C},$$

где U_B - напряжение, действующее на входе активного элемента.

Следовательно, если взять систему координат: r_{CP} - ось ординат, U_B - ось абсцисс, то на графике сопротивлений можно определить стационарную амплитуду автоколебаний как абсциссу точки пересечения кривой $r_{CP}(U_B)$ с прямой $r = const$ (рис. 1.28).

Пусть теперь на автогенератор воздействует внешний сигнал с частотой $\omega = \omega_0$. Теперь амплитуда сигнала на входе активного элемента увеличится и станет $U_{BH} > U$. Полное активное сопротивление контура станет

$$r_H = r - \frac{MS_{CP}(U_{BH})}{C}.$$

Так как $r_H > 0$, автогенератор оказывается как бы в невозбужденном состоянии. Далее предполагаем, что частота внешнего сигнала изменяется. Отклонение частоты внешнего воздействия от резонансной частоты ω_0 приводит к уменьшению напряжения на входе активного элемента. При некотором значении частотной расстройке амплитуда U_{BH} становится равной U , и система переходит в режим автоколебаний. Теперь в контуре будут наблюдаться два гармонических колебания, образующих биения, т. е. внешнее воздействие в некоторой полосе частот “навязывает” автогенератору свою частоту колебаний.

Такое явление получило название “захватывания” частоты, а полоса частот, в которой оно проявляется, называется *полосой “захватывания”*.

Можно показать, что выполняется соотношение

$$\Delta\omega_{ЗАХ} / \omega_0 = E/U,$$

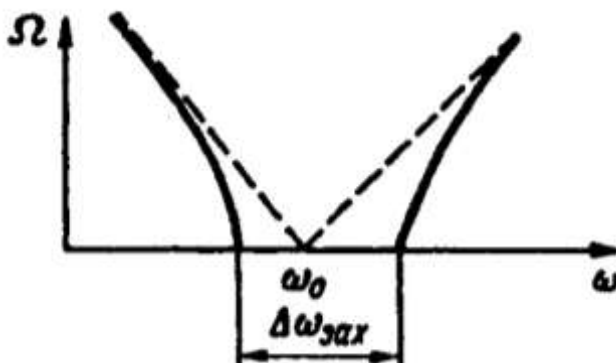


Рисунок 1.29 - Зависимость вносимого сопротивления в колебательный контур от напряжения, действующего на входе активного элемента

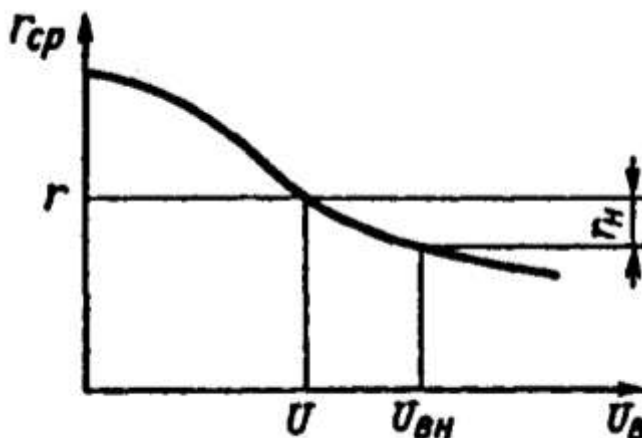


Рисунок 1 28 - Зависимость частоты биений в автогенераторе от частоты внешнего сигнала

где $\Delta\omega_{\text{ЗАХ}}$ - ширина полосы “захватывания”; E - амплитуда сигнала внешнего воздействия.

Из приведенного соотношения следует, что ширина полосы “захватывания” прямо пропорциональна амплитуде внешнего воздействия E и обратно пропорциональна амплитуде напряжения на входе активного элемента, когда $E = 0$.

Частота биений Ω , образующихся в автогенераторе, зависит от частоты внешнего сигнала ω (рис. 1.29). Если бы система была линейной, частота биений Ω должна бы быть равной $|\omega - \omega_0|$ (штриховая линия на рис. 1.29).

При больших *расстройках* внешнего сигнала относительно резонансной частоты значение Ω близко к резонансной частоте $|\omega - \omega_0|$. По мере приближения ω к ω_0 изменение Ω все более отклоняется от пунктирной линии. В пределах полосы $\Delta\omega_{\text{ЗАХ}}$ частота биений становится равной нулю, т. е. биение исчезает и частота генерации автогенератора соответствует частоте внешнего воздействия.

Именно это явление используется в платинотроне для построения мощных усилителей на базе применения автогенератора.

Полоса частот области синхронизации в платинотроне получается достаточно широкой (до 10 %). Следовательно, платинотрон может быть использован как усилитель, работающий по принципу принудительной синхронизации частоты. **В этом случае платинотрон называется амплитроном** и в этом качестве получил широкое распространение в современных РЛС.

Амплитрон позволяет получить очень большие мощности и высокий коэффициент полезного действия, но в отличие от магнетрона еще обеспечивает перестройку по частоте в пределах полосы принудительной синхронизации от внешнего возбуждателя.

Амплитудные характеристики амплитрона показаны на рис. 1.30, где P_0 - мощность, потребляемая от источника питания.

При недостаточной входной мощности $P_{\text{ВХ}}$ амплитрон самовозбуждается на паразитных видах колебаний, и выходной сигнал $P_{\text{ВЫХ}}$ имеет случайный шумовой харак-

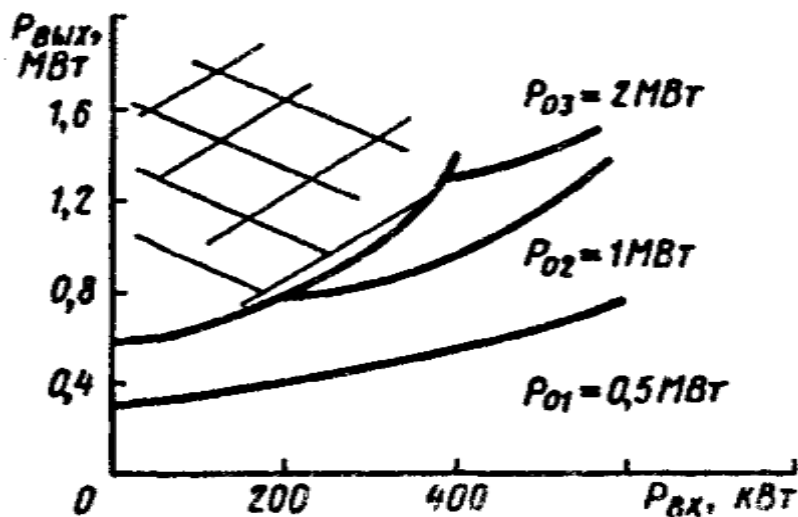


Рисунок 1.30 - Амплитудные характеристики амплитрона

тер. При увеличении входной мощности, начиная с некоторого определенного значения, прибор устойчиво усиливает входной сигнал. При дальнейшем увеличении входной мощности амплитрон ведет себя как насыщенный усилитель, т. е. коэффициент усиления падает, а выходная мощность слабо возрастает, главным образом, благодаря прямому прохождению мощности возбуждения ω входа на выход.

Чем выше уровень постоянной мощности P_0 , подводимой к прибору, тем больше минимальной входной мощности требуется для устойчивого усиления и тем большее значение мощности $P_{вых}$ можно получить.

Основными достоинствами амплитрона являются: высокий КПД (60—75 %), большая импульсная и средняя мощности (до нескольких мегаватт в импульсе и до нескольких сотен киловатт в непрерывном режиме), широкая полоса пропускания в усилительном режиме, относительно небольшие габариты и масса.

К недостаткам амплитрона следует отнести сравнительно невысокий коэффициент усиления (8—12 дБ).

Рабочие и нагрузочные характеристики амплитрона такие же, как у магнетрона, и имеют приблизительно такой же вид.

1.6 Применение твердотельных приборов в диапазоне СВЧ

1.6.1 Применение диодов Ганна

В настоящее время промежуточные и выходные каскады передающих устройств СВЧ малой и средней мощности часто выполняют на транзисторах. Достаточно развитые методы суммирования мощности позволяют создать полупроводниковые передатчики с выходной мощностью до единиц киловатт и выше в длинноволновой части СВЧ - диапазона. Однако более интересно рассмотреть применение в диапазоне СВЧ специальных твердотельных приборов, к которым относятся диоды Ганна (ДГ) и лавинно-пролетные диоды (ЛПД).

Работа генераторов на полупроводниковых диодах основана на использовании отрицательной активной составляющей полного сопротивления (проводимости) диодов. Эквивалентная схема диодного генератора представляет собой соединение полного сопротивления (проводимости) диодов и внешней цепи. Если сопротивление потерь (с учетом мощности, потребляемой нагрузкой) полностью компенсируется отрицательной активной составляющей сопротивления диода, имеет место режим автогенерации; если компенсация частичная, то может происходить регенераторное усиление колебаний, поступающих от внешнего источника. *Диодные усилители являются активными двухполюсниками, поэтому требуют специальных устройств для разделения входного и выходного колебаний (например, циркуляторов).*

Физическая природа появления отрицательного активного сопротивления (проводимости) у полупроводниковых диодов может быть различной. У диодов Ганна это обусловлено процессами, происходящими в объеме полупроводника (обычно арсенид галлия). Принцип работы ДГ основан на явлениях, возникающих в объеме однородного полупроводника, и не используется p - n - переход, как в полупроводниковых диодах всех других типов.

Эффект Ганна заключается в возникновении СВЧ - колебаний тока в некоторых полупроводниковых кристаллах под воздействием сильного электрического поля. Колебания тока обусловлены формированием и движением в кристалле резко выраженных областей с высокой напряженностью поля, называемых *доменами*.

На движение носителей заряда в полупроводниковых кристаллах существенно влияет поле кристаллической решетки. Под воздействием внешнего электрического поля одновременно изменяется как кинетическая, так и потенциальная энергия электрона, поэтому энергия, которую нужно сообщить электрону для приобретения им в кристаллической решетке определенной средней скорости V , существенно зависит от значения и направления вектора скорости. Например, если под воздействием внешнего поля определенного направления потенциальная энергия электрона уменьшается, то увеличение кинетической энергии будет больше работы сил внешнего поля вследствие перехода в кинетическую энергию части потенциальной энергии. Подвижность μ такого электрона велика:

$$\mu = V/E,$$

где E — напряженность внешнего поля.

Наоборот, если под воздействием внешнего поля потенциальная энергия электрона возрастает, то подвижность его мала.

У некоторых полупроводниковых соединений элементов 3-й и 5-й групп периодической системы (например, у арсенида галлия) в зоне проводимости имеются две щели: нижняя из щелей обозначается символом L , а верхняя - U , и тогда уровни энергии, на которых расположены эти щели, связаны соотношением

$$W_U > W_L.$$

При малых напряжениях E внешнего поля почти все электроны расположены в нижней щели и обладают высокой подвижностью μ_L . Зависимость средней скорости электронов от напряженности поля практически линейна и описывается соотношением

$$V = \mu_L E.$$

Общая концентрация электронов

$$n_0 = n_L + n_U,$$

и если напряженность поля меньше некоторого порогового значения, т. е. $E < E_{ПОР}$, то $n_L \cong n_0$. Если напряженность внешнего поля больше порогового значения, т. е., то $E > E_{ПОР}$, то $n_0 \cong n_U$.

Концентрации n_L и n_U будут зависеть от E , а при $dj/dE < 0$ появляется отрицательное сопротивление (j – проводимость).

У катода диода формируется участок с сильным местным падением напряжения, и он начинает двигаться вдоль диода со скоростью дрейфа $V \cong 10^7$ см/с, где и исчезает, после чего формируется новый домен.

При более сильных полях часть электронов переходит в верхнюю щель, где их подвижность $\mu_U \ll \mu_L$, и средняя скорость электронов уменьшается при увеличении напряженности E поля. Наконец, при больших полях почти все электроны находятся в верхней щели, и зависимость вновь становится линейной $V \cong \mu_U E$ (рис. 1.31). При возникновении домена ток уменьшается, а при исчезновении - увеличивается. Таким образом кривая $V(E)$ таких полупроводников обладает падающим участком ab , на котором дифференциальное сопротивление кристалла отрицательно. Действительно, конвекционный ток через диод J определяется

$$J = en\bar{V}S,$$

где e и n - заряд и концентрация электронов; S - площадь поперечного сечения кристалла.

Поскольку напряжение на диоде $U = El$ (где l - длина кристалла), то дифференциальная проводимость

$$G_D = \frac{dJ}{dU} = \frac{enS}{l} \frac{d\bar{V}}{dE}.$$

При $d\bar{V}/dE < 0$ дифференциальная проводимость, а также дифференциальное сопротивление становятся отрицательными, что обуславливает возможность использования ДГ в качестве генераторов и усилителей колебаний. **Так как переход между щелями**

осуществляется за время около 10^{-13} с, диод Ганна хорошо работает на сверхвысоких частотах.

Если напряженность E внешнего поля соответствует падающему участку характеристики, то в кристалле возникает тенденция к образованию движущихся под воздействием внешнего поля обогащенных и обедненных электронами слоев, между которыми существуют резко очерченные области сильного электрического поля - домены. Период генерируемых колебаний можно оценить по времени прохождения домена через кристалл. Скорость движения доменов совпадает со средней скоростью электронов V . Полагая, что последняя составляет 10^7 см/с при типичной толщине кристалла 10^{-3} см,

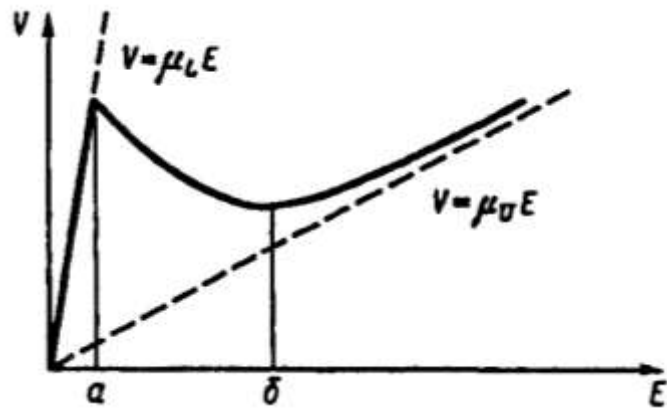


Рисунок 1.31 - Зависимость скорости движения носителей ДГ от приложенного напряжения

получаем время прохождения доменов через тело кристалла 10^{-10} с, т. е. частоту генерации 10 ГГц.

Если необходимо получить колебания более высокой частоты, толщина кристалла становится слишком малой. В этом случае используют несколько иной механизм генерации колебаний, не связанный непосредственно со временем прохождения домена через весь кристалл. Домен формируется в течение некоторого отрезка времени. Поместив ДГ в резонатор с достаточно высокой добротностью, можно воспрепятствовать полному формированию домена, который уже в начале своего формирования наводит в резонаторе ток и отдает мощность во внешнюю цепь. Возникающее в резонаторе напряжение вычитается из напряжения источника питания диода, в результате чего напряженность электрического поля в диоде уменьшается. При достаточно высокой добротности резонатора напряженность поля в диоде падает ниже того порогового значения, при котором динамическое сопротивление диода отрицательно и домен рассасывается. Начало формирования нового домена определяется тем моментом времени, когда в результате изменения высокочастотного напряжения в резонаторе напряженность поля в кристалле вновь превысит пороговое значение, а затем процесс повторяется. Такой механизм генерации получил название *режима ограниченного накопления объемного заряда (ОНОЗ)*.

В режиме ОНОЗ частота генерации может быть значительно повышена, поскольку она определяется внешним резонатором, а не размерами кристалла и характером движения домена. Этот режим является наиболее энергетически выгодным, так как электронный КПД достигает 14 - 17 %. ДГ могут работать до частот 100 ГГц, развивать мощность до единиц ватт в непрерывном режиме, до десятков ватт - в импульсном.

1.6.2 Применение лавинно – пролетных диодов

Лавинно – пролетные диоды (ЛПД) работают в области лавинного пробоя $p - n$ -перехода. Статическая вольтамперная характеристика диодов имеет всюду на рабочем участке положительный наклон. При лавинном пробое смещенного в обратном направлении $p - n$ -перехода возникает динамическое отрицательное сопротивление, что можно объяснить следующим образом.

На рис. 1.32 показан $p - n$ -переход, находящийся под воздействием обратного напряжения, а также распределение потенциала V и напряженности электрического поля $E = dV/dx$ в переходе. Концентрация подвижных носителей в обратно смещенном $p - n$ -переходе весьма мала. Напряженность электрического поля максимальна в центре области $p - n$ -перехода. При увеличении приложенного к диоду обратного напряжения напряженность поля возрастает. Если поле в $p - n$ -переходе достигает некоторого порогового значения $E = E_{пор}$, возникает лавинный пробой $p - n$ -перехода, и число подвижных носителей в процессе ударной ионизации атомов полупроводника лавинообразно умножается.

Лавинный пробой существует при напряженности поля $10^5 - 10^6$ В/см. Такие высокие напряженности поля возникают прежде всего в центре $p - n$ -перехода, где и происходит процесс лавинного умножения подвижных носителей. Эта область (показана штриховыми линиями на рис. 1.32) называется *слоем умножения*.

Толщина слоя умножения δ меньше толщины Δ $p - n$ -перехода. Носители заряда, образовавшиеся в слое умножения, затем дрейфуют в поле $p - n$ -перехода, причем электроны движутся через n -область, а дырки через p -область.

Рассмотрим явления в $p - n$ -переходе, когда на постоянную составляющую смещения, близкую к порого-

вому, накладывается высокочастотное напряжение (рис. 12.33). Теперь лавинный пробой перехода происходит периодически в соответствии с частотой пульсации. Поскольку лавинный процесс инерционен, возникновение носителей заряда запаздывает относительно максимального значения электрического поля. Оптимальным, с точки зрения энергообмена, является случай, когда возникающий ток отстает от высокочастотного поля на $T/4$ периода. При этом носители заряда, как видно на ПВД, попадают из слоя умножения сразу в тормозящее высокочастотное поле. Вследствие передачи носителями заряда своей энергии СВЧ - полю динамическое активное сопротивление диода становится

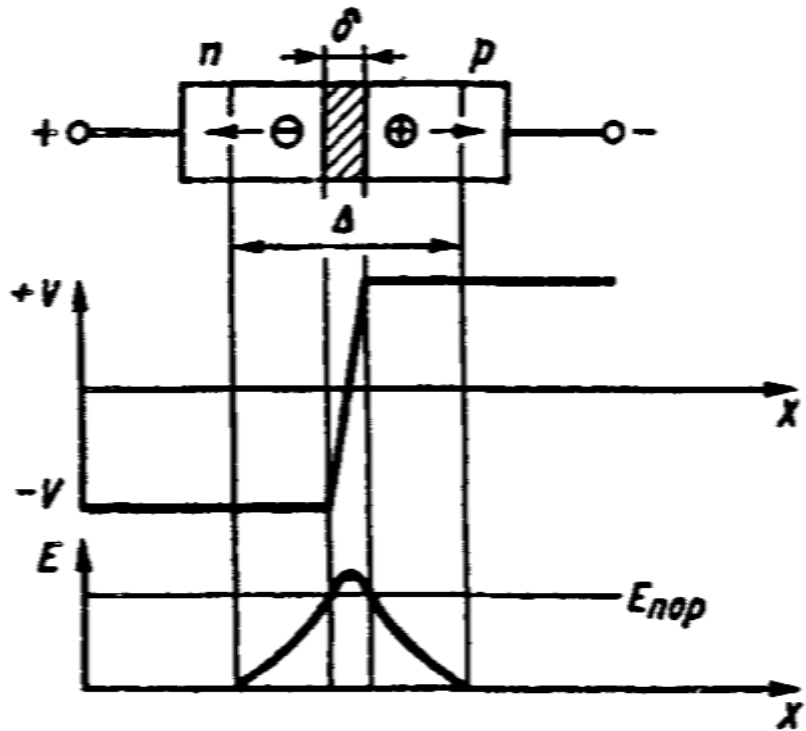


Рисунок 1.32 - Иллюстрация к пояснению принципа работы лавинно – пролетного диода

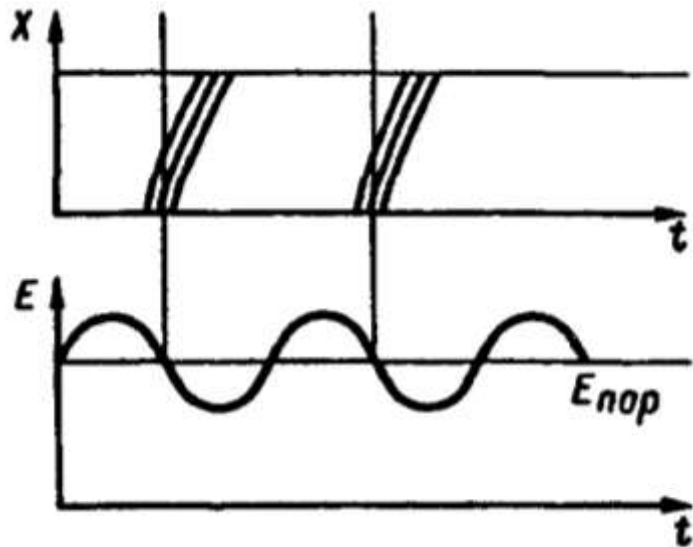


Рисунок 1.33 - Пространственно - временная диаграмма (ПВД) ЛПД

отрицательным. Практически постоянное смещение, подаваемое на ЛПД, превышает пороговое. При этом высокочастотные пульсации не создают пробой, а модулируют лавинный ток. Для глубокой модуляции вольтамперная характеристика ЛПД должна обладать резким перегибом при напряжении пробоя.

В лавинно-пролетном диоде в пролетное пространство поступают уже сгруппированные сгустки носителей заряда, что существенно повышает эффективность взаимодействия.

Рассмотрим влияние объемного заряда на работу ЛПД. Носители заряда, возникающие в этом слое умножения, уменьшают напряженность электрического поля, что эквивалентно появлению в диоде внутренней отрицательной обратной связи. Если бы ток не отставал по фазе от электрического поля, то отрицательная обратная связь ограничила бы протекающий через диод средний ток. Отставание фазы тока от поля вносит запаздывание в цепь обратной связи. Оно на определенных участках облегчает условия самовозбуждения колебаний в системе. Действительно, при оптимальном энергообмене время запаздывания t_3 тока относительно поля составляет часть периода СВЧ - колебаний. Отсюда получаем, что автоколебания при прочих равных условиях быстрее всего возникают на частоте $f = 0,25/t_3$.

Поскольку образование лавинного процесса и, соответственно, время запаздывания зависят от приложенного напряжения, изменение последнего обеспечивает электронное регулирование частоты генерации. Однако практически в связи с большой крутизной вольтамперной характеристики диода в области лавинного пробоя говорят об изменении не напряжения, а тока питания диода. Иногда внутренняя обратная связь может оказаться достаточной для возникновения в диоде автоколебаний, не требующих внешнего добротного резонатора.

Лавинно-пролетные диоды в непрерывном режиме могут обеспечивать мощность до 10 Вт в диапазоне частот более 10 ГГц и единицы ватт на частотах до 50 ГГц при КПД = 15 - 20 %. В импульсном режиме мощность может достигать 100 Вт при частоте генерации 10 ГГц и КПД = 60 - 70 %.

1.6.3 Схемы и конструкции генераторов на лавинно – пролетных диодах и диодах Ганна

Генераторы на диодах могут работать как автогенераторы в автономном и синхронизированных внешним сигналом режимах, усилители и умножители частоты [3].

Конструкция диодных генераторов включает резонансную систему, элементы связи с нагрузкой и элементы подачи питания на диод. При этом генераторы на диодах Ганна и ЛПД в пролетном режиме (ИМРАТТ - режиме) по эквивалентной схеме должны соответствовать работе диода в парал-

лельном резонансном контуре, а генераторы на лавинно-пролетных диодах в режиме с захваченной плазмой (TRAPATT-режиме) - в последовательном контуре [3]. Резонансные системы генераторов могут быть выполнены на основе коаксиальных, микрополосковых (рис. 12. 35) или волноводных резонаторов (рис.12.34).

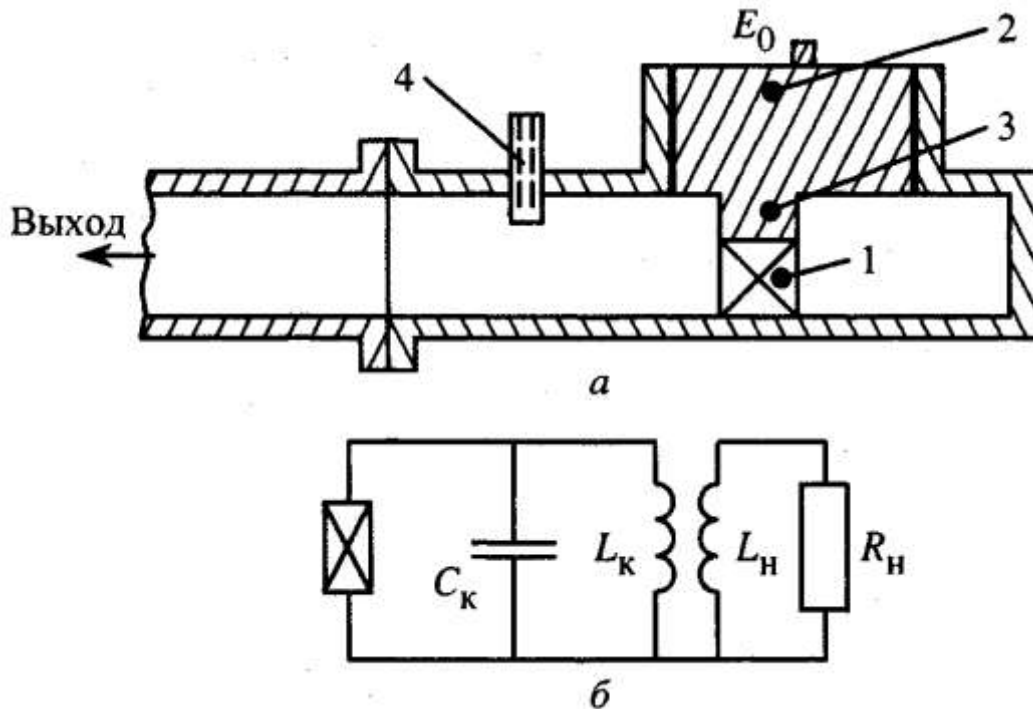


Рисунок 1.34 - Волноводная конструкция генератора при работе диода в параллельном контуре

Упрощенное изображение волноводной конструкции при работе в па-

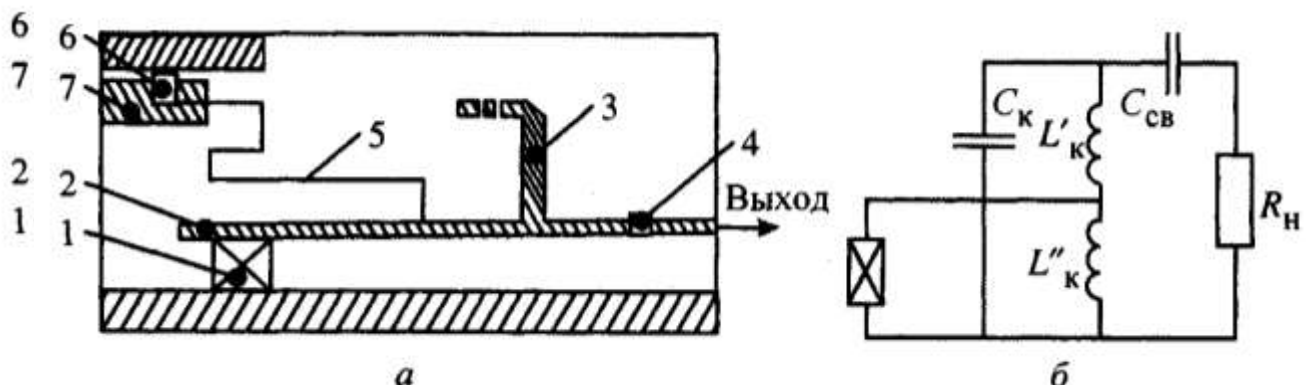


Рисунок 1.35 - Топология и эквивалентная схема микрополоскового диодного генератора

раллельном контуре показано на рис. 1.34, *a*. Бескорпусный диод 1 установлен на широкой стенке волноводного резонатора, образованного короткозамкнутым участком волновода и участком от диода до винта 4. Напряжение смещения подается на диод через низкоомный коаксиальный четвертьволновый фильтр 2 и штырь 3, с помощью которого также осуществляется связь ре-

зонатора с диодом. Для регулировки связи с нагрузкой служит винт 4, настройка резонатора на требуемую частоту осуществляется изменением длины короткозамкнутого участка волновода. Такая конструкция соответствует параллельному колебательному контуру, ее эквивалентная схема показана на рис. 1.34, б.

На рис. 1.35, а показана возможная топология микрополоскового диодного генератора. Здесь диод 1, в зависимости от исполнения установленный планарно или вертикально, присоединен к резонансной системе, образованной полуволновым отрезком микрополосковой линии 2 и подстроечным шлейфом 3. Миниатюрный конденсатор 4 используется для связи резонансной системы с нагрузкой. Для подачи на диод напряжения питания служат четвертьволновый дроссель 5, блокировочный конденсатор 6 и контактная площадка 7. Эквивалентная схема генератора показана на рис. 1.35, б.

Усилители на диодах Ганна и ЛПД обычно выполняются по отражательной схеме, проходная схема из-за двунаправленности на СВЧ используется редко. Структурные схемы отражательных диодных усилителей приведены на рис. 1.36. Для устойчивого усиления диод должен иметь стабильную отрицательную проводимость в широком диапазоне частот. Это достигается выбором режима работы диода и параметров согласующей цепи либо подбором характеристик диода.

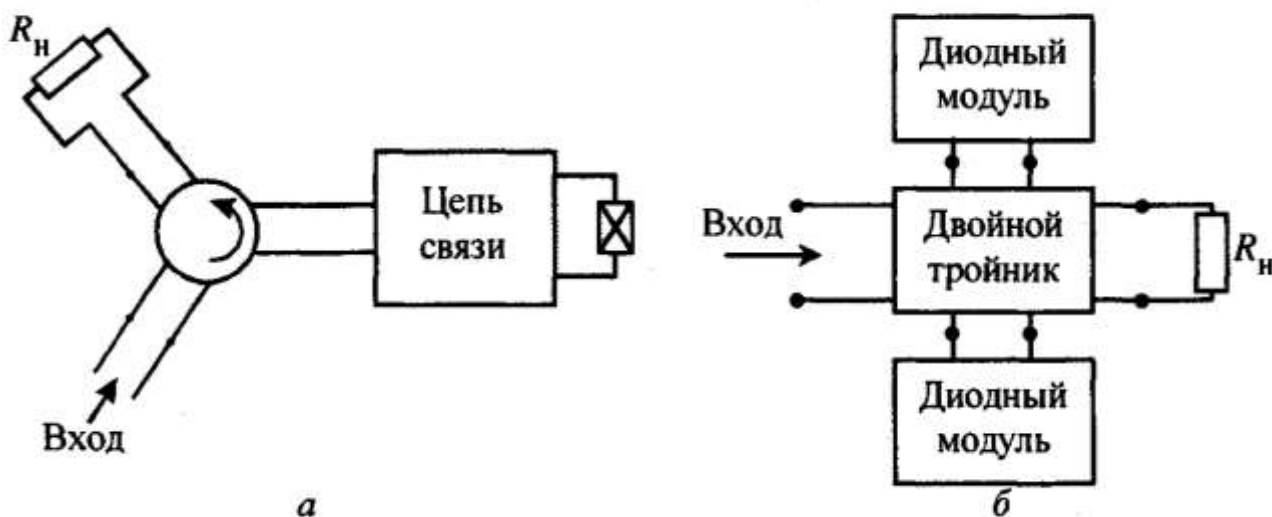


Рисунок 1.36 - Диодные усилители СВЧ по отражательной схеме

Например, в диодах Ганна при значениях произведения (n_0 - концентрация электронов в образце; L - длина образца) $n_0L \geq 10^{12}$ см² и напряжении питания $E_0 = (3 \div 4)U_{KP}$ движущиеся домены в образце самопроизвольно не возникают и диод имеет отрицательную проводимость в широком диапазоне частот. Это позволяет реализовывать на них усилители с полосой частот по-

рядка октавы, коэффициентом усиления до 20 дБ и выходной мощностью, близкой к выходной мощности в автогенераторном режиме.

Работа умножителей частоты на диодах Ганна и лавинно-пролетных диодах основывается либо на принципе синхронизации автогенератора частотой, близкой к субгармонике собственной частоты генерации, либо на выделении одной из высокочастотных гармонических составляющих тока или напряжения диода.

2 НАДЕЖНОСТЬ РАДИОПЕРЕДАЮЩИХ УСТРОЙСТВ

2.1 Общие сведения

Проблема надежности радиоэлектронной аппаратуры и в том числе радиопередатчиков, в последние годы приобретает все более важное значение, так как возрастает ответственность выполняемых ими функций, растет степень автоматизации и повышаются требования к качеству работы и экономической эффективности технических систем. Все чаще передатчиком(радиостанцией) управляет сам абонент - не специалист связи.

В некоторых случаях выход передатчика из строя крайне нежелателен (например, передатчиков телевизионного или звукового радиовещания, особенно при передаче важных сообщений), а иногда недопустим из-за тяжелых и даже катастрофических последствий (передатчики спутников или навигационных и взлетно-посадочных систем самолетов, аварийные радиостанции воздушных и морских судов, передающие буи спутниковой системы определения местоположения судов, самолетов, потерпевших аварию, КОСПАС-САРСАТ и др.). В других случаях недостаточная надежность или сложность эксплуатации радиотехнических средств приводит к экономической нецелесообразности их использования (например, РРЛ с большим числом ретрансляций при низкой надежности аппаратуры экономически нецелесообразна).

Надежность любого технического устройства, в том числе и радиопередатчика, определяется качеством его разработки, обеспечивается в процессе изготовления и поддерживается во время эксплуатации.

Радиопередатчики являются сложными техническими комплексами, в состав которых входят радиоэлектронное и электросиловое оборудование, электромеханические и механические устройства и др. Число элементов в современном передатчике достигает $10^3 \dots 10^5$ единиц; наблюдается устойчивая тенденция постепенного усложнения передатчиков вследствие перехода на более сложные виды модуляции (однополосную, широкополосную, импульсно-кодую), ужесточения технических требований, автоматизации и др. Нормальное функционирование РП зависит от многих факторов, влияние которых на их параметры и характеристики установить в виде определенных

функциональных зависимостей очень трудно или невозможно. К тому же большинство факторов (температура, колебания напряжения, отклонения от технологического процесса и др.) являются случайными величинами и процессами.

В доброкачественно разработанном, изготовленном и настроенном передатчике при правильной его эксплуатации выходы из строя (отказы) являются случайными событиями, поэтому расчеты и оценки надежности производятся вероятностно - статистическими методами.

Современные радиопередатчики разрабатывают, производят и эксплуатируют с обязательным учетом требований теории надежности [13 - 18], которая позволяет создавать их с требуемой высокой степенью надежности путем рационального выбора их структуры и схемы, элементов и деталей, режимов работы, резервирования наиболее ответственных и недостаточно надежных узлов, блоков, введения системы контроля технического состояния, позволяющей быстро обнаруживать возникшие неисправности и даже предсказывать их появление, и т.д.

2.2 Основные понятия и количественные характеристики надежности радиопередатчиков

Надежность — это свойство объекта (в том числе и радиопередатчика) сохранять во времени в установленных пределах значения всех параметров, характеризующих способность выполнять требуемые функции в заданных режимах и условиях применения, технического обслуживания, хранения и транспортирования [19]. Надежность является сложным свойством, которое в зависимости от назначения объекта и условий его применения состоит из сочетания свойств: безотказности, долговечности, ремонтпригодности и сохраняемости.

Для большинства связных и вещательных радиопередатчиков, являющихся восстанавливаемыми изделиями длительного, многократного пользования, основными свойствами являются безотказность и ремонтпригодность (а в некоторых случаях — и долговечность).

Безотказность — это свойство непрерывно сохранять работоспособность в течение некоторого времени работы, называемого в теории надежности *наработкой*.

Долговечность также означает свойство сохранения работоспособности, но с учетом технического обслуживания, профилактик, ремонтов до наступления предельного состояния, когда израсходован технический ресурс, восстановление параметров и характеристик передатчика путем ремонта становится нецелесообразным и эксплуатация его прекращается.

Ремонтпригодность — это свойство приспособленности к предупреждению и обнаружению отказов, повреждений и устранению их последствий путем проведения ремонтов и технического обслуживания.

Радиопередатчик характеризуют целым комплексом параметров, показателей, характеристик, из которых часть является основными, определяющими выполнение заданных функций (например, мощность, частота, нестабильность частоты, глубина модуляции, показатели качества передаваемых сигналов), другие же показатели являются второстепенными.

Радиопередатчик считается *работоспособным*, если требования, установленные в отношении основных параметров, выполняются. *Отказом* является событие, заключающееся в нарушении работоспособности, т. е. отклонении основных параметров от допустимых пределов. Несоответствие хотя бы одному из требований, установленных нормативно-технической документацией как для основных, так и для второстепенных параметров и характеристик, считается *неисправностью*, которая может не приводить к отказу.

Для конкретных радиопередатчиков нормативно-технической документацией устанавливаются более детальные критерии понятий отказа и неисправности.

1. Перерывы в работе, которые расцениваются как отказ, если имело место:

выключение передатчика (отсутствие излучения на рабочей частоте) на время более 15 с, а для телевизионных — более 5 с;

снижение выходной мощности на величину более 50 % номинальной для передатчиков НЧ, СЧ и ОВЧ диапазонов и более чем на 30 % для передатчиков ВЧ диапазона;

нарушение нормальной работы продолжительностью более 1 мин, не приводящее к полному пропаданию передачи, но делающее ее малопригодной для нормального восприятия передаваемой информации (сильный фон,

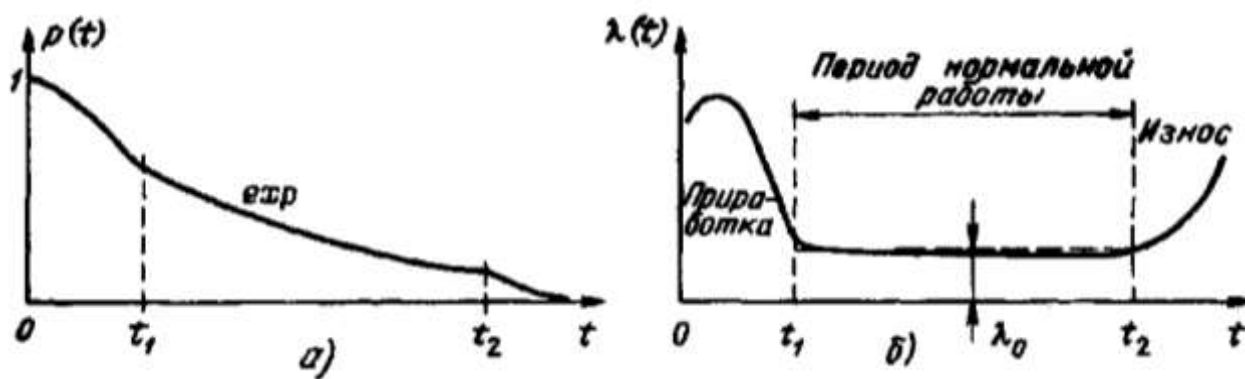


Рисунок 2.1 - Функции безотказной работы (а)
и интенсивность отказов (б)

большие искажения, многократные кратковременные выключения и т. д.).

2. Отклонения от установленных норм, квалифицируемые как неисправность:

снижение мощности более, чем на 20 % для радиовещательных передатчиков;

нарушение норм на допустимые уровни внеполосных и побочных излучений, на отклонение частоты от номинала, возрастание уровня фона более чем на 10 дБ, появление заметных на слух искажений в течение времени более 1 мин и др.

Установлены и другие критерии для РП различного назначения, мощностей и диапазонов. Поэтому основные положения, понятия и выводы теории надежности следует применять с учетом конкретных особенностей использования радиопередатчика.

Количественно надежность и характеризующие ее свойства определяются различными показателями, из которых наиболее важными являются вероятность безотказной работы и интенсивность отказов.

Вероятность безотказной работы $p(t)$ означает вероятность того, что в пределах заданной наработки (продолжительности времени работы) в определенных условиях эксплуатации не возникает отказа. Очевидно, что $0 \leq p(t) \leq 1$, причем $p(0) = 1$, т. е. включается заведомо исправный передатчик, и $p(\infty) = 0$, т. е. рано или поздно передатчик обязательно выйдет из строя (рис. 2.1,а). Определить $p(t)$ можно приближенно статистическими методами, подвергнув испытанию достаточно большое число N_0 изделий; за время испытаний t часть изделий $N(t)$ будет работать исправно, а $[N_0 - N(t)]$ откажут, тогда

$$p(t) = \lim_{N_0 \rightarrow \infty} N_t / N_0 \approx N(t) / N_0. \quad (2.1)$$

Интенсивность отказов $\lambda(t)$ т. е. условная плотность вероятности возникновения отказа, является характеристикой для невосстанавливаемых изделий (резисторов, конденсаторов, транзисторов и т. п.) и определяется статистически числом изделий ΔN , отказавших в течение промежутка времени Δt , и числом работоспособных изделий $N(t)$ в начале этого промежутка:

$$\lambda(t) = \Delta N / [N(t) \cdot \Delta t]. \quad (2.2)$$

График функции $\lambda(t)$ (рис. 2.1,б) имеет три характерные области: период приработки $t < t_1$, период нормальной работы $t_1 < t < t_2$, когда отказы носят случайный характер, но интенсивность их примерно постоянна: $\lambda(t) \approx \lambda_0 = const$, и период износа $t > t_2$, когда интенсивность отказов резко возрастает.

Между $p(t)$ и $\lambda(t)$

$$\lambda(t) = -\frac{dp(t)}{dt} \cdot \frac{1}{p(t)}; \quad p(t) = \exp\left(-\int_0^t \lambda(t) dt\right). \quad (2.3)$$

Изучаемые в теории надежности процессы подчиняются пуассоновскому закону распределения и описываются экспоненциальной зависимостью. При

экспоненциальном законе в период нормальной работы интенсивность отказов постоянная: $\lambda(t) \approx \lambda_0$, поэтому

$$p(t) = \exp(-\lambda_0 t). \quad (2.4)$$

Надежность невозстанавливаемых изделий оценивается также *средним временем безотказной работы* T , определяемым испытаниями N_0 изделий до отказа каждого и усреднением:

$$T \approx \frac{1}{N_0} \sum_{i=1}^{N_0} t_i, \quad (2.5)$$

где t_i - время исправной работы i -го изделия. Справедливо соотношение

$$T = \int_0^{\infty} p(t) dt, \quad (2.5 \text{ а})$$

а для периода нормальной работы при условии (11.4) оказывается, что

$$T = 1/\lambda_0. \quad (2.5 \text{ б})$$

Восстанавливаемые изделия характеризуют *наработкой на отказ* T_0 , которая, по существу, близка к T , но означает среднее время нормальной работы между соседними отказами и параметром потока отказов λ_0 , причем аналогично (2.5 б) справедливо равенство

$$T_0 = 1/\lambda_0. \quad (2.6)$$

Показатели $p(t)$, $\lambda(t)$, T , λ_0 , T_0 характеризуют безотказность как одно из свойств надежности. Ремонтпригодность характеризуют *вероятностью восстановления* $p_B(t)$ в течение заданного времени t и *средним временем восстановления* T_B , которое затрачивается на обнаружение места отказа, выявление его причины и устранение последствий отказа (ремонт, замена, настройка).

При анализе влияния отдельных элементов на надежность передатчика выявляют элементы $\mathcal{E}_1, \mathcal{E}_2, \dots, \mathcal{E}_m$, отказ каждого из которых приводит к полному отказу в работе передатчика в целом. Эти элементы включаются в схему расчета надежности последовательно (рис. 2.2), другие же элементы в первом приближении не учитываются. Из рис. 2.2 следует, что вероятность безотказной работы передатчика (или отдельно рассматриваемого его блока)

$$P_{ПЕР}(t) = p_1(t) p_2(t) \dots p_m = \prod_{i=1}^m p_i(t). \quad (2.7)$$

Для периода нормальной работы элементов

$$P_{ПЕР}(t) = \exp\left(-t \sum_{i=1}^m \lambda_{0i}\right) = \exp(-t/T_0), \quad (2.8)$$

где

$$T_0 = \lambda_{0\text{ПЕР}}^{-1} = \left(\sum_{i=1}^m \lambda_{0i} \right)^{-1} \quad (2.9)$$

- наработка на отказ передатчика.

Схемы расчета надежности современных радиопередатчиков могут иметь более сложную, разветвленную структуру, чем показано на рис. 2.2, и анализ производится обычно методами теории графов.

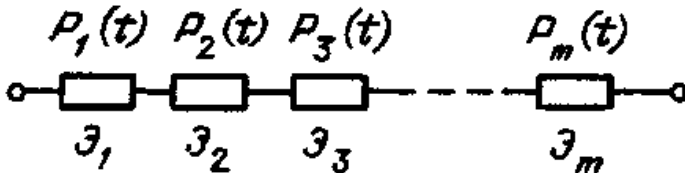


Рисунок 2.2 - Упрощенная схема расчета надежности

Эффективность использования передатчика определяется *коэффициентом готовности* K_G , равным вероятности того, что в произвольно выбранный момент передатчик будет работоспособным (исключая планируемые периоды, когда аппаратура не используется по назначению):

$$K_G = T_0 / (T_0 + T_B). \quad (2.10)$$

Иногда используется *коэффициент простоя* K_{II} , характеризующий экономические санкции (штрафы) за перебой в работе радиопередатчиков и определяемый как

$$K_{II} = 1 - K_G = T_B / (T_B + T_0). \quad (2.11)$$

Для повышения экономической эффективности передатчиков необходимо не только увеличивать наработку на отказ T_0 , но и снижать время восстановления T_B . Современные ГОСТы [20] устанавливают жесткие требования к показателям надежности. Для вновь разрабатываемых и вводимых в действие после 1981 г. радиовещательных передатчиков мощностью 30...1200 кВт диапазонов НЧ, СЧ и ВЧ должна обеспечиваться наработка на отказ $T_0 > 800...3000$ ч, а для передатчиков ОВЧ ЧМ вещания $T_0 > 2500$ ч на одну программу. Среднее время восстановления $T_B < 45$ мин.

Передатчики магистральной связи мощностью -1...100 кВт должны обеспечивать $T_0 \approx 2000...3000$ ч, а полностью полупроводниковые $T_0 \approx 3500$ ч при времени восстановления $T_B < 30$ мин.

Радиостанции сухопутной подвижной службы для различных групп условий эксплуатации должны обеспечивать $T_0 = 500...3000$ ч для аппаратуры на дискретных полупроводниковых приборах и до 6000 ч для аппаратуры с максимальным использованием микросхем и микросборок [20].

Опыт эксплуатации и ремонта аппаратуры показывает, что установленное, например, нормативной документацией среднее время ремонта T_P для современной радиоэлектронной аппаратуры, в том числе и передатчиков, выполняемых по блочно-модульному принципу со значительной степенью инте-

грации (применение функциональных узлов и интегральных схем), распределяется [16] следующим образом: определение места неисправности 55...60 %, отыскание неисправности 25 %, замена или ремонт элементов 10 %. Среднее время восстановления T_B превышает T_P на издержки времени административно-организационного порядка - прибытие на место ремонтного персонала, доставка необходимых запасных частей и т.п.

2.3 Влияние различных факторов на надежность

В [1] представлено влияние различных факторов на надежность передатчика. Установление зависимости надежности работы даже отдельного элемента (лампы, транзистора, резистора, конденсатора и т.п.) от каждого из указанных факторов (температуры, электрического режима, механических нагрузок и т.п.) уже представляет сложную задачу. Значения λ_0 , приводимые в справочной литературе, справедливы обычно для лабораторных условий. Реальные условия эксплуатации могут значительно отличаться от лабораторных. Поэтому в целом условия эксплуатации в первом приближении можно учесть коэффициентом условий эксплуатации $k_{\text{Э}}$ отражающим возрастание интенсивности отказов элементов:

$$\lambda_{\text{Э}} = \lambda_0 k_{\text{Э}}. \quad (2.12)$$

| Условия эксплуатации | Значение k |
|-----------------------------------|--------------------------------|
| Лабораторные условия..... | |
| Наземная аппаратура стационарная: | |
| в обслуживаемых помещениях | 5...8 |
| вне помещений | 10... 15 |
| Подвижная аппаратура: | |
| корабельная | 40...60 |
| автомобильная | 50...70 |
| авиационная | 60...80 |

Работоспособность элементов радиопередатчиков наиболее существенно зависит от температуры и электрического режима. Электрический режим каждого элемента можно характеризовать коэффициентом нагрузки k_H , означающим отношение напряжений, токов или мощностей в рабочем режиме к соответствующим номинальным или допустимым значениям, для которых и приводятся значения номинальных интенсивностей отказов λ_0 . Например, для резистора k_H определяется рассеиваемой мощностью ($k_H = P_{\text{РАБ}}/P_{\text{НОМ}}$), для конденсатора - напряжением ($k_H = U_{\text{РАБ}}/U_{\text{НОМ}}$). Для более сложных элементов необходимо учесть несколько ограничивающих факторов: для транзисторов определяют k_H по рассеиваемой мощности, напряжениям на переходах и току коллектора, а для вакуумного тетрода k_H - соответственно по мощностям, рассеиваемым на аноде, первой и второй сетках, а также по мощности канала. Это может быть учтено введением дополнительных эксплуатацион-

ных коэффициентов интенсивности отказов, отражающих влияние температуры a_t и нагрузки b_H :

$$\lambda_{\ominus} = \lambda_0 a_t b_H. \quad (2.13)$$

В расчет принимают наибольшие значения k_H . Применение облегченных режимов ($k_H < 0,5$) позволяет снизить интенсивность отказов элементов в 2... 10 раз, тогда как форсированные режимы резко снижают надежность.

2.4 Возможные пути повышения надежности радиопередатчиков

Повышение надежности радиопередатчиков всегда сопровождается увеличением затрат средств и рабочего времени на стадиях разработки и производства, тогда как эксплуатационные расходы обычно снижаются. Аппаратура с низкой надежностью требует больших затрат в процессе эксплуатации (необходимы квалифицированный обслуживающий персонал, частые ремонты, наблюдаются значительные простои и т.п.), но затраты на ее разработку и производство невелики. Поэтому существует некоторая оптимальная надежность, при которой общие затраты на разработку, производство и эксплуатацию оказываются минимальными. При разработке новых или модернизации существующих передатчиков требования к показателям надежности должны быть достаточно четко обоснованы с учетом как технических, так и экономических аспектов этой проблемы.

Из (2.7) - (2.9) следует вывод: надежность передатчика (без резервирования) определяется надежностью самих элементов λ_{0i} и их числом m . Число элементов определяется главным образом техническими показателями передатчика (мощность, частота, вид модуляции, характеристики надежности и т.п.) и не может быть значительно уменьшено даже при самом рациональном проектировании.

Таблица 13.2

| Элемент | Процент общего числа элементов | Процент отказов |
|---|--------------------------------|-----------------|
| ЭВП | 1,5 | 29,8 . |
| Резисторы и потенциометры | 34 | 6,6 |
| ВЧ конденсаторы, в том числе вакуумные | 22 | 9,4 |
| Трансформаторы, дроссели, катушки индуктивности | 6 | 5,9 |
| Выключатели, кнопки, контакты | 3 | 5,7 |
| Реле, контакторы, автоматы | 6,4 | 11,6 |

| | | |
|-------------------------------|-----|------|
| Полупроводниковые приборы | 11 | 2,9 |
| Колодки, гнезда, панели и др. | 7 | 3,7 |
| Измерительные приборы | 1 | 1,5 |
| Электродвигатели | 0,1 | 1,0 |
| Прочие | 8 | 21,9 |
| Всего | 100 | 100 |

Распределение отказов по основным видам элементов РП приведено в табл. 2.1. Из таблицы видно, что наибольшее число отказов возникает по вине электровакуумных приборов (ЭВП), электромеханических устройств (реле, контакторы и др.), РЧ конденсаторов, тогда как относительное число элементов двух первых типов в передатчике невелико. Поэтому существенно повысить надежность РП можно, заменяя, где это возможно, ЭВП более надежными элементами - транзисторами и полупроводниковыми диодами, а электромеханические реле - бесконтактными электронными схемами коммутации или управляемыми вентилями.

Надежность элементов λ_{0i} - определяется в основном уровнем техники и технологии промышленности, производящей элементы, условиями эксплуатации аппаратуры и режимом работы элементов. Например, наименее надежные элементы мощных радиопередатчиков - генераторные лампы - имеют срок службы 500...2000 ч. С помощью облегчения режима удастся увеличить его в 2...3 раза (снижая коэффициенты нагрузки до 0,3...0,5 и несколько понижая накал, что, с другой стороны, приводит к необходимости использовать в 2...3 раза большее число ламп или применять лампы большей номинальной мощности).

За последние годы достигнуты определенные результаты в совершенствовании конструкций катодов новых генераторных ламп и правил их эксплуатации, позволяющие увеличить срок службы новых ламп в 3...5 раз, а безотказность - в 10 раз.

При использовании элементов с определенным ограниченным уровнем надежности можно улучшить надежность передатчика, применяя резервирование. *Резервирование* - это методы повышения надежности за счет введения избыточности, т. е. дополнительных средств и возможностей сверх минимально необходимых для выполнения объектом заданных функций [14,15,19].

В передатчиках обычно используется резервирование с восстановлением (ремонт или замена) отказавшего элемента; поэтому обычно кратность резервирования не превышает 1. Резервирование замещением при $k_p = 1$ называют *дублированием*. Такой вид резервирования приводит к увеличению габаритных размеров, массы, стоимости, потребляемой мощности и т.п. и применяется в сравнительно маломощных ступенях и блоках передатчиков: возбуждателях, трактах предварительного усиления ВЧ, модуляторах и манипуляторах.

Надежность передатчика можно существенно повысить, используя метод сложения мощностей нескольких генераторов (блоков, модулей) для получения требуемой мощности в нагрузке. В усилителе мощности (рис. 13.3) с помощью мостового устройства сложения мощности ΣP складываются мощности N генераторов в общей нагрузке R_H , что обеспечивает в режиме нормальной работы выходную мощность $P_{НОМ}$. В аварийном режиме при отказе M генераторов мощность в нагрузке снижается до $P_{АВ}$, причем

$$P_{АВ}/P_{НОМ} = [N - M/N]^2. \quad (2.14)$$

Наиболее вероятен выход из строя одного из генераторов. График функции (2.14) при $M = 1$ представлен на рис. 2.3,б. Если по условиям эксплуатации допускается снижение мощности в нагрузке до величины $(P_{АВ}/P_{НОМ})_{ДОП}$, то всегда можно выбрать число генераторов N так, чтобы при отказе одного из них работоспособность усилителя мощности в целом сохранялась. Для этого надо выполнить условие

$$N \geq \left(1 - \sqrt{(P_{АВ}/P_{НОМ})_{ДОП}}\right)^{-1}. \quad (2.15)$$

Вышедший из строя генератор (блок) затем может быть легко и быстро

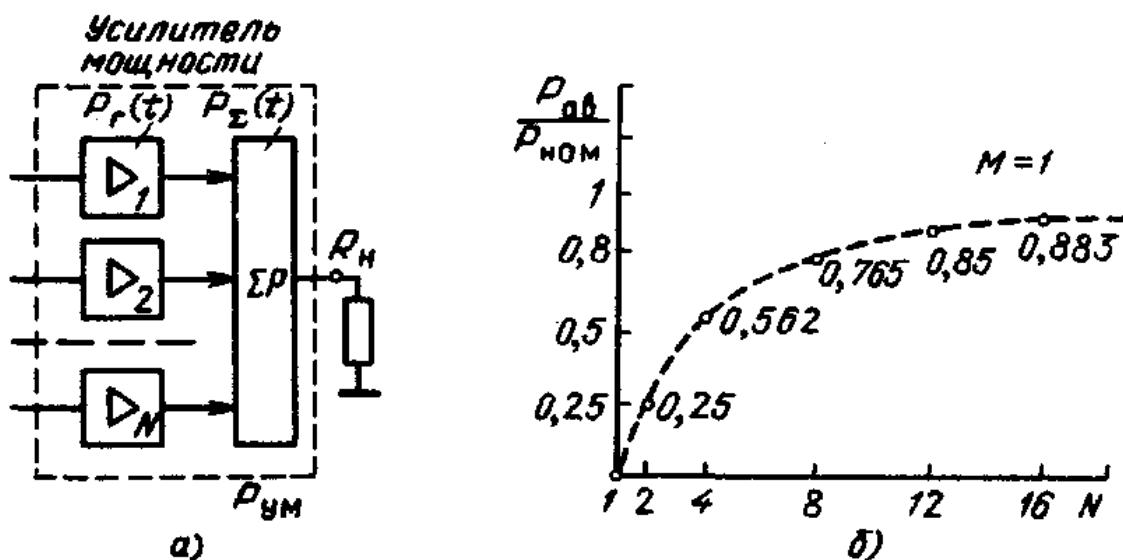


Рисунок 2.3 - Блочно – модульное построение усилителя мощности (а) и относительное уменьшение мощности усилителя при отказе одного блока от числа блоков (б)

заменен исправным (имеющимся, например, в ЗИПе передатчика).

По схеме рис. 2.3,а в настоящее время выполняются выходные ступени транзисторных передатчиков мощностью от сотен ватт до десятков киловатт. Надежность передатчиков как систем многократного, длительного пользования характеризуется не только безотказностью, но и тем, как быстро восста-

навливается работоспособность после возникновения отказа. *Восстанавливаемость* определяется ремонтпригодностью (обеспечиваемой на этапах разработки и производства) и мероприятиями по обслуживанию на этапе эксплуатации. Мероприятия по обслуживанию включают в себя подбор квалифицированного обслуживающего персонала, организацию ремонтных работ, обеспечение запасными частями, а также организацию профилактического обслуживания и системы контроля и прогнозирования неисправностей (отказов).

Правилами технической эксплуатации (ПТЭ) передатчиков различного назначения устанавливается некоторое допустимое время простоя $t_{ДОП}$. Если время восстановления работоспособности $T_B < t_{ДОП}$ то согласно ПТЭ такая ситуация не считается отказом. Пусть $p_B(t_{ДОП})$ - вероятность восстановления работоспособности передатчика за время $t_{ДОП}$. Тогда наработка на отказ с учетом восстанавливаемости

$$T_{0B} = T_0 \left[1 - p_B(t_{ДОП}) \right]^{-1}, \quad (2.16)$$

где T_0 - наработка на отказ без учета восстановления. Таким образом, восстановление может служить эффективной мерой повышения надежности.

Для повышения надежности проводится также профилактическое обслуживание, целью которого является предупреждение некоторых причин возможных отказов: ухудшения качества контактов (особенно в регулируемых и переключаемых РЧ цепях), изоляции (загрязнение поверхности), эмиссии или вакуума генераторных ламп и т.п. Сроки и содержание профилактических мероприятий должны быть достаточно обоснованы, а работа должна проводиться с высоким качеством и квалифицированным персоналом, иначе профилактика может привести к снижению надежности.

На передающих радиопередатчиках, где сосредоточено значительное число однотипных или довольно похожих по параметрам передатчиков, применяют различные варианты скользящего резервирования, когда на группу из пяти - десяти работающих передатчиков выделяется один резервный, который подключается вместо отказавшего рабочего. Усредненная наработка на отказ передатчиков в такой системе может существенно возрасти.

2.5 Живучесть радиопередатчиков

Работоспособность систем связи или вещания, а также отдельных их элементов во времени кроме надежности определяется еще и *живучестью*, которая характеризует устойчивость системы к воздействию причин и факторов, лежащих вне системы и могущих привести к разрушениям или значительным повреждениям некоторых ее частей: линий связи, узлов, радиопередаточных станций и т.п. Эти причины можно разделить на два типа: стихийные

(гроза, землетрясение, наводнение, оползень, обледенение и т.п.) и преднамеренные (огневые, в том числе ракетно-ядерные удары противника, радиопротиводействие и др.). Различия в причинах обуславливают и существенные различия в характере и масштабах возможных повреждений и необходимых затратах времени и средств на их ликвидацию.

Стихийные или преднамеренные воздействия могут выводить из строя значительную часть аппаратуры или даже всю систему, а длительность восстановления работоспособности может достигать единиц - десятков суток. В нормальных условиях отказы аппаратуры или отдельных частей систем связи и вещания имеют случайный характер, но подчиняются определенным статистическим законам, поэтому могут довольно точно прогнозироваться и в значительной степени предотвращаться, да и время восстановления при этом составляет обычно от единиц минут до единиц часов.

Интервалы воздействия стихийных факторов на живучесть не подчиняются статистическим законам, но большинство из них в настоящее время достаточно достоверно прогнозируется, да и преднамеренные воздействия противника не должны являться случайными и неожиданными при принятии соответствующих мер. Наибольшую опасность для нормального функционирования систем и аппаратуру радиосвязи и радиовещания представляют поражающие факторы ядерного взрыва. При этом необходимо обеспечивать механическую прочность конструкции, применять радиационно-стойкие детали и материалы, надежное экранирование узлов и блоков, наиболее подверженных действию радиации, надежно экранировать соединительные кабели, применять эффективные системы защиты аппаратуры от наведенных токов и ЭДС. Следует обеспечивать высокую ремонтпригодность аппаратуры, позволяющую сокращать время на ремонтно-восстановительные работы.

Резервирование следует применять как непосредственно в радиопередатчике (возбудители, модуляторы, предварительные ступени усиления, построение мощных усилителей по блочно-модульному принципу и др.), так и в системе энергопитания (питание от нескольких энергосетей и применение автономных дизель - электрогенераторов, аккумуляторных установок аварийного питания), в системе охлаждения (применение автономных артезианских скважин на радиоцентрах). Резервируются также линии связи с радиобюро. Для повышения живучести в качестве антенных фидеров применяют коаксиальные кабели, уложенные в траншеи под землей, и имеют в резерве быстро-разворачиваемые антенно-мачтовые сооружения. Помещения для аппаратуры должны обеспечивать ее нормальное функционирование при воздействии поражающих факторов, а для обслуживающего персонала следует предусматривать более защищенные помещения. Управление работой передатчиков должно производиться дистанционно. Повышению живучести радиопередающих средств способствуют и организационные мероприятия: разработка четких должностных инструкций для персонала применительно к конкретному объекту, формирование специальных подразделений для преодоления чрезвычайных ситуаций (ЧС) и ремонтно-восстановительных служб.

Радиосвязь является важнейшим, а в некоторых случаях и единственным средством связи в ЧС, способным обеспечить непрерывное и гибкое управление действиями сил служб ЧС в самой сложной обстановке, а также средством оповещения населения. Для этих целей могут использоваться связанные и радиовещательные передатчики различных мощностей и диапазонов частот. Ядерный взрыв значительно изменяет состояние тропосферы; это оказывает существенное влияние на радиосвязь в ВЧ диапазоне с использованием отражений от ионосферы. Условия распространения длинных и средних волн, а также волн ОВЧ диапазона (выше 70...100 МГц) мало изменяются, и эти диапазоны можно эффективно использовать.

Контрольные вопросы

1. Что такое надежность и какие основные свойства объекта ее характеризуют?
2. Какие критерии отказа и неисправности передатчиков устанавливают правила технической эксплуатации?
3. Каковы основные количественные характеристики надежности радиопередатчиков?
4. Каковы современные требования к наработке на отказ различных передатчиков?
5. Назовите возможные пути повышения надежности радиопередатчиков.
6. Какие варианты резервирования применяют для повышения надежности радиопередатчиков?
7. Какие элементы передатчиков оказываются наименее надежными?
8. Как распределяются отказы между основными функциональными узлами и блоками в передатчиках различного типа?
9. Что представляет собой свойство живучести и воздействие каких причин и факторов оно учитывает?
10. Какие меры применяются в процессе эксплуатации для улучшения надежности радиопередатчиков?

3 ЭЛЕМЕНТЫ ТЕОРИИ КОДИРОВАНИЯ

3.1 Общие понятия

Кодирование — это процесс преобразования элементов дискретного сообщения в соответствующие числа, выраженные кодовыми символами.

Кодом называют полную совокупность условных символов, которую применяют для кодирования сообщений. Число различных символов в коде называют *основанием кода* m . *Кодовая комбинация* — это последовательность кодовых символов, соответствующая одному элементу дискретного сообщения (число, записанное в системе счисления с основанием m , обычно $m = 2$, т.е., используется двоичная система счисления). *Значность кода* n — число символов в кодовой комбинации. Оператор кодирования (в ранее принятых обозначениях это оператор L_1 на общей структурной схеме системы передачи информации) показывает, какую кодовую комбинацию присваивают каждому элементу сообщения. Если все кодовые комбинации содержат одинаковое число символов, код называют *равномерным*, в иных случаях — *неравномерным*. На практике обычно используют равномерные коды.

Существуют два вида кодирования: *эффективное* (статистическое) и *корректирующее* (помехоустойчивое) кодирование. Целью *эффективного кодирования* является повышение скорости передачи информации и приближение ее к пропускной способности канала передачи информации. Целью *помехоустойчивого кодирования* является повышение верности передачи информации путем обнаружения и исправления ошибок.

Эти два вида кодирования принципиально различаются тем, что для повышения скорости передачи информации необходимо различными способами уменьшать избыточность кода, а для повышения верности передачи, т.е. для обнаружения и исправления ошибок, — увеличивать избыточность кода. Тот или иной вид кодирования применяют в зависимости от поставленной задачи. Очевидно, что в каналах с помехами необходимо использовать помехоустойчивое кодирование.

3.2 Методы цифровой модуляции

Методы теории кодирования наиболее применимы при осуществлении

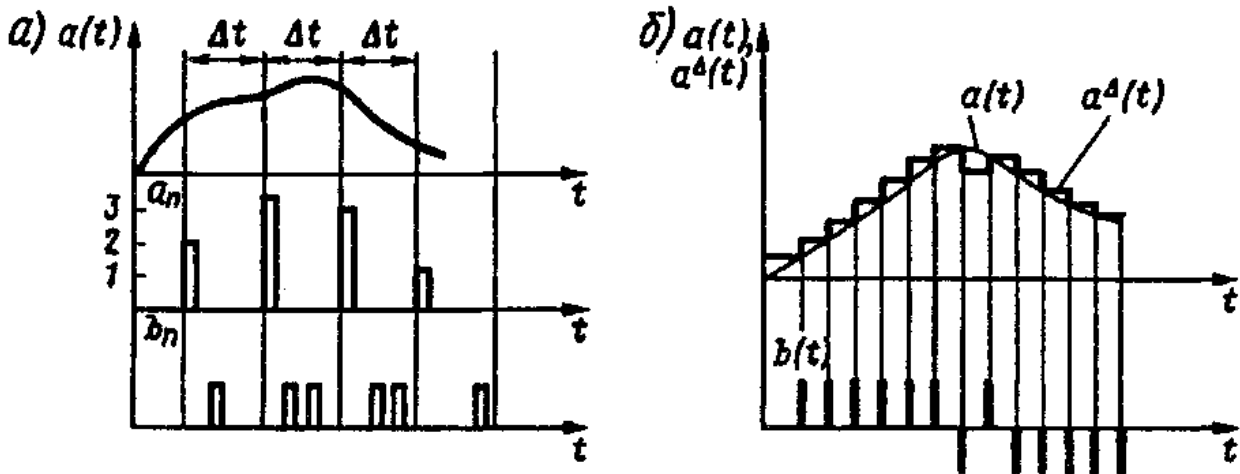


Рисунок 3.2 - Эпюры, поясняющие формирование сигнала с импульсно – кодовой и дельта - модуляцией

цифровой модуляции, поэтому, ознакомившись с элементами теории кодирования, опишем некоторые методы цифровой модуляции.

При цифровой модуляции, к которой относятся ИКМ и ДМ, исходное непрерывное сообщение предварительно дискретизируется и квантуется, затем кодируется и передается как дискретное сообщение.

Каждый отсчет в ИКМ кодируется в одну комбинацию представлением отображающей его m_a - ичной цифры в двоичной ($m_b = 2$) системе счисления по правилам, описанным в п. 3.2. Для полного использования кода число квантованных значений $m_a = K$ обычно выбирают $m_b^n = 2^n$. Для речевых сообщений чаще всего $m_a = 32, 64, 128$ или 256 , что соответствует $n = 5, 6, 7$ или 8 . Пример описанных преобразований для $m_a = 8, n = 3$ показан на рис. 3.1, а. Полученные отсчетные значения в данном случае $2, 3, 3, 1$, поэтому коды получаются $010, 011, 011, 001$. Аналогично коды получаются при других значениях отсчетов сообщения в моменты времени Δt .

В системах с ИКМ применяют такие же способы манипуляций, как и в каналах с дискретными сообщениями, поэтому возможны следующие сочетания ИКМ первичного сигнала с различными видами манипуляции несущего сигнала: ИКМ — АМн, ИКМ — ЧМн, ИКМ — ФМн. Соответственно общая структурная схема системы с ИКМ будет выглядеть, как показано на рис. 3.3, а.

Дельта-модуляция складывается из дискретизации во времени, принцип которой поясняется ниже, квантования дискретных отсчетов, при котором

каждый последующий квантованный отсчет отличается от предыдущего на $\pm \Delta a$ (где Δa — шаг шкалы квантования) и кодирования квантованных отсчетов двоичным дельта - кодом, формирование которого подробно описано ранее (см. п. 15.2).

Квантование в случае ДМ осуществляется построением ступенчатой функции $a^\Delta(t)$ таким образом, что в каждый дискретный момент времени осуществляется сравнение последней с сообщением $a(t)$. При $a^\Delta(t) < a(t)$

Рисунок 3.3 – Структурные схемы формирователя с импульсно-кодовой модуляцией и дельта - модуляцией

ступенчатая функция увеличивается, а при $a^\Delta(t) > a(t)$ уменьшается на Δa (рис. 3.2, б). При этом дельта - кодирование осуществляется вычитанием предшествующего значения $a^\Delta(t)$ из последующего по правилам обычной арифметики. Соответствующая схема устройства показана на рис.3.3, б. Интервал дискретизации времени Δt выбирают так, чтобы ступенчатая функция $a^\Delta(t)$ успевала следить за изменениями сообщения $a(t)$.

4 УПЛОТНЕНИЕ ЛИНИЙ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ

4.1 Элементы теории разделения сигналов

В рассмотренном материале предполагалось, что передача информации осуществляется по одному каналу, в то время как на практике типовой системой передачи информации является многоканальная. Методы уплотнения линий передачи информации - это методы построения многоканальных систем.

Основная проблема теории многоканальных систем - создание методов эффективного разделения канальных сигналов. В роли канальных сигналов-переносчиков используют ортогональные сигналы: гармонические колебания, импульсные последовательности и т.д. В роли параметров селекции сигналов используют частоту, фазу, форму сигналов, время поступления сигналов и т.д.

На практике применяют частотное, временное, кодовое, фазовое, амплитудное и другие способы разделения сигналов.

4.2 Частотное разделение сигналов

При частотном разделении канальных сигналов переносчики имеют различные частоты, поэтому модулированные сигналы занимают неперекрывающиеся полосы частот в общей полосе линии передачи и являются ортого-

нальными. Выделение канальных сигналов в приемнике производится с помощью полосовых фильтров. Центральные частоты фильтров соответствуют частотам переносчиков, а полосы прозрачности — ширине спектров модулированных сигналов.

Основные достоинства частотного разделения сигналов: простота реализации, высокая помехоустойчивость, возможность организации произвольного числа каналов; недостатки: неизбежное расширение полосы используемых частот при увеличении числа каналов, относительно низкая эффективность использования полосы частот линии из-за потерь на "расфильтровку", **большое число применяемых фильтров.**

4.3 Временное разделение сигналов

Сущность *временного разделения* канальных сигналов заключается в том, что все каналы поочередно во времени используют одну и ту же полосу частот. Такое разделение удобно применять при импульсной модуляции, когда из-за большой скважности импульсов в одном канале образуется большой интервал времени, в течение которого можно разместить импульсы других каналов..

Достоинством временного разделения сигналов является высокая помехоустойчивость; недостатки: необходимость обеспечения синхронной работы коммутаторов каналов передатчика и приемника, необходимость увеличения полосы занимаемых частот с увеличением числа каналов ввиду уменьшения длительности передаваемых импульсов.

В случае *частотно-временного разделения канальных сигналов* сочетают методы частотного и временного разделения каналов. Сначала сигналы разделяют во времени, затем образовавшиеся группы каналов подают на вход системы с частотным разделением, в котором каждая группа работает на своем несущем колебании.

4.4 Кодовое разделение сигналов

При таком разделении для передачи информации используется одна и та же полоса частот в одни и те же интервалы времени. В каналах при этом используются различные кодовые комбинации. В качестве сигналов-переносчиков используют ансамбль сигналов, обладающих хорошими корреляционными свойствами, прежде всего малыми значениями взаимно-корреляционной функции. Однако нахождение таких ансамблей сигналов является достаточно сложной задачей, поэтому при кодовом разделении сигналов трудно достичь истинной ортогональности сигналов. В результате возникают значительные межканальные помехи.

Таким образом, каждый из вариантов разделения каналов обладает определенными достоинствами и недостатками, поэтому в зависимости от предъявляемых к многоканальным системам передачи требований выбирают тот или иной вариант.

5 СПИСОК РЕКОМЕНДУЕМОЙ ЛИТЕРАТУРЫ ДЛЯ РАЗДЕЛОВ 1 - 4

1. Радиопередающие устройства /Под ред. В.В. Шахгильдяна. - М.: Радио и связь, 2003.-560с.
2. Криницин В.В., Логвин А.И. Формирование и передача сигналов в авиационных радиоустройствах – М.: Транспорт, 1998. – 247 с.
3. Генераторы высоких и сверхвысоких частот: Учеб. пособие / О.В. Алексеев, А.А. Головков, А.В. Митрофанов и др. – М.: Высш. шк., 2003. – 326 с.
4. Каганов В.И., Битюгов В.К. Основы радиоэлектроники и связи: учебное пособие для вузов. – М: Горячая линия – Телеком, 2006. – 542 с.
5. Дегтярь Г.А. Устройства генерирования и формирования сигналов: Учебное пособие в 2 –х частях: – Новосибирск: НГТУ, 2005.
6. Петров Б.Е., Романюк В.А. Радиопередающие устройства на полупроводниковых приборах. - М.: Высшая школа, 1989.- 232 с.
7. Устройства генерирования и формирования радиосигналов / Под ред. Г.М.Уткина, В.Н.Кулешова, М.В.Благовещенского. - М.: Радио и связь, 1994-416 с.
8. Функциональные устройства формирования сигналов / Под ред. С.А. Баруздина, Ю.В.Егорова, Б.А. Калиникос и др. - М.: Радио и связь, 1995-288 с.
9. Проектирование радиопередатчиков / Под ред. В.В. Шахгильдяна. - М.: Радио и связь, 2000. - 656 с.
- 10.Ильин А.Г. Устройства формирования сигналов Часть 1. Генераторы с внешним возбуждением. Автогенераторы: Учебное пособие. - Томск: Томский межвузовский центр дистанционного образования, 2001. - 92 с.
- 11.Бордус А.Д. Устройства формирования сигналов. Часть 2. Модуляция: Учебное пособие. - Томск: Томский межвузовский центр дистанционного образования, 2001.
- 12.Радиопередающие устройства / Под ред М. В. Благовещенского, Г. М. Уткина, - М.: Радио и связь, 1982. - 407 с.
- 13.Волин М. Л. Паразитные процессы в радиоэлектронной аппаратуре. — М.: Сов.радио. 1972. — 279 с.
- 14.Козлов Б. А., Ушаков И. А. Справочник по расчету надежности аппаратуры радиоэлектроники и автоматики. — М.: Сов.радио. 1975. — 470 с.

15. Теория и надежность радиоэлектронных систем / Под ред. Г. В. Дружинина. — М.: Энергия, 1976. — 455 с.
16. Каннингхем К., Кокс В. Методы обеспечения ремонтпригодности: Пер. с англ. — М.: Сов.радио, 1978. — 310 с.
17. Надежность и живучесть систем связи / Б. Я. Дудник, В. Ф.Овчаренко, В. К. Орлов и др.; Под ред. Б. Я. Дудника. — М.: Радио и связь, 1984. — 213с.
18. Тараненко А. Д. Требования к надежности радиопередающих устройств //Электросвязь. — 1975. — №6. — С. 27 — 32.
- 19.ГОСТ 27.002 – 89. Надежность в технике. Термины и определения.
- 20.ГОСТ 25359 – 82. Изделия электронной техники. Общие требования по надежности и методы испытаний.

6 КУРСОВОЕ ПРОЕКТИРОВАНИЕ

6.1 Введение

По дисциплине "Формирование и передача сигналов" (ФиПС) студенты выполняют курсовой проект. При выполнении курсового проекта по радиопередающим устройствам (РПУ) студенты часто сталкиваются с трудностями, связанными с многообразием задач проектирования. Отчасти это связано с широким применением в радиопередатчиках, особенно в последние годы, транзисторов, микросхем, варикапов и других полупроводниковых приборов. Курсовое проектирование имеет своей целью закрепление и дальнейшее развитие практических навыков и умений по проектированию радиопередающей аппаратуры.

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

- выбор и обоснование структурной схемы передатчика;
- выбор и обоснование схмотехнических решений;
- выбор компонентов схемы электрической принципиальной;
- расчет электрической принципиальной схемы передатчика;
- составление перечня элементов к схеме электрической принципиальной;
- конструктивный расчет элементов выходной фильтрующей системы;

-разработка методики настройки и технологии технического обслуживания.

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

6.2 Общие вопросы проектирования радиопередатчиков

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

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

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

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

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

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

7 ЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ РАСЧЕТ НАГРУЗОЧНОЙ СИСТЕМЫ ТРАНЗИСТОРНОГО КАСКАДА

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

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

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

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

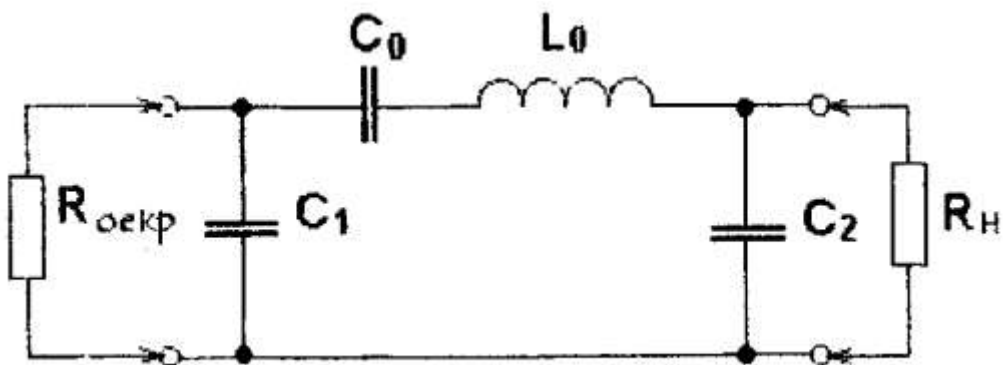


Рисунок 3.1. Π -образный контур

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

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

Порядок расчета Π -контра следующий:

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

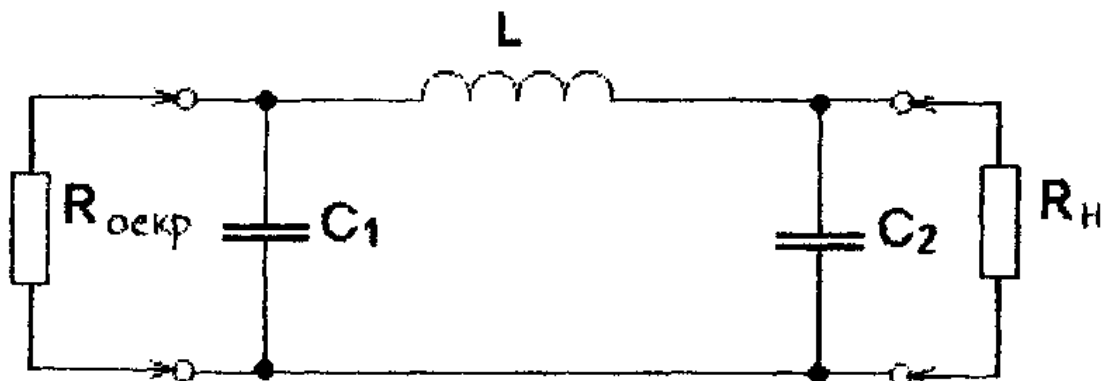


Рисунок 3.2. Π – контур на резонансной частоте f

Величиной L в R_H необходимо задаться в соответствии с формулой

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

4) определяем C_0 в фарадах

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

5) определяем C_1 и C_2

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

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

6) внесенное в контур сопротивление

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

7) добротность нагруженного контура

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

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

$$r_0 = 1 - 2 \text{ [Ом]}$$

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

$$\Phi = Q_H (n^2 - 1)n. \quad (7.1)$$

Для одноконтурной схемы принимаем $n=2$, а для двухконтурной $n=3$. Отметим, что формула (7.1) справедлива при выполнении условия

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

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

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

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

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

$$Q_H \leq \frac{f}{\Delta f}. \quad (7.2)$$

Для АМ требуемая полоса пропускания равна удвоенной максимальной частоте модуляции

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

а для ЧМ

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

где m - индекс частотной модуляции.

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

7.1 Конструктивный расчет элементов нагрузочной системы

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

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

Для настройки контура в резонанс и обеспечения оптимальной связи с нагрузкой в состав емкостей C_0 и C_3 целесообразно включить подстроенные конденсаторы (рисунок 3.3).

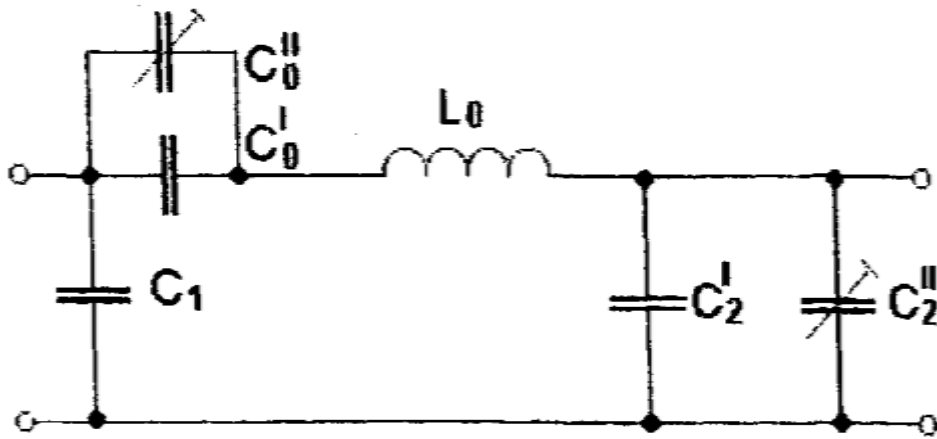


Рисунок 3.3.

Расчет контурной катушки L_0 проводится в следующем порядке:

1) размеры катушки показаны на рисунке 3.4.

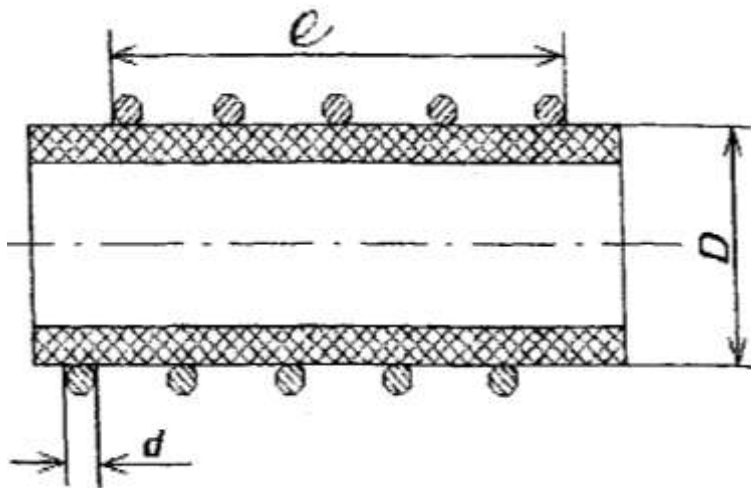


Рисунок 3.4.

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

3) определяем площадь продольного сечения катушки $S = l \cdot D$ по формуле

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

где $K_S = 0,1-1$ – удельная тепловая нагрузка на 1 см^2 сечения катушки [15], $[\text{Вт}/\text{см}^2]$;

4) определяем длину l и диаметр D катушки по формулам

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

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

5) число витков N катушки [16]

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

где L_0 - индуктивность, [мкГн].

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

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

где I_K - амплитуда контурного тока в амперах, f - рабочая частота, [МГц],

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

7) собственное сопротивление потерь контурной катушки на рабочей частоте

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

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

8) коэффициент полезного действия контура

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

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

В диапазоне СВЧ нагрузочные системы транзисторных каскадов строятся на основе полосковых линий, что обеспечивает высокое качество согласования и фильтрации в приемлемых габаритах. Возможные варианты нагрузочных систем на полосковых линиях весьма разнообразны. Ниже приводится электрический и конструктивный расчет нагрузочной системы СВЧ, выполненной с применением несимметричной полосковой линии (НПЛ). Схема нагрузочной системы приведена на рисунке 3.5.

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

Исходные данные для расчета. Y_{22} - выходная проводимость транзистора на рабочей частоте $Z_H = R_H + jX_H$ - комплексное сопротивление нагрузки, R_{OEKP} - критическое сопротивление нагрузки транзистора (формулы для расчета Y -параметров транзистора приведены в приложении 1).

Электрический расчет нагрузочной системы на НПЛ:

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

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

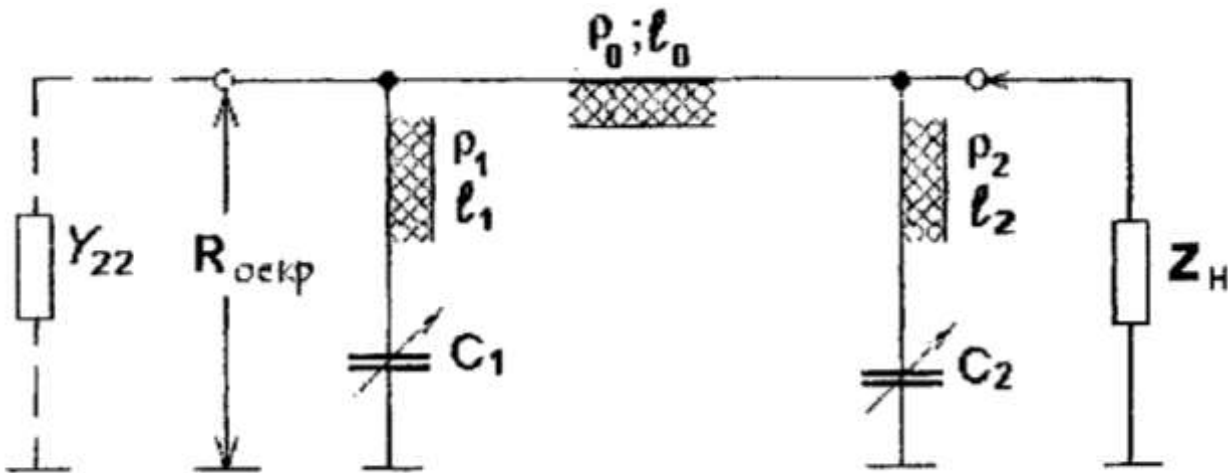


Рисунок 3.5. Схема нагрузочной системы на НПЛ

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

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

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

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

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

$$\rho_0 = \sqrt{R_{OE\text{ КР}} r}.$$

Конструктивный расчет нагрузочной системы на НПЛ:

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

Таблица 3. 1 Значения диэлектрической проницаемости диэлектриков

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

2) по формуле

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

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

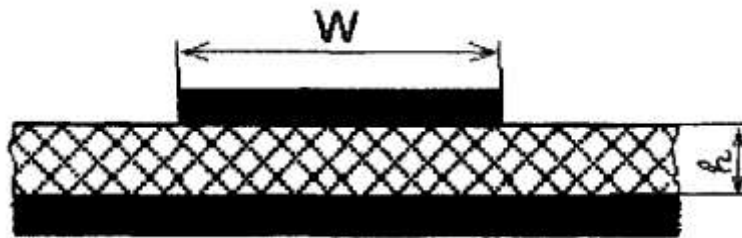


Рисунок 3.6. Геометрические параметры НПЛ

3) задаемся толщиной подложки h (обычно 0,5-1 мм) и определяем $W_0 = A_0 h$;

4) определяем длину волны в НПЛ с волновым сопротивлением ρ_0

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

где λ - длина волны в свободном пространстве на рабочей частоте, [м];

5) длина четвертьволнового трансформатора

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

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

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

8) определяем реактивные сопротивления конденсаторов C_1 и C_2 на рабочей частоте

$$X_{C1} = -530 \frac{\lambda}{C_1},$$

$$X_{C2} = -530 \frac{\lambda}{C_2};$$

9) определяем длины l_1 , и l_2 шлейфов

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

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

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

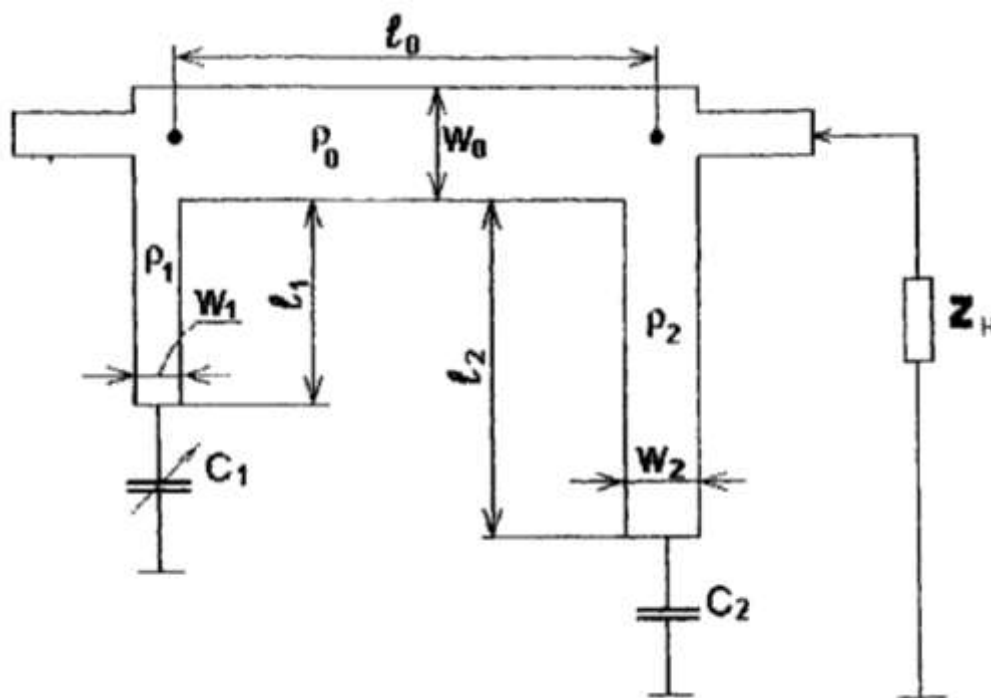


Рисунок 3.7. Топология нагрузочной системы СВЧ

7.3 Компенсация паразитной емкости

Для постоянства резонансной частоты выходную емкость транзистора требуется вычесть из емкости C_1 , а входную емкость последующего каскада (емкость нагрузки) – из C_2 , т.е. паразитные емкости транзисторов (входная и

выходная) входят в общую эквивалентную емкость колебательного контура ЦС и, следовательно, влияют на его резонансную частоту. Фактические емкости $C1_{\phi}$ и $C2_{\phi}$, которые следует впаять в схему, определяются выражениями:

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

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

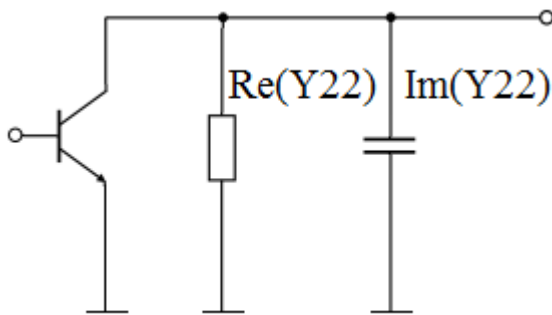


Рисунок 3.8

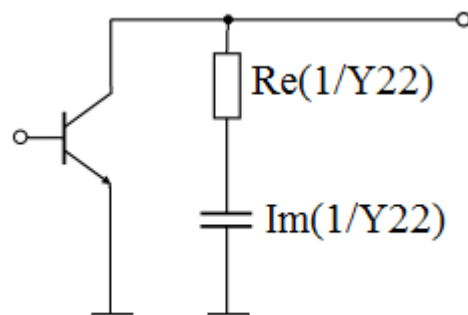


Рисунок 3.9

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

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

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

Если при расчете по формулам (3.3) фактические значения емкостей (или одно из значений) оказалось отрицательным, значит, выходная емкость транзистора превышает требуемую для контура. Следовательно, просто

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

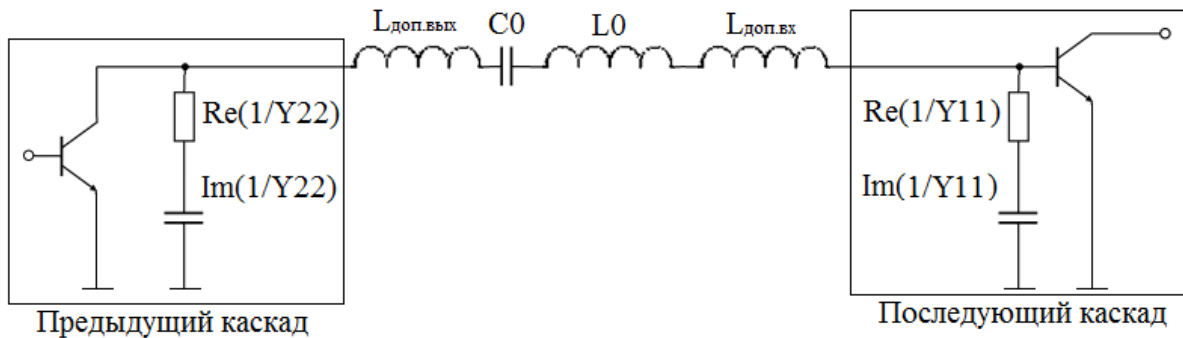


Рисунок 3.10

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

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

При переходе в схеме на рисунке 3.10 необходимо, также, перейти и к представлению входного и выходного сопротивления транзисторов как последовательно соединенных активного сопротивления и паразитной емкости. Это обязательно, т.к. колебательный контур, хотя и является параллельным по способу поступления и выхода энергии, однако образован последовательно выключенными эквивалентной катушкой индуктивности L_3 , эквивалентной емкостью C_3 и эквивалентным сопротивлением потерь r (рисунок 3.11) (слово «контур» значит замкнутое последовательное соединение элементов). При последовательном представлении шунтирующих элементов, кроме того, сразу определяется вносимое в контур со стороны входа и выхода активное сопротивление потерь. Именно к такому контуру сводится П-образная цепь согласования на рисунке 3.11.

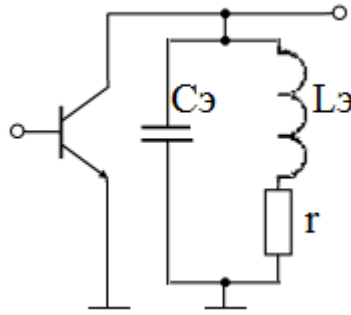


Рисунок 3.11

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

8 ПРИМЕР РАСЧЕТА УСИЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ С КОЛЛЕКТОРНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

| Мощность | Частота | Коэффициент | Диапазон частот | Тип модуляции |
|----------|---------|-------------|-----------------|---------------|
|----------|---------|-------------|-----------------|---------------|

| в режиме молчания P_{1H} (Вт) | сигнала (МГц) | модуляции m | модулирующего сигнала (Гц) | |
|------------------------------------|---------------|---------------|----------------------------|--------------|
| 3 | 27 | 1 | 350-3500 | Коллекторная |

- Составляем принципиальную электрическую схему (рисунок 4.1).

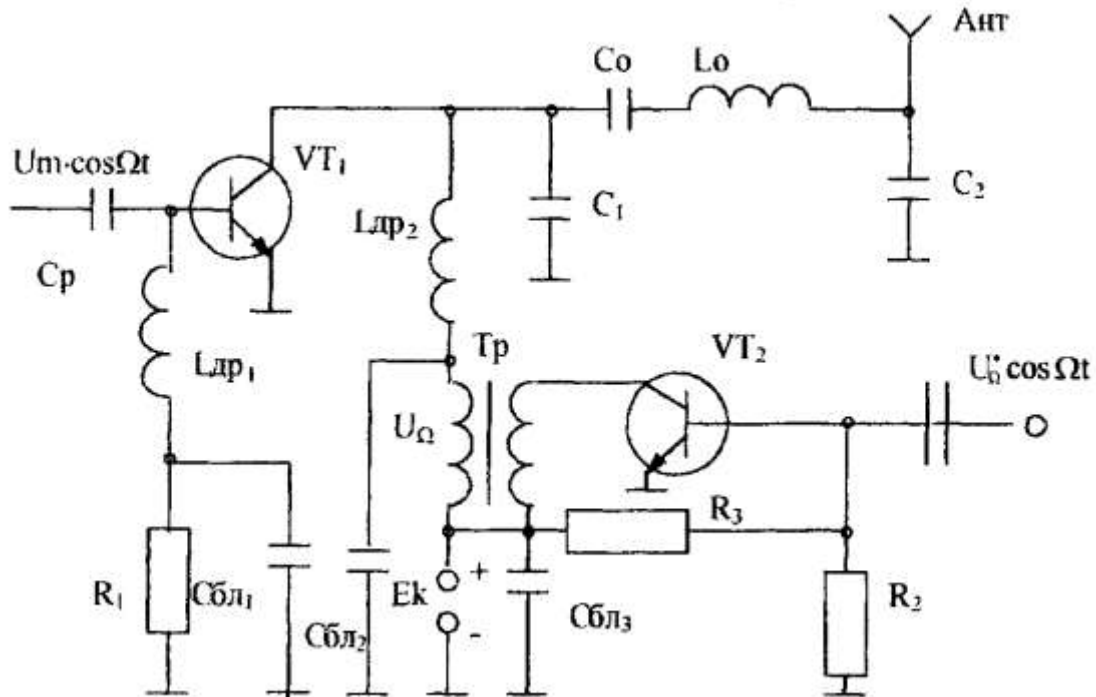


Рисунок 4.1

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

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

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

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

m - заданный коэффициент модуляции,

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

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

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

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

$$\begin{aligned}
 f_t &= 120 \text{ МГц}, & P_{K \text{ доп}} &= 30 \text{ Вт}, & I_{K \text{ доп}} &= 3 \text{ А}, \\
 U_{K \text{ доп}} &= 60 \text{ В}, & \beta_0 &= 35, & E_B &= 0,7 \text{ В}, \\
 r_{\text{НАС}} &= 1,2 \text{ Ом}, & C_K &= 100 \text{ нФ}, & r_B &= 2 \text{ Ом}, \\
 r_{\text{Э}} &= 0,01 \text{ Ом}, & C_{\text{Э}} &= 400 \text{ нФ}, & L_{\text{Э}} &= 20 \text{ нГн}, \\
 L_B &= 20 \text{ нГн}, & L_K &= 5 \text{ нГн}.
 \end{aligned}$$

Энергетический расчет цепи коллектора

1) Определим амплитуду напряжения на коллекторе транзистора VT_1

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

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

2) Остаточное напряжение на коллекторе:

$$e_{K \text{ min}} = E_{K \text{ max}} - U_{mK} = 30 - 27,4 = 2,6 \text{ В}.$$

3) Амплитуда импульса коллекторного тока:

$$I_{mK} = \frac{e_{K \text{ min}}}{r_{\text{НАС}}} = \frac{2,6}{1,2} = 2,17 \text{ А}.$$

4) Постоянная составляющая тока коллектора:

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

5) Первая гармоника коллекторного тока:

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

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

7) Находим активную составляющую выходного сопротивления транзистора:

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

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

$$I'_{K1} = \frac{U_{mK}}{R_{22}} = \frac{27,4}{140} = 0,2 \text{ А}.$$

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

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

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

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

11) Потребляемая мощность в максимальном режиме:

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

12) Мощность, поступающая в нагрузочный П - контур:

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

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

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

14) Мощность, рассеиваемая на коллекторе транзистора:

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

Энергетический расчет базовой цепи.

15) Угол дрейфа на рабочей частоте:

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

16) Угол отсечки импульсов эмиттерного тока:

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

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

17) Модуль коэффициента усиления по току:

$$\alpha_f = \frac{f_t}{f_t + f_0} = \frac{120}{120 + 29} = 0,82.$$

18) Импульсные токи эмиттера:

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

19) Амплитуда напряжения возбуждения на рабочей частоте:

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

20) Постоянная составляющая тока базы:

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

21) Напряжение смещения на базе:

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

22) Угол отсечки импульсного тока базы:

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

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

23) Активная составляющая входного сопротивления транзистора на рабочей частоте:

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

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

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

25) Коэффициент усиления по мощности:

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

26) Общая мощность, рассеиваемая транзистором:

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

Режим молчания

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

1) Амплитуда первой гармоники коллекторного тока:

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

2) Постоянная составляющая тока коллектора:

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

3) Напряжение на коллекторе транзистора VT_1 :

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

4) Мощность, потребляемая генератором:

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

5) Мощность первой гармоники:

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

6) Мощность, рассеиваемая на коллекторе транзистора:

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

7) Средняя мощность за период модуляции:

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

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

8) Средняя мощность, рассеиваемая на коллекторе транзистора:

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

9) Мощность модулятора:

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

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

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

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

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

2) Определяем индуктивность дросселя $L_{ДР2}$

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

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

3) Определяем сопротивление дополнительного резистора R_1 :

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

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

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

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

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

9 ПРИМЕР РАСЧЕТА АВТОГЕНЕРАТОРА С ЧАСТОТНЫМ МОДУЛЯТОРОМ

9.1 Выбор схемы автогенератора

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

В многокаскадных передатчиках основные требования предъявляются к стабильности АГ. С этой целью АГ стараются защитить от внешних воздействий: температуры, вибраций, электромагнитных излучений, нестабильности напряжения источников питания и т.д. Стабильность частоты автогенератора (АГ) существенно зависит от добротности и стабильности его колебательной системы. В АГ с LC контурами (их добротность обычно не выше 200-300) стабильность частоты не превышает $10^{-3} \dots 10^{-4}$. В АГ СВЧ, где используют объемные резонаторы из специальных материалов с малыми потерями, с малыми изменениями размеров при дестабилизирующих воздействиях и с добротностью до нескольких тысяч, стабилизирующее действие колебательной системы увеличено. Добротность кварцевых резонаторов (КР) во много раз превышает добротность прочих колебательных систем и составляет около $10^4 \dots 10^6$. Современный уровень развития пьезокварцевой техники, использование кварцевых резонаторов в качестве основных элементов стабилизации частоты позволяют получить кварцевые генераторы с нестабильностью частоты до 10^{-11} за сутки.

Исходя из этого, будем использовать в качестве задающего автогенератора автогенератор с кварцевой стабилизацией частоты. Существует много разновидностей схем кварцевых автогенераторов. В настоящее время чаще всего применяются два вида: осцилляторные схемы и схемы, в которых кварцевый резонатор включается как последовательный элемент цепи обратной связи. Будем использовать осцилляторную схему автогенератора. Во-первых, кварцевый резонатор может иметь индуктивное сопротивление только в том случае, если он исправен и кварцевая пластина в нём колеблется. В противном случае, а также в случае отсутствия в схеме кварцевого резонатора автоколебания невозможны. Во-вторых, в этом случае обеспечивается более высокая стабильность частоты автогенератора.

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

- схема имеет меньшую склонность к паразитной генерации на частотах, выше рабочей; автогенератор может быть построен без катушек индуктивности, что особенно важно при микросхемном исполнении;

частоту автогенератора можно менять в достаточно широком диапазоне путём смены только кварцевого резонатора.

На основе сказанного выберем осцилляторную схему ёмкостной трёх-точки

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

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

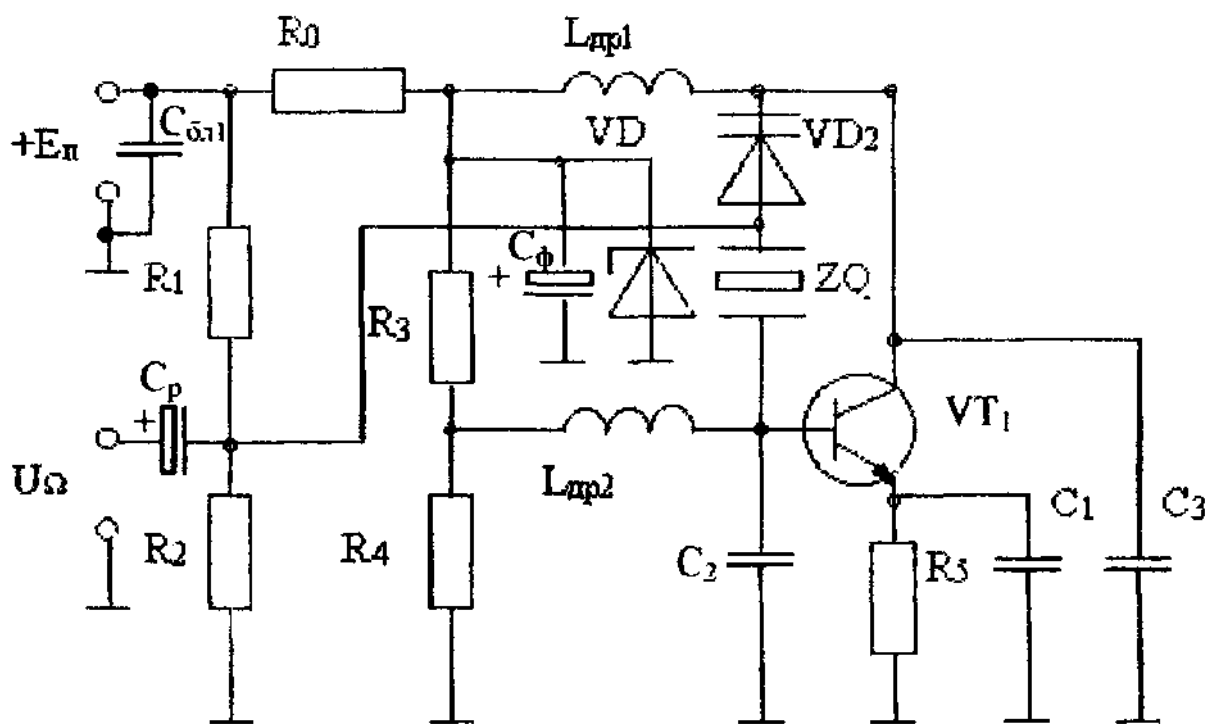


Рисунок 5.1. Принципиальная схема автогенератора

9.2 Выбор транзистора

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

В автогенераторе следует применять транзистор с граничной частотой, много большей рабочей частоты. В этом случае можно не учитывать инерци-

онные свойства транзистора, благодаря чему упрощается расчёт автогенератора, но, главное - уменьшается нестабильность частоты, связанная с нестабильностью фазового угла крутизны.

Исходя из сказанного, выбираем конкретный тип транзистора.

По всем параметрам для данного каскада подходит высокочастотный транзистор малой мощности структуры n-p-n транзистор КТ 315. Его верхняя граничная частота $f_t = 250$ МГц, что многократно превышает частоту генерации $f_0 = 16$ МГц. Это позволяет не учитывать инерционные свойства транзистора.

Приведем основные параметры КТ 315 [7]:

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

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

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

9.3 Электрический расчет автогенератора:

• Расчет по постоянному току [6]:

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

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

Ток базового делителя:

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

Общее сопротивление делителя:

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

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

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

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

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

• Расчет по переменному току [6]:

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

1) Крутизна транзистора:

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

2) Коэффициент обратной связи:

$$K'_{OC} = \frac{C_3}{C_2} = 0,4.$$

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

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

4) Определяем:

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

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

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

Емкость конденсатора C_1 выбираем из условия:

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

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

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

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

6) Амплитуда выходного напряжения:

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

7) Мощность, потребляемая каскадом:

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

8) Мощность, потребляемая кварцевым резонатором:

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

9) Мощность, рассеиваемая транзистором:

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

10) Оценим величину допустимого сопротивления нагрузки из условия

$$P_H = 0,1 P_{KB} = U_{mK}^2 / 2R_H.. \text{ Тогда}$$

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

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

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

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

• Энергетический расчет автогенератора

1) Коэффициент разложения:

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

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

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

2) Импульс тока коллектора:

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

3) Амплитуда первой гармоники тока коллектора:

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

4) Амплитуда напряжения на базе:

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

5) Модуль коэффициента обратной связи:

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

• Определение параметров варикапа

1) Определим приведенную величину сопротивления варикапа:

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

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

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

E_H - начальное смещение на варикапе,

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

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

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

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

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

2) Амплитуда модулирующего напряжения:

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

3) Начальная ёмкость варикапа:

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

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

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

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

$$C_B = 95 \div 143 \text{ нФ},$$

$$Q(10 \text{ МГц}) = 100,$$

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

5) Допустимая амплитуда переменного напряжения на варикапе:

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

6) Определяем сопротивления делителя для смещения на варикапе.

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

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

Принимаем $R_1 = 39 \text{ кОм}$.

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

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

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

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

10 ПРИМЕР РАСЧЕТА УМНОЖИТЕЛЯ ЧАСТОТЫ

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

Принципиальная электрическая схема оконечного каскада приведена на рисунке 10.1:

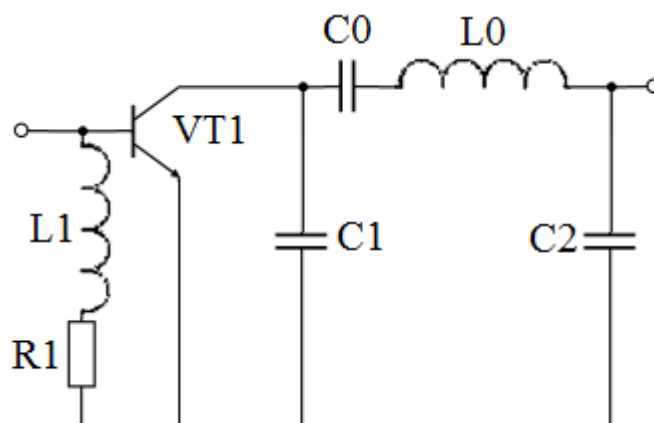


Рисунок 4.1

10.1 Предварительные расчеты

Рассчитаем требуемую выходную мощность умножителя:

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

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

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

η_k - КПД умножителя.

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

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

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

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

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

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

Рассчитаем угол отсечки импульсов тока:

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

Для полученного угла отсечки определяем коэффициенты Берга:

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

10.2 Энергетический расчет каскада умножителя

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

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

Расчет коллекторной цепи:

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

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

Примем напряжение источника питания 15В.

2) вычисляем коэффициент использования коллекторного напряжения:

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

3) амплитуда переменного напряжения на коллекторе:

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

4) амплитуда второй гармоники коллекторного тока:

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

5) максимальное значение коллекторного тока:

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

6) постоянная составляющая коллекторного тока:

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

7) потребляемая мощность:

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

8) мощность, рассеиваемая на коллекторе:

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

9) коэффициент полезного действия умножителя:

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

Расчет базовой цепи:

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

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

12) крутизна усиления идеального транзистора без учета внутренних сопротивлений:

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

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

13) фактическая крутизна проходной ВАХ транзистора:

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

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

$$r_{\text{Э}} = \frac{25,6 \cdot 10^{-3}}{I_{K0}} = \frac{25,6 \cdot 10^{-3}}{44 \cdot 10^{-3}} = 0,6 \frac{\text{А}}{\text{В}};$$

14) амплитуда переменного напряжения на базе:

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

15) амплитуда первой гармоники базового тока:

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

16) мощность возбуждения:

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

17) коэффициент усиления по мощности:

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

18) входное сопротивление:

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

19) смещение на базе:

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

10.3 Расчет элементов схемы умножителя

1) индуктивность дросселя L_1 :

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

2) сопротивление резистора R_2 :

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

Расчет нагрузочного П-контура приведен в пункте 2.

11 ПРИМЕР РАСЧЕТА ЗАДАЮЩЕГО КВАРЦЕВОГО АВТОГЕНЕРАТОРА

Принципиальная электрическая схема кварцевого АГ приведена на рисунке 6.1:

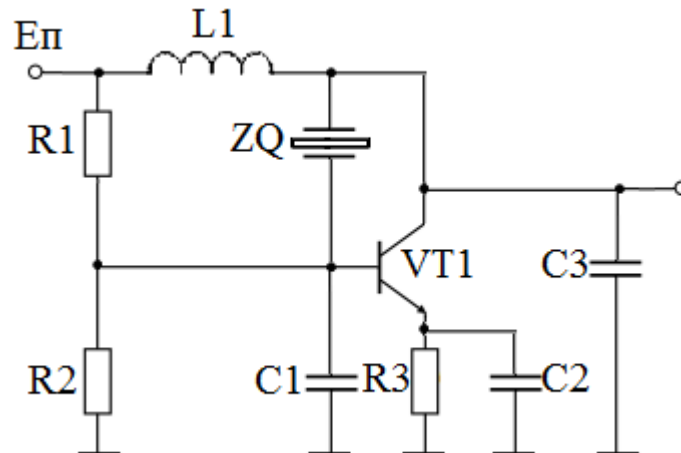


Рисунок 6.1

11.1 Электрический расчет автогенератора

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

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

$$\begin{aligned} f_t &= 1\text{ГГц}; & P_{K\text{дон}} &= 1,5\text{Вт}; & I_{K\text{дон}} &= 0,3\text{А}; \\ U_{K\text{дон}} &= 26\text{В}; & \beta_0 &= 122,5; & C_K &= 3\text{нФ}; \\ \tau_{OC} &= 20\text{нс}. \end{aligned}$$

Расчет по постоянному току:

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

2) рассчитаем требуемое напряжение источника питания:

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

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

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

4) постоянная составляющая импульсов тока базы:

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

5) задаем ток делителя:

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

6) сопротивление делителя:

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

7) постоянный потенциал на базе относительно общего провода:

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

8) сопротивление резистора нижнего плеча делителя:

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

9) сопротивление резистора верхнего плеча делителя:

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

Расчет по переменному току:

11) определим высокочастотное сопротивление базы:

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

12) рассчитаем сопротивление эмиттерного перехода:

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

13) найдем крутизну транзистора:

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

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

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

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

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

16) Отсюда найдем емкость конденсатора:

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

Тогда:

$$C_1 = \frac{C_3}{K'_{oc}} = \frac{83 \cdot 10^{-12}}{0,1} = 830n\Phi;$$

Следовательно:

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

17) определим величину емкости блокировочного конденсатора C_2 :

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

18) рассчитаем дроссель L_7 цепи коллекторного питания:

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

19) сопротивление базового делителя переменному току:

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

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

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

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

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

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

21) вычислим амплитуду импульса коллекторного тока:

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

22) определим амплитуду первой гармоники коллекторного тока:

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

23) рассчитаем амплитуду напряжения на базе:

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

24) вычислим модуль коэффициента обратной связи:

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

25) находим амплитуду переменного напряжения на коллекторе:

$$U_{mK} = \frac{U_{mб}}{|K'_{OC}|} = \frac{0,3}{0,09} = 3,45B;$$

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

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

27) мощность, рассеиваемая кварцевым резонатором:

$$P_{KB} = 0,5 \cdot \left(\frac{U_{mб}}{X_1} \right)^2 \cdot r_{KB} = 0,5 \cdot \left(\frac{0,3}{18,2} \right)^2 \cdot 100 = 13,8mBm;$$

28) оценим величину допускаемого сопротивления нагрузки:

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

29) Максимальная мощность, отдаваемая в нагрузку:

$$P_{ВЫХ} = \frac{U_{mK}^2}{2 \cdot R_{Hдоп}} = \frac{3,45^2}{2 \cdot 3270} = 1,82mBm.$$

12 СПИСОК РЕКОМЕНДУЕМОЙ ЛИТЕРАТУРЫ ДЛЯ РАЗДЕЛОВ 6 - 11

1. Радиопередающие устройства /Под ред. В.В. Шахгильдяна. - М.: Радио и связь, 1996.-560с.
2. Петров Б.Е., Романюк В.А. Радиопередающие устройства на полупроводниковых приборах. - М.: Высшая школа, 1989.- 232 с.
3. Устройства генерирования и формирования радиосигналов/Под ред. Г.М.Уткина, В.Н.Кулешова, М.В.Благовещенского. - М.: Радио и связь, 1994-416 с.

4. Функциональные устройства формирования сигналов/ Под ред. С.А.Баруздина, Ю.В.Егорова, Б.А.Калиникос и др. - М.: Радио и связь, 1995-288 с.
5. Проектирование радиопередатчиков / Под ред. В.В.Шахгильдяна. - М.: Радио и связь, 2000. - 656 с.
6. Бордус А.Д. Устройства формирования сигналов. Часть 2. Модуляция: Учебное пособие. - Томск: Томский межвузовский центр дистанционного образования, 2001.
7. Полупроводниковые приборы. Транзисторы средней и большой мощности: Справочник /Под. Ред. А.В.Голомедова. - М.: Радио и связь, 1989. -640с.
8. Альтшуллер Г.Б. Управление частотой кварцевых генераторов. - М.: Радио и связь, 1975. - 232 с.
9. Справочные данные транзисторов, применяемых в РПУ. - Ротапринт ТИАСУРа. - Томск, 1986. - 10 с.
10. Транзисторы для аппаратуры широкого применения: Справочник. / Под ред. Б. Л. Перельмана. -М.: Радио и связь, 1981. - 656 с.
11. Полупроводниковые приборы. Транзисторы: Справочник / Под ред. Н. Н. Горюнова. - М.: Энергоиздат, 1982. - 904 с.
12. Аникеев К. З., Крюков Ю. Г., Цымбалюк В. С. Расчет высокочастотных Y-параметров по данным ТУ // Вопросы радиоэлектроники. Серия ТРС. - 1970.-Вып. 1-С. 59-63.
13. Верещагин Е. М. Транзисторно - варакторные генераторы. - Киев: Техника, 1979.-183 с.
14. Проектирование радиопередающих устройств СВЧ/ Под ред. Г. М. Уткина - М.: Сов. радио, 1979. - 320 с.
15. Мейнке Х., Гундлах Ф. В. Радиотехнический справочник. - М.: - Л: Гос-энергоиздат, 1960. -416 с.
16. Шумилин М. С. Проектирование радиопередающих устройств. - М.: Связь, 1980.-152 с.
17. Активные передающие антенны / Под ред. В. В. Должикова и Б. Г. Цыбаева. - М.: Радио и связь, 1984. - 144 с.
18. Справочник по расчету и конструированию СВЧ полосковых устройств / Под ред. В. И. Вольмана. - М: Радио и связь, 1982. - 328 с.
19. Радиопередающие устройства / Под ред. М. В. Благовещенского, Г. М. Уткина, - М.: Радио и связь, 1982. - 407 с.
20. Чудаков И. М. Частотная модуляция с помощью емкостей р-п переходов. -М.: Связь, 1968.-108 с.
21. Ильин А.Г. Устройства формирования сигналов. Генераторы с внешним возбуждением. Автогенераторы: Учебное пособие. - Томск: Томский межвузовский центр дистанционного образования, 2001. - 92

13 ПРОВЕРОЧНЫЕ ТЕСТЫ ПО ДИСЦИПЛИНЕ

- 1. Процесс обнаружения объектов с помощью радиоволн называется: а) сканирование; б) радиолокация; в) телевещание; г) модуляции; д) детектирование. Ответ - б).
- 2. С помощью какого устройства можно получить электромагнитные волны? а) радиоприемник; б) телевизор; в) колебательный контур; г) антенна. Ответ - г).
- 3. Процесс изменения высокочастотных колебаний с помощью колебаний низкой частоты называется: а) модуляция; б) радиолокация; в) детектирование; г) сканирование. Ответ - а).
- 4. Как работает передающая часть импульсного радиолокатора: а) работает постоянно; б) отключается самопроизвольно в любое время; в) отключается сразу после передачи сигнала; г) работает в соответствии с частотой повторения. Ответ - г).
- 5. Процесс выделения сигнала низкой частоты называется: а) модуляция; б) радиолокация; в) детектирование; г) сканирование. Ответ - в).
- 6. Передача звукового сигнала на большие расстояния осуществляется: а) непосредственной передачей звукового сигнала без каких-либо преобразований; б) с помощью детектированного радиочастотного сигнала; в) с помощью модулированного радиочастотного сигнала. Ответ - в).
- 7. Как уменьшить период колебаний колебательного контура: а) надо уменьшить емкость конденсатора и увеличить индуктивность колебательного контура; б) надо увеличить емкость конденсатора и уменьшить индуктивность колебательного контура; в) надо уменьшить и емкость конденсатора, и индуктивность колебательного контура; г) надо увеличить и емкость конденсатора, и индуктивность колебательного контура. Ответ - в).
- 8. Для чего нужен процесс модулирования: а) для передачи сигнала на большие расстояния; б) для обнаружения объектов; в) Для выделения низкочастотного сигнала; г) Для преобразования низкочастотного сигнала.
• Ответ - а).
- 9. Электромагнитные волны являются: а) поперечными; б) продольными; в) и поперечными и продольными одновременно; г) в зависимости от вида модуляции сигнала. Ответ - а).
- 10. Как уменьшить частоту колебательного контура: а) надо уменьшить емкость конденсатора и увеличить индуктивность колебательного контура; б) надо увеличить емкость конденсатора и уменьшить индуктивность колебательного контура; в) Надо уменьшить и емкость конденсатора, и индуктивность колебательного контура; г) Надо увеличить и емкость конденсатора, и индуктивность колебательного контура. Ответ - г).
- 11. В какой режим перейдет транзистор в схеме генератора с независимым возбуждением, если произойдет обрыв в цепи нагрузки R_H : а) недонап-

- ряженный; б) перенапряженный; в) останется в критическом; г) не изменится. Ответ - а).
- 12. В какой режим перейдет транзистор в схеме генератора с независимым возбуждением, если произойдет замыкание в цепи нагрузки R_H : а) недо-напряженный; б) перенапряженный; в) останется в критическом; г) не изменится. Ответ - б).
 - 13. Различают фильтры нижней частоты, фильтры верхней частоты, полоснопропускающие фильтры и полоснозапирающие фильтры. Какими значками обозначаются фильтры на схемах?: а) ПЗФ; б) ППФ; в) ФВЧ; с) ФНЧ. Ответ - с), б), б), а).
 - 14. Полупроводниковые приборы боятся: а) увеличения температуры выше 70° ; б) низкого напряжения питания; в) увеличения сопротивления нагрузки; г) вибрации. Ответ - а).
 - 15. Генераторы с внутренней обратной связью выполняются на: на диодах с барьером Шотки на лампах с обратной волной, на лавинно-пролетных диодах, на диодах Ганна. Ответ - на лавинно-пролетных диодах и на диодах Ганна.
 - 16. Стабильность работы автогенератора определяется в основном режимом работы, стабильностью питания, типом активного элемента, фиксирующей способностью. Ответ - фиксирующей способностью.
 - 17. Амплитудная модуляция осуществляется: а) в возбuditеле сигналов; б) в умножителе частоты; в) в промежуточных (буферных) каскадах; г) в оконечных каскадах. Ответ - г).
 - 18. Какой режим ГВВ считается наиболее оптимальным: а) режим с отсечкой; б) линейный режим; в) перенапряженный режим; г) граничный режим. Ответ - г).
 - 19. Какой вид модуляции потенциально наиболее помехоустойчивый: а) однополосная; б) амплитудная; в) импульсная; г) угловая. Ответ г).
 - 20. Наилучшим отношением мощность-масса обладают СВЧ генераторы: а) на отражательном клистроне; б) лампе прямой волны; в) на многорезонаторном клистроне; г) на магнетроне. Ответ - г).
 - 21. Положительная обратная связь всегда используется: а) в выпрямителях; б) в стабилизаторах; в) в автогенераторах; г) в генераторах с независимым возбуждением. Ответ - в).

14 УЧЕБНАЯ ЛИТЕРАТУРА ПО ВСЕЙ ДИСЦИПЛИН

- **Основная литература**

- Формирование и передача сигналов. Часть 1: Курс лекций / Шостак А. С. - 2012. 154 с.: Научно-образовательный портал ТУСУР, <https://edu.tusur.ru/publications/1209>
- Формирование и передача сигналов. Часть 2: Курс лекций / Шостак А. С. - 2012. 90 с.: Научно-образовательный портал ТУСУР, <https://edu.tusur.ru/publications/1210>

- **Дополнительная литература**

- 1. Устройство генерирования и формирование сигналов: учебник / Г.А. Дегтярь, - Новосибирск: НГТУ, 2005, 479 (1) с. Часть 1. : Библиотека ТУСУР,
- 2. Устройство генерирования и формирование сигналов: учебник / Г.А. Дегтярь, - Новосибирск: НГТУ, 2005, 546 (2) с. Часть 2. : Библиотека ТУСУР,
- 3. Радиопередающие устройства: Учебник для вузов / В.В. Шахгильдян [и др.]. – 3- е изд. пераб. и дополн. – М.: Радио и связь, 2003, - 559 (1) с.: Библиотека ТУСУР,
- 4. Методическое пособие по практическим занятиям и проверочные тесты по дисциплине “Устройства генерирования и формирования сигналов” (УГФС): Г.Д. Казанцев, А.Г. Ильин, А.Д. Бордус; ТУСУР. Кафедра телевидения и управления. – Томск, 2007. – 38 с.: Библиотека ТУСУР,
- 5. Проектирование радиопередающих устройств на транзисторах: методическое пособие к курсовому проектированию по дисциплине “Устройства генерирования и формирования сигналов”/ А.Д. Бордус, Г.Д. Казанцев, А.Г. Ильин; Федеральное агентство по образованию, ТУСУР, Кафедра телевидения и управления. - Томск: 2007/ - 66с. : Библиотека ТУСУР,

- **Обязательные учебно-методические пособия**

- Формирование и передача сигналов: Учебное методическое пособие по практическим занятиям и курсовому проектированию / Шостак А. С. - 2012. 40 с.: Научно-образовательный портал ТУСУР, <https://edu.tusur.ru/publications/1206>
- Формирование и передача сигналов: Методическое пособие по самостоятельной работе студентов (СРС) / Шостак А. С. - 2012. 23 с.: Научно-образовательный портал ТУСУР, <https://edu.tusur.ru/publications/2215>
изменить удалить
- Формирование и передача сигналов: Руководство по лабораторным работам / Бордус А. Д. - 2012. 84 с.: Научно-образовательный портал ТУСУР, <https://edu.tusur.ru/publications/1894>