

Министерство образования Республики Беларусь
Учреждение образования
«Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники»

Факультет радиотехники и электроники

Кафедра информационных радиотехнологий

**ФОРМИРОВАНИЕ И ГЕНЕРИРОВАНИЕ
РАДИОСИГНАЛОВ.
ЛАБОРАТОРНЫЙ ПРАКТИКУМ**

*Рекомендовано УМО по образованию в области информатики
и радиоэлектроники в качестве пособия для специальности
6-05-0713-03 «Радиосистемы и радиотехнологии»*

Минск БГУИР 2026

УДК 621.373(076.5)
ББК 32.848-04я73
Ф79

Авторы:

Н. И. Листопад, Н. А. Титович, З. Н. Мурашкина, С. М. Горошко

Рецензенты:

кафедра радио и информационных технологий
УО «Белорусская государственная академия связи»
(протокол № 88 от 25.03.2023);

ведущий научный сотрудник лаборатории СВЧ-электроники
и радиотомографии ГНУ «Институт прикладной физики Национальной
академии наук Беларуси» кандидат технических наук,
доцент П. А. Хмарский

Формирование и генерирование радиосигналов. Лабораторный
Ф79 практикум : пособие / Н. И. Листопад, Н. А. Титович, З. Н. Мурашкина,
С. М. Горошко. – Минск : БГУИР, 2026. – 128 с. : ил.
ISBN 978-985-543-868-8.

Содержит методические указания к восьми лабораторным работам по курсу «Формирование и генерирование радиосигналов». Изложены теоретические материалы по методам анализа и синтеза радиоэлектронных устройств, предназначенных для генерирования, усиления, преобразования и формирования высокочастотных колебаний в различных диапазонах волн, применительно к задачам, решаемым в современных радиоэлектронных системах и устройствах. Содержит ссылки на учебную и справочную литературу.

В результате выполнения лабораторных работ студенты изучат методы построения устройств передачи радиосигналов в различных радиотехнических системах, получат навыки разработки структурных, функциональных схем радиопередатчиков, используемых в различных системах радиовещания, связи, радиолокации, овладеют особенностями построения их отдельных узлов.

УДК 621.373(076.5)
ББК 32.848-04я73

ISBN 978-985-543-868-8

© УО «Белорусский государственный
университет информатики
и радиоэлектроники», 2026

СОДЕРЖАНИЕ

Введение	5
Лабораторная работа № 1. Исследование генератора с внешним возбуждением	6
1.1. Цель лабораторной работы	6
1.2. Краткие теоретические сведения	6
1.3. Краткое описание лабораторного макета	19
1.4. Выполнение работы	20
1.5. Содержание отчета	22
1.6. Контрольные вопросы	22
Лабораторная работа № 2. Исследование цепей согласования	24
2.1. Цель лабораторной работы	24
2.2. Краткие теоретические сведения	24
2.3. Экспериментальная часть	35
2.4. Содержание отчета	40
2.5. Контрольные вопросы	40
Лабораторная работа № 3. Исследование трехточечных схем полупроводникового автогенератора	41
3.1. Цель работы	41
3.2. Краткие теоретические сведения	41
3.3. Описание лабораторной установки	57
3.4. Порядок выполнения работы	59
3.5. Содержание отчета	60
3.6. Контрольные вопросы	60
Лабораторная работа № 4. Исследование амплитудной модуляции	62
4.1. Цель лабораторной работы	62
4.2. Краткие теоретические сведения	62
4.3. Краткое описание лабораторного макета	71
4.4. Порядок выполнения работы	72
4.5. Содержание отчета	74
4.6. Контрольные вопросы	74
Лабораторная работа № 5. Исследование частотной модуляции	76
5.1. Цель лабораторной работы	76
5.2. Краткие теоретические сведения	76
5.3. Краткое описание лабораторного макета	85
5.4. Порядок выполнения работы	86

5.5. Содержания отчета	88
5.6. Контрольные вопросы.....	88
Лабораторная работа № 6. Исследование импульсного модулятора	
с полным разрядом накопителя	90
6.1. Цель лабораторной работы	90
6.2. Краткие теоретические сведения	90
6.3. Описание лабораторной установки.....	98
6.4. Порядок выполнения работы.....	100
6.5. Содержание отчета	102
6.6. Контрольные вопросы	103
Лабораторная работа № 7. Исследование импульсного модулятора	
с частичным разрядом накопителя	104
7.1. Цель работы	104
7.2. Краткие теоретические сведения	104
7.3. Описание лабораторной установки.....	111
7.4. Порядок выполнения работы.....	112
7.5. Содержание отчета	114
7.6. Контрольные вопросы	114
Лабораторная работа № 8. Исследования характеристик передатчика	
подвижной службы	116
8.1. Цель лабораторной работы	116
8.2. Краткие теоретические сведения	116
8.3. Особенности построения передатчиков подвижной службы	118
8.4. Структурная схема передатчика.....	120
8.5. Описание лабораторной установки.....	124
8.6. Порядок выполнения работы.....	125
8.7. Содержание отчета	126
8.8. Контрольные вопросы	127

ВВЕДЕНИЕ

В пособии представлены восемь лабораторных работ по курсу «Формирование и генерирование радиосигналов». Каждая из работ содержит теоретическую часть, описывающую основные теоретические положения по одной из тем данного курса. В пособии имеются описания лабораторных установок, порядок выполнения лабораторных работ.

Для более глубокого и качественного изучения курса «Формирование и генерирование радиосигналов» в конце каждой лабораторной работы приведены контрольные вопросы, на которые студенты должны подготовить ответы при защите работы.

Необходимость издания пособия обусловлена тем, что изучаемые вопросы по дисциплинам «Формирование и генерирование радиосигналов», «Радиопередающие устройства» в последнее время претерпели ряд изменений и дополнений, которые требуют изучения и систематизации для подготовки специалистов соответствующего профиля. Особую актуальность и важность приобретает практическая подготовка, умение будущих специалистов понимать и исследовать процессы, происходящие при формировании и генерировании радиосигналов.

В данном пособии рассмотрены как классические вопросы построения каскадов радиопередающих устройств, начиная от генератора с внешним возбуждением, цепей согласования, амплитудной, частотной и импульсной модуляции и заканчивая конкретными устройствами формирования радиосигналов.

В пособии представлены работы, которые отражают современные тенденции развития устройств и систем формирования, генерирования и передачи радиосигналов. Речь идет о такой работе, как «Исследования характеристик передатчика подвижной службы», где описаны основные тенденции развития систем подвижной службы.

Необходимость издания курса лабораторных работ вызвана также и тем, что имеющиеся в БГУИР описания лабораторных работ разрознены, некоторые из них несколько устарели, так как были изданы достаточно давно и требуют в настоящее время определенной корректировки как по содержанию, так и по порядку выполнения. Часть описания лабораторных работ имеется лишь в электронном виде, что также не всегда соответствует требованиям качественной подготовки специалистов.

Претерпели существенные изменения функциональные и принципиальные схемы исследуемых каскадов и устройств в целом, что также нашло отражение в данном пособии.

Данное пособие может быть использовано при проведении лабораторных работ и по смежным дисциплинам, например по дисциплине «Радиопередающие устройства».

Лабораторная работа № 1

ИССЛЕДОВАНИЕ ГЕНЕРАТОРА С ВНЕШНИМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ

1.1. ЦЕЛЬ ЛАБОРАТОРНОЙ РАБОТЫ

1.1.1. Ознакомиться с физическими процессами, происходящими в генераторе с внешним возбуждением (ГВВ).

1.1.2. Провести экспериментальный и расчетный анализ влияния питающих и высокочастотных напряжений, нагрузки на напряженность режима, форму выходного тока, выходную мощность, коэффициент полезного действия транзисторного ГВВ.

1.2. КРАТКИЕ ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ СВЕДЕНИЯ

Генератором с внешним возбуждением называется каскад передатчика, преобразующий энергию источника питания в энергию колебаний высокой частоты. При этом частота колебаний, полученных на выходе ГВВ, определяется частотой поданных на вход колебаний. Если частота генерируемых колебаний совпадает с частотой возбуждения, то ГВВ называют усилителем мощности колебаний. ГВВ, выходной контур которого настроен на одну из гармонических составляющих частоты входного сигнала, называется умножителем частоты.

Структурная схема ГВВ изображена на рис. 1.1. Данный генератор состоит из следующих основных элементов:

- активного элемента (АЭ);
- источника питания E_n ;
- источника смещения E_c ;
- источника напряжения возбуждения U_b ;
- выходной цепи.

АЭ выполняет роль регулятора расхода энергии источника питания. В качестве АЭ в ГВВ применяют вакуумные лампы, биполярные и полевые транзисторы и др. Выбор электронного прибора определяется мощностью и диапазоном рабочих частот. Маломощные ГВВ в основном выполняются на биполярных транзисторах (БТ). В дальнейшем изложение будет вестись применительно к ГВВ на БТ.

Источник периодического напряжения возбуждения $U_b(t)$ с внутренним сопротивлением Z_b и источник постоянного смещения E_c создают на входе АЭ напряжение $U_{bx}(t)$, управляющее движением носителей электрических зарядов:

$$U_{bx}(t) = E_c + U_b \cos(\omega t). \quad (1.1)$$

Выходная цепь состоит из цепи согласования (ЦС) и нагрузки. ЦС трансформирует сопротивление нагрузки в некоторое сопротивление для установления оптимального режима АЭ.

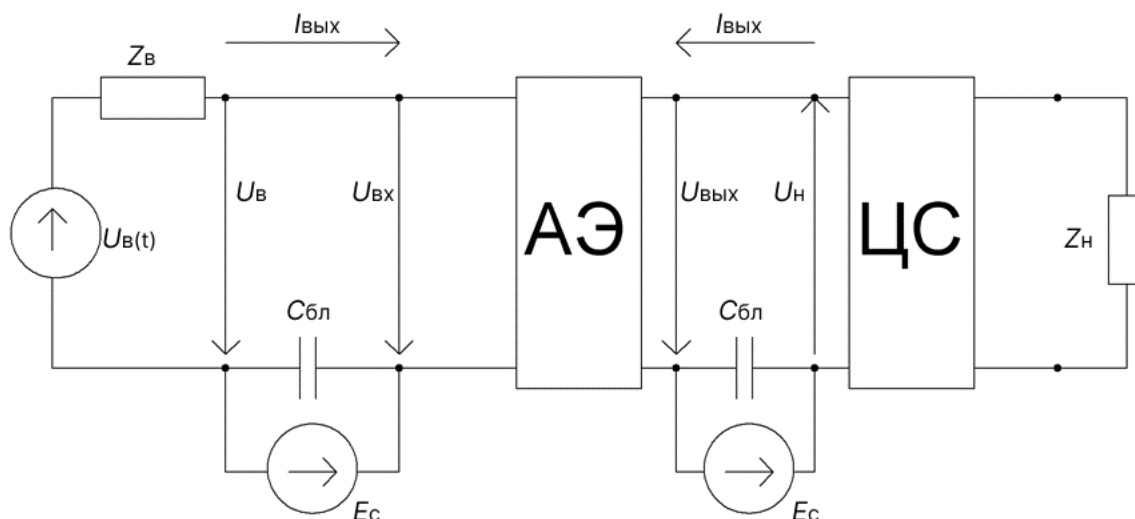


Рис. 1.1. Структурная схема ГВВ

При воздействии входного напряжения $U_{вх}(t)$ в выходной цепи ГВВ за счет нелинейности АЭ присутствует ток $U_{вых}(t)$, который можно разложить в ряд Фурье:

$$i_{вых}(t) = I_{вых} + \sum_{n=1}^{\infty} [I_{выхn} \cos(n\omega t + \varphi_{выхn})], \quad (1.2)$$

где $I_{вых}$ — постоянная составляющая выходного тока;

$I_{выхn}$ и $\varphi_{выхn}$ — амплитуда и фаза гармонических составляющих.

Обычно ЦС представляет собой колебательный контур, частично подключенный как к выходной цепи АЭ, так и к нагрузке. Поэтому ЦС обладает избирательными свойствами. Ее входное сопротивление $Z_i(\omega)$ на рабочей частоте максимально и уменьшается на частотах, отличных от рабочей. Таким образом, кроме согласования ЦС выполняет также функции фильтра выходного сигнала. В этом случае выходной сигнал будет иметь вид

$$U_{вых}(t) = E_{п} - U_{нn} \cos(N\omega t + \varphi_{выхn} + \varphi_{нn}). \quad (1.3)$$

где $U_{нn} = Z_n(n\omega)I_{выхn}$;

$Z_i(n\omega)$ и $\varphi_{нn}$ — модуль и фаза сопротивления нагрузки;

$n = 1, 2, \dots$ — номер гармонической составляющей.

Конденсаторы $C_{бл}$ шунтируют источники питания $E_{п}$, $E_{с}$ и защищают их от токов высокой частоты, исключая тем самым паразитные связи через цепи

питания. Смещение на вход АЭ может подаваться как от отдельного источника питания, так и с помощью резистивного делителя от источника $E_{\text{п}}$.

Важнейшими характеристиками ГВВ являются:

- 1) выходная мощность на частоте n -й гармоники;
- 2) электронный КПД выходной цепи АЭ;
- 3) коэффициент усиления по мощности K_p .
- 4) мощность, отдаваемая источником питания P_0 :

$$P_0 = E_{\text{п}} I_{\text{вых0}} . \quad (1.4)$$

Преобразуется в энергию высокочастотных колебаний, суммарная мощность которых равна $P_{\Sigma n}$, и частично рассеивается на выходном электроде:

$$P_0 = P_{\Sigma n} + P_{\text{расс}} . \quad (1.5)$$

При избирательной нагрузке

$$P_{\Sigma n} = P_n = 0,5 U_{\text{н}n} I_n \cos (\varphi_n) . \quad (1.6)$$

В этом случае уравнение баланса мощностей в выходной цепи будет иметь вид

$$P_0 = P_n + P_{\text{расс}} . \quad (1.7)$$

Соотношение для баланса мощностей во входной цепи:

$$P_{\text{вх1}} + P_{\text{со}} = P_{\text{вх расс}} , \quad (1.8)$$

где $P_{\text{вх1}} = 0,5 U_{\text{в}} I_{\text{вх1}} \cos (\varphi_{\text{вх1}})$ – мощность, отдаваемая источником возбуждения;

$P_{\text{со}} = E_{\text{с}} I_{\text{вх0}}$ – мощность, отдаваемая источником напряжения смещения;

$P_{\text{вх расс}}$ – мощность, рассеиваемая на входном электроде, в данном случае на базе транзистора;

$I_{\text{вх1}}, I_{\text{вх0}}$ – амплитуды первой гармоники и постоянной составляющей входного тока;

$\varphi_{\text{вх1}}$ – фаза первой гармоники входного тока.

Таким образом, из выражения (1.8) следует, что мощности источников $E_{\text{с}}$ и $U_{\text{в}}(t)$ расходуются на управление входным током и рассеиваются в АЭ в виде тепла. В случае, когда $E_{\text{с}}$ отрицательное (для ламп и некоторых типов полевых транзисторов), источник смещения превращается в потребитель мощности, т. к. $P_{\text{со}}$ отрицательна.

Коэффициент усиления по мощности определяется как отношение мощности гармонической составляющей рабочей частоты, отдаваемой в цепь согласования, к мощности $P_{\text{вх1}}$:

$$K_p = \frac{P_n}{P_{\text{вх1}}} . \quad (1.9)$$

Электронный КПД равен

$$\eta_{\text{Э}} = \frac{P_n}{P_0} . \quad (1.10)$$

Полный КПД АЭ определяется по следующей формуле:

$$\eta_{\text{АЭ}} = \frac{P_n}{(P_0 + P_{\text{со}} + P_{\text{вх1}})} \quad (1.11)$$

и при малых $P_{\text{вх1}}$ и $P_{\text{со}}$ $\eta_{\text{АЭ}}$ незначительно отличается от $\eta_{\text{Э}}$.

Подставив в выражение (1.10) значения P_n и P_0 , получим

$$\eta_{\text{Э}} = 0,5 g_n \varepsilon \cos(\varphi_{\text{нн}}) . \quad (1.12)$$

где $g_n = \frac{I_{\text{вых}n}}{I_{\text{вых}0}}$ – коэффициент формы выходного тока по n -й гармонике;

$\varepsilon = \frac{U_{\text{нн}}}{E_{\text{п}}}$ – коэффициент использования напряжения питания выходной цепи.

Из выражения (1.12) следует, что $\eta_{\text{Э}}$ во многом зависит от формы выходного тока ГВВ. В зависимости от приложенных к АЭ напряжений смещения $E_{\text{с}}$ и возбуждения $U_{\text{в}}(t)$ он может работать в различных режимах: класс A – ток через АЭ течет непрерывно; классы B, C, D, E – режим работы с отсечкой выходного тока, при этом в классах B и C выходной ток имеет вид косинусоидальных импульсов (класс B – ток через АЭ течет приблизительно в течение полупериода ВЧ; класс C – часть периода, в течение которого течет ток, меньше половины периода), в классе D – прямоугольных импульсов, в классе E – треугольных импульсов.

Графики напряжений и токов для этих режимов работы изображены на рис. 1.2. В данном случае $n = 1$ и $\cos(\varphi_{\text{н1}})$. Если поддерживать постоянным ε (подбирая сопротивления нагрузки $Z_{\text{н}}$), то $\eta_{\text{Э}}$ будет зависеть только от g_1 . Изменяя $E_{\text{с}}$ и $U_{\text{в}}(t)$, можно изменять КПД. Видно, что в режиме A амплитуда первой гармоники выходного тока меньше его постоянной составляющей. Максимальный теоретический $\eta_{\text{Э}}$ в этом режиме при нагрузке в виде колебательного контура не превышает 50 % (при $\varepsilon = 1$). Реально это 35–40 %, что очень мало для мощных ГВВ. Поэтому режим A используется только в маломощных усилителях, когда низкий КПД не ухудшает энергетических

показателей передатчика в целом. При работе АЭ в режиме с отсечкой импульсы тока по амплитуде больше постоянной составляющей (см. рис. 1.2).

Для косинусоидального импульса с шириной в половину периода $g_1 = \frac{\pi}{2} \approx 1,57$. Если сохранять косинусоидальную форму и уменьшать ширину импульса до $g_1 = 2$, то теоретически можно получить $\eta_3 = 100\%$.

В реальной ситуации уменьшение длительности импульса тока при неизменной его площади может производиться только при уменьшении ε . В результате после некоторого наибольшего значения КПД начинает падать. При гармоническом напряжении в нагрузке, оптимизируя ε и g_1 , удастся достичь КПД примерно 65–75 %.

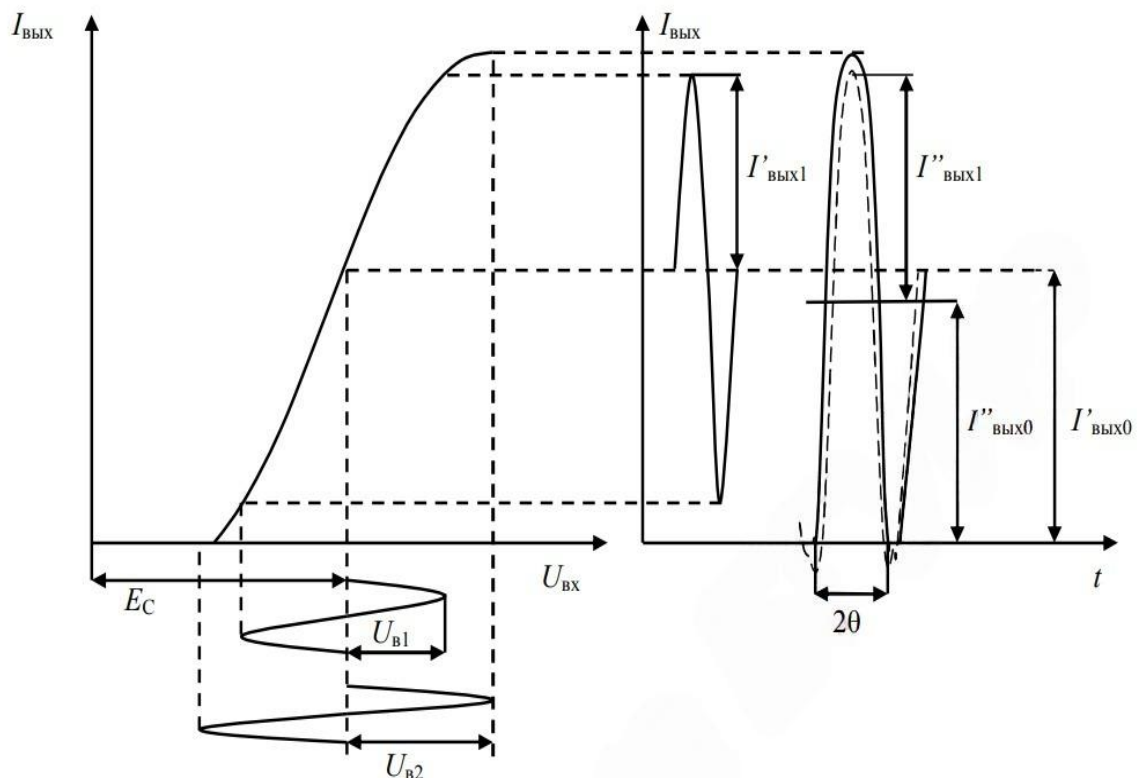


Рис. 1.2. Графики напряжений на входе и токов на выходе

При анализе работы ГВВ рассматриваются режимы работы АЭ, определяются характеристики этих режимов и их связь с энергетическими показателями ГВВ, выбираются энергетически эффективные режимы. Простого и универсального метода, позволяющего выполнить анализ генератора с различными АЭ в широком диапазоне частот без упрощений и приближений, в настоящее время не существует. Главной причиной этого является инерционность процессов в АЭ, которая наблюдается с ростом рабочей частоты. Наиболее инерционными элементами являются биполярные транзисторы. Максимальная рабочая частота, на которой сдвигом фаз между входным и выходным напряжением можно пренебречь, составляет 10–15 % от граничной частоты БТ $f_{гр}$. Поэтому при построении ГВВ на БТ для ослабления зависимости от частоты и увеличения стабильности энергетических характеристик применяют различного рода корректирующие цепи.

Лампы и полевые транзисторы (ПТ) менее инерционны. Их можно использовать на частотах близких к $f_{гр}$, предполагая, что частотная зависимость параметров отсутствует.

В безынерционном режиме расчет параметров ГВВ проводится по статическим вольтамперным характеристикам (ВАХ).

Все имеющиеся методы анализа и расчета ГВВ в безынерционном режиме различаются способом аппроксимации ВАХ АЭ. Графоаналитический метод анализа предполагает использование непосредственно статических характеристик АЭ, обладает высокой точностью, но вместе с тем и значительным объемом графических построений. Наиболее распространенным в настоящее время является метод расчета ГВВ, основанный на аппроксимации ВАХ АЭ отрезками прямых параллельных линий. Каждая из характеристик заменяется тремя отрезками прямой, которые довольно точно аппроксимируют участки с наименьшей кривизной. Данный метод лежит в основе всей классической теории ГВВ, разработанной в 30-е годы прошлого столетия советскими учеными М. В. Шулейкиным, А. И. Бергом и другими. Получены достаточно простые и удобные выражения, описывающие выходной сигнал ГВВ, характеризующие зависимость режимов его работы от многих параметров. Данный метод не всегда имеет достаточно высокую точность, однако вследствие своей простоты получил широкое применение.

На рис. 1.3 изображено семейство статических характеристик БТ и показаны примеры их аппроксимации с помощью отрезков прямых. Используя такую аппроксимацию, по реальным СХ можно определить идеализированные параметры, используемые в теории ГВВ. Основными из них являются:

1) линия граничного режима (ЛГР). Эта линия начинается в начале координат и проходит через точки a , b , c на рис. 1.3, a . Крутизна линии граничного режима обозначается как $S_{гр}$;

2) крутизна характеристики коллекторного тока S . Определяется в системе проходных СХ $i_k = f(U_{БЭ})$ и пропорциональна $tg(\alpha)$ (см. рис. 1.3, b);

3) напряжение отсечки коллекторного тока E' . Определяется как точка пересечения идеализированной характеристики $i_k = f(U_{БЭ})$ с осью абсцисс (см. рис. 1.3, b).

Используя данные параметры, уравнение для тока коллектора можно записать в виде

$$i_k = S_{гр}(U_{БЭ} - E'). \quad (1.13)$$

Уравнение линии граничного режима можно записать в виде

$$i_k = S_{гр}U_{КЭ}. \quad (1.14)$$

Известны методы расчетов ГВВ, в которых СХ аппроксимируется веерообразными расходящимися прямыми, степенными рядами и другими математическими функциями. В последнее время все более широкое применение находят машинные методы анализа и расчета электронных схем с нелинейным АЭ, использующие математические модели нелинейных элементов, достаточно точные методы аппроксимации ВАХ и алгоритмы расчетов основных параметров схем. Недостаток – отсутствие достаточно простых аналитических выражений – компенсируется широкими возможностями ЭВМ для графической интерпретации полученных результатов в виде графиков и диаграмм на экране дисплея.

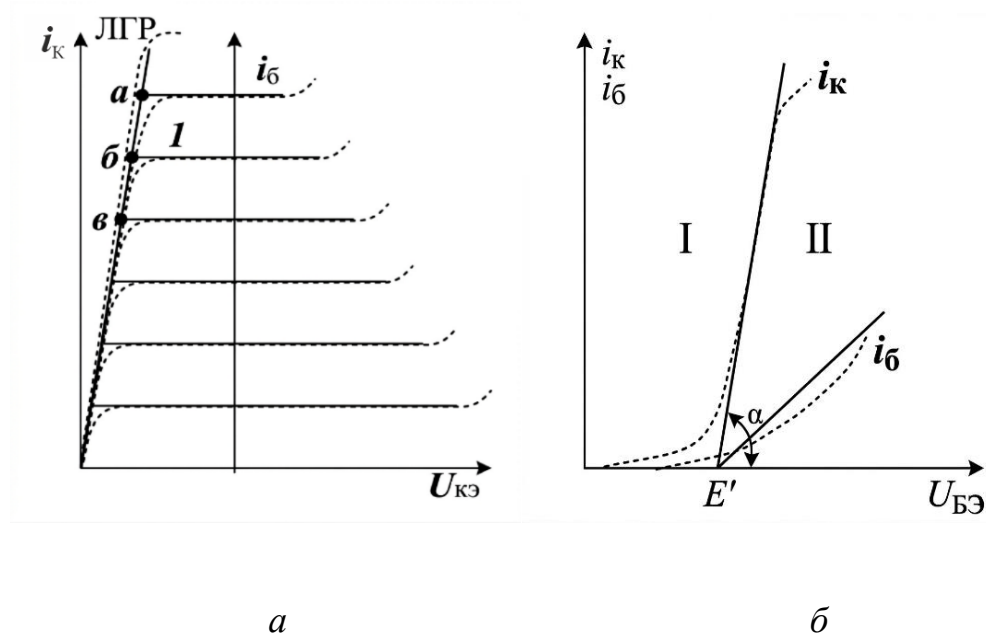


Рис. 1.3. Семейство статических характеристик БТ (а) и примеры их аппроксимации (б)

СХ АЭ позволяет определять ток в цепях любых его электродов при любых комбинациях напряжений на них. Если же элемент включен в схему ГВВ, то напряжения на его электродах уже не произвольны, а однозначно связаны посредством выходного тока:

$$i_{\text{вх}} = f(U_{\text{вх}}); i_{\text{вых}} = f(U_{\text{вых}}). \quad (1.15)$$

Зависимость выходного тока от входного напряжения в виде функции одной переменной называется динамической характеристикой (ДХ). Используя систему уравнений (1.1), (1.3) и СХ АЭ, можно построить его динамическую характеристику. При периодическом изменении напряжения на управляющем электроде рабочая точка АЭ перемещается по СХ и вычерчивает ДХ. На рис. 1.4 приведены ДХ коллекторного тока БТ для различных значений сопротивления нагрузки $R_{\text{н}}$. В данном случае значения $E_{\text{с}}$, $E_{\text{п}}$ и $U_{\text{в}}(t)$ в

уравнениях (1.1) и (1.3) не изменяются, а изменяется только напряжение $I_H = I_{K1} R_H$. Кривая R_{H1} на рис. 1.4, а соответствует значению $R_1 = 0$. Аналогичным образом строятся и характеристики базового тока. Произведя пересчет i_6 в $U_{БЭ}$ по входным СХ, можно получить ДХ базового тока, изображенные штриховыми линиями на рис. 1.4, а.

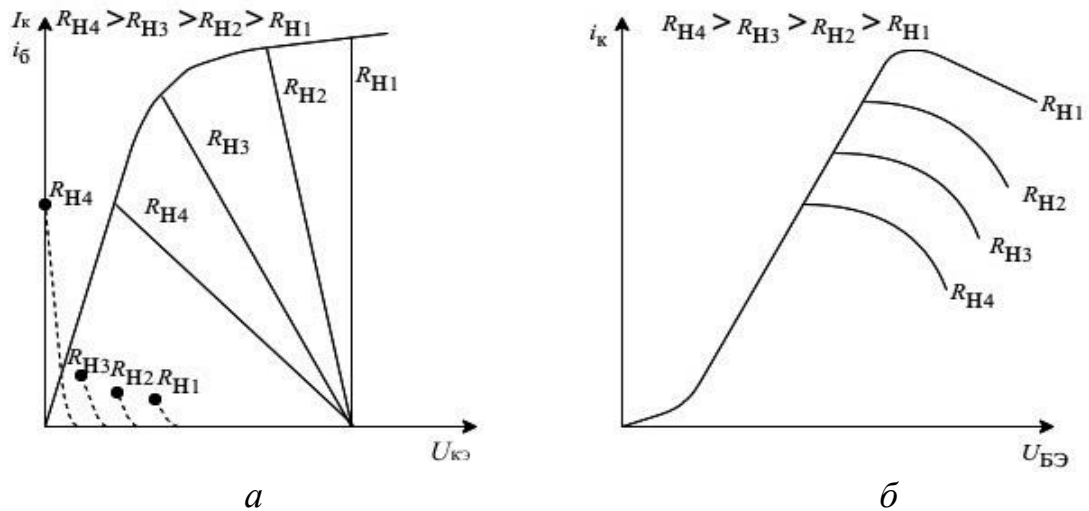


Рис. 1.4. Зависимости динамических характеристик коллекторного тока транзистора от изменения выходного (а) и входного (б) напряжений для различных значений сопротивления нагрузки.

На СХ можно выделить две области (см. рис. 1.3), которым будут соответствовать режимы работы АЭ: область недонапряженного режима (I); область перенапряженного режима (II). Их разделяет линия критического режима. Если в процессе колебаний рабочая точка всегда находится в области I, то такой режим работы называется недонапряженным (НР). Если в течение части периода колебаний рабочая точка заходит в область II, то такой режим работы называют перенапряженным (ПР). Если рабочая точка в какой-то момент времени касается линии критического режима, то такой режим работы называется критическим (КР). Для изучения особенностей режимов работы удобно использовать динамические характеристики АЭ. На рис. 1.5 изображена близкая к реальной (штриховая линия) и аппроксимированная двумя прямыми (сплошная линия) ДХ. Участок I на ДХ соответствует работе АЭ в недонапряженном режиме, II – в перенапряженном. Точка излома А соответствует критическому режиму. В НР импульсы коллекторного тока имеют форму отрезков косинусоиды, их амплитуда возрастает с ростом U_H .

Максимальной амплитуды они достигают в КР, когда максимальное напряжение на коллекторе соответствует точке перегиба А. В этом режиме становится заметным ток базы (импульсы i_6 изображены пунктирными линиями). В КР импульсы i_K приобретают плоскую вершину. Для ПР характерно наличие провала в вершине импульса i_K , при этом i_6 резко возрастает.

Для описания работы ГВВ в режиме отсечки принято пользоваться следующими параметрами:

- амплитуда импульса выходного тока $I_{\text{вых} m}$. Следует отметить, что значение $I_{\text{вых} m}$ ограничивается предельно допустимым значением для данного АЭ. Кроме того, для увеличения $I_{\text{вых} m}$ необходимо увеличивать $U_{\text{в}}$, а следовательно, и $I_{\text{вх}1}$, что приводит к снижению K_p ;

- угол отсечки импульса выходного тока θ . Это половина фазового угла входного напряжения, в течение которого протекает выходной ток (см. рис. 1.2).

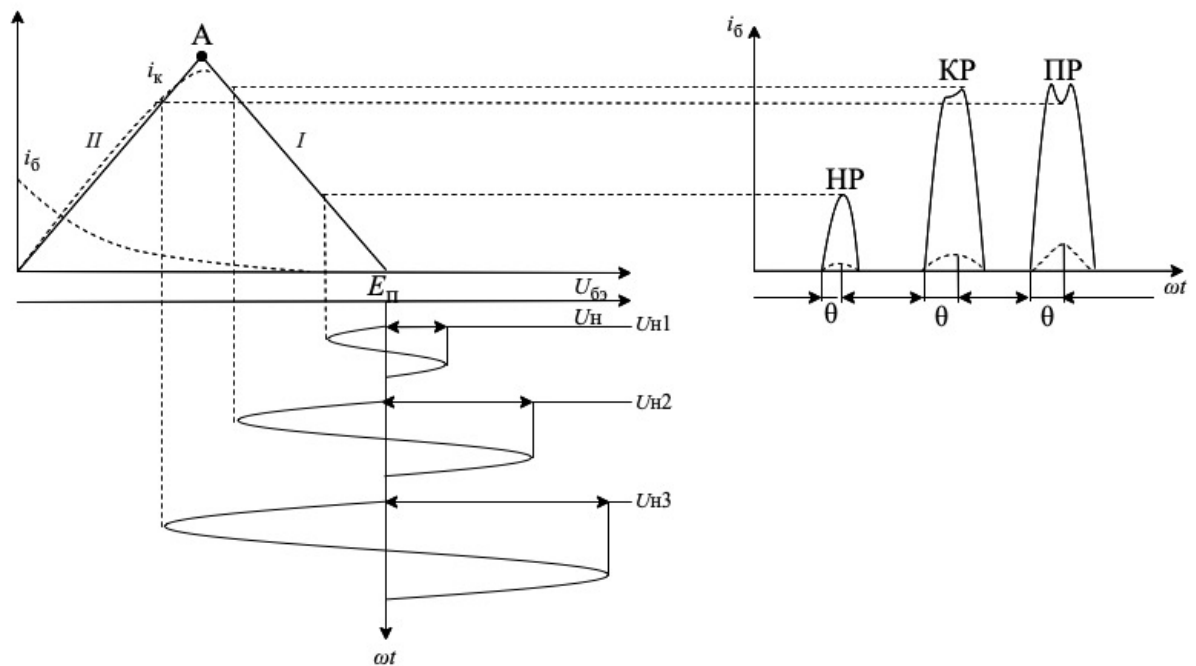


Рис. 1.5. Близкая к реальной (штриховая линия) и аппроксимированная двумя прямыми (сплошная линия) ДХ

В случае кусочно-линейной аппроксимации ВАХ АЭ связь угла отсечки θ с остальными параметрами режима можно записать следующим выражением:

$$\cos(\theta) = \frac{E' - E_c}{U_{\text{в}}}. \quad (1.16)$$

Угол отсечки изменяется в пределах от 0 до 180°. При $\theta = 180^\circ$ АЭ работает в режиме А; $90^\circ < \theta < 180^\circ$ – в режиме АВ; $\theta = 90^\circ$ – в режиме В; $\theta < 90^\circ$ – в режиме С. Из выражения (1.16) следует, что значению $\theta = 90^\circ$ соответствует значение $E_c = E'$. С увеличением напряжения смещения значение угла отсечки возрастает. Зависимость θ от уровня входного сигнала $U_{\text{в}}$ определяется также и расположением рабочей точки по отношению к напряжению отсечки E' (рис. 1.6). Если $E_c = E'$, то $\theta > 90^\circ$ и с увеличением $U_{\text{в}}$ уменьшается, если $E_c < E'$, то с ростом $U_{\text{в}}$ θ возрастает, не превышая при этом 90° .

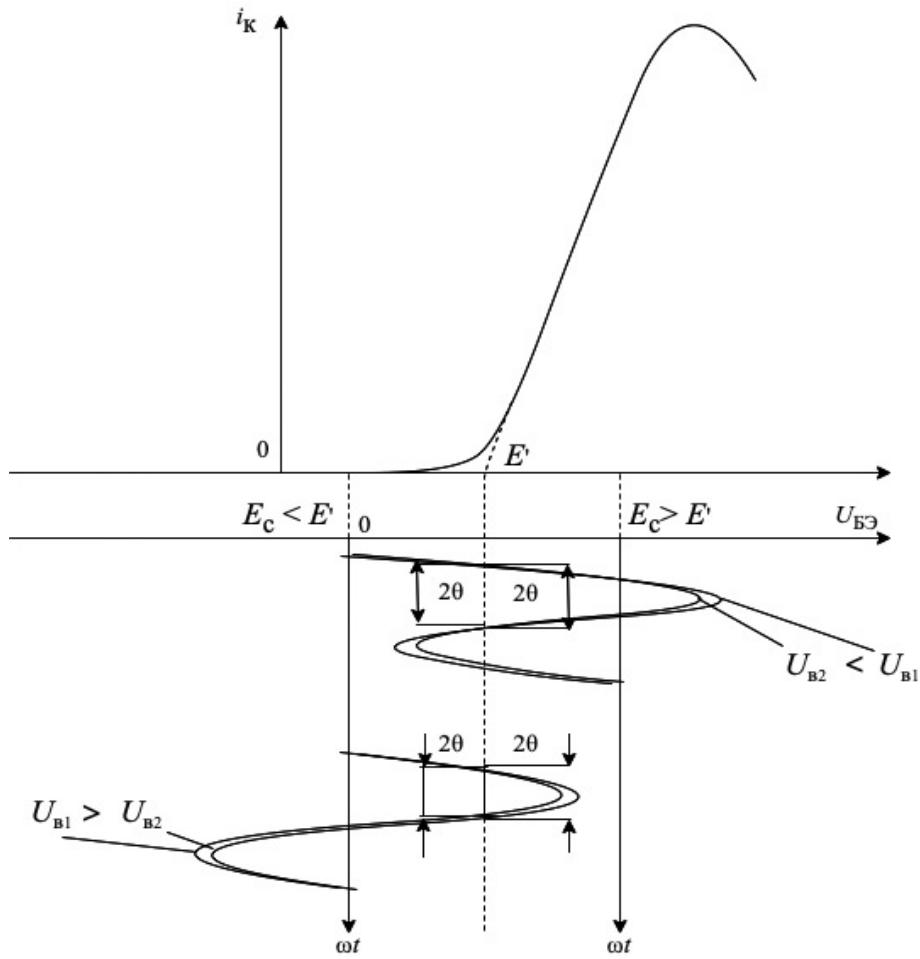


Рис. 1.6. Зависимость θ от уровня входного сигнала U_B

Используя угол отсечки, выражение для коллекторного тока при наличии отсечки можно записать в виде

$$i_K = \begin{cases} I_{K0} [\cos(\omega t) - \cos\theta] / (1 - \cos\theta), & \omega t < 0; \\ 0, & \text{при } \omega t > 0. \end{cases} \quad (1.17)$$

где $I_{K0} = SU_B(1 - \cos\omega t)$.

Используя выражение (1.17), по формулам для коэффициентов ряда Фурье можно определить значения I_{K0} и I_{Km} в выражении, записанном по аналогии с формулой (1.2) в виде

$$i_K = I_{K0} + \sum_{n=1}^{\infty} [I_{Kn} \cos(n\omega t)]. \quad (1.18)$$

где $I_{K0} = I_{Km} \alpha_0(\theta)$, $I_{Kn} = I_{Km} \alpha_n(\theta)$. (1.19)

Коэффициенты $\alpha_0(\theta)$ и $\alpha_n(\theta)$ называются коэффициентами разложения Берга и зависят только от угла отсечки и номера гармоники.

Исходя из изложенного, коэффициент формы выходного тока также можно представить через коэффициенты разложения:

$$g_n(\theta) = \frac{\alpha_n(\theta)}{\alpha_0(\theta)}. \quad (1.20)$$

Коэффициенты $\alpha_n(\theta)$ подробно табулированы. График их зависимости для постоянной составляющей и первых двух гармоник представлен на рис. 1.7. Гармонический состав выходного тока зависит от величины угла отсечки θ . Так, при $\theta = 180^\circ$ (режим класса А) амплитуда первой гармоники равна постоянной составляющей $I_{k1} = I_{k0}$, а I_{k2} , I_{k3} и т. д. равны нулю. В области $0 < \theta < 180^\circ$ графики $\alpha_n(\theta)$ имеют максимумы при $n = 2, 3$ и т. д. Для коэффициентов $\alpha_n(\theta)$ значения θ , при которых имеет место максимум, определяются как $\theta_{\max n} = \frac{120^\circ}{n}$.

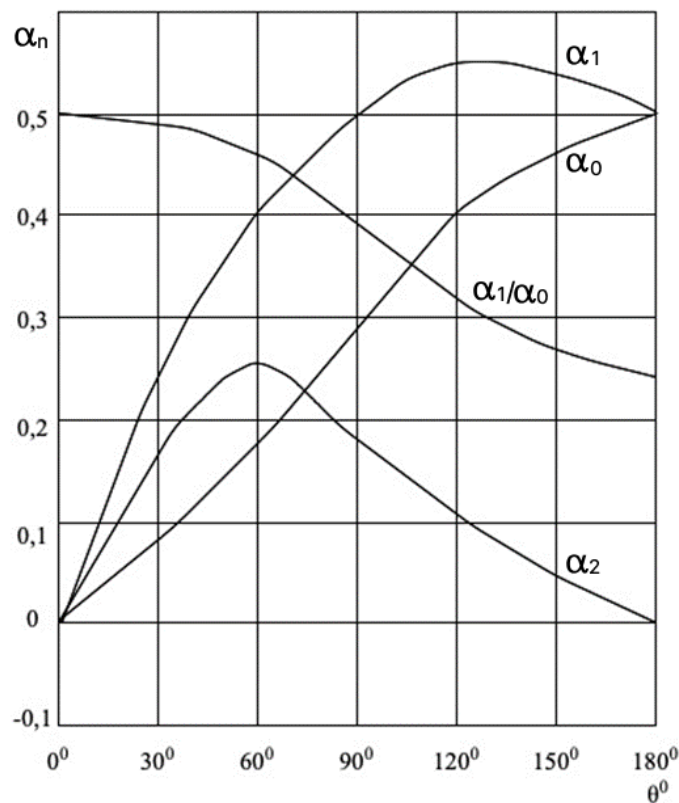


Рис. 1.7. График зависимости для постоянной составляющей и первых двух гармоник

Из рис. 1.7 видно, что при уменьшении θ от 180° коэффициент $\alpha_0(\theta)$ убывает заметно быстрее, чем $\alpha_1(\theta)$. Следовательно, возрастает коэффициент формы $g_n(\theta)$ (см. рис. 1.7) и КПД коллекторной цепи. Анализ показывает, что для получения высокого КПД целесообразно выбирать угол отсечки в пределах $0^\circ < \theta < 120^\circ$. При меньших углах отсечки КПД увеличивается незначительно,

но резко возрастает уровень входного сигнала U_B , т. е. мощность предыдущего каскада и максимальное напряжение $U_{БЭ}$, что увеличивает вероятность пробоя эмиттерного перехода. При $\theta > 120^\circ$ КПД резко снижается.

Для практического выбора наиболее приемлемого режима ГВВ необходимо знать, как изменяются токи, напряжения, мощности и другие параметры при изменении исходных параметров, т. е. располагать характеристиками, связывающими различные параметры режимов, или регулировочными характеристиками. Обычно в качестве исходных параметров рассматривают параметры уравнений (1.1) и (1.3): уровень входного сигнала U_B , напряжение смещения E_c и питания E_n , сопротивление нагрузки R_n . На рис. 1.8 приведены зависимости параметров ГВВ на БТ от напряжения возбуждения для $E_c = E'$, т. е. при $\theta = 90^\circ$ E_n и R_n также постоянны. Такой режим характерен для усилителей амплитудно-модулированных колебаний. Характеристики для токов $I_{к1}$ и $I_{к0}$ начинаются из точки с координатами (0; 0). При $E_c > E'$ даже при $U_B = 0$ имеют место токи покоя. Если $E_c > E'$, то i_k будет больше нуля лишь при $U_B = E_c - E'$. В НР значения $I_{к1}$ и $I_{к0}$ растут почти пропорционально U_B , мощность P_0 – пропорционально $I_{к0}$, P_1 – пропорционально U_B^2 . Так как P_1 растет быстрее P_0 , то КПД увеличивается и достигает максимума вблизи КР. В ПР с ростом U_B рост $I_{к1}$ и $I_{к0}$ существенно замедляется, поэтому все показатели коллекторной цепи мало изменяются, ток базы растет.

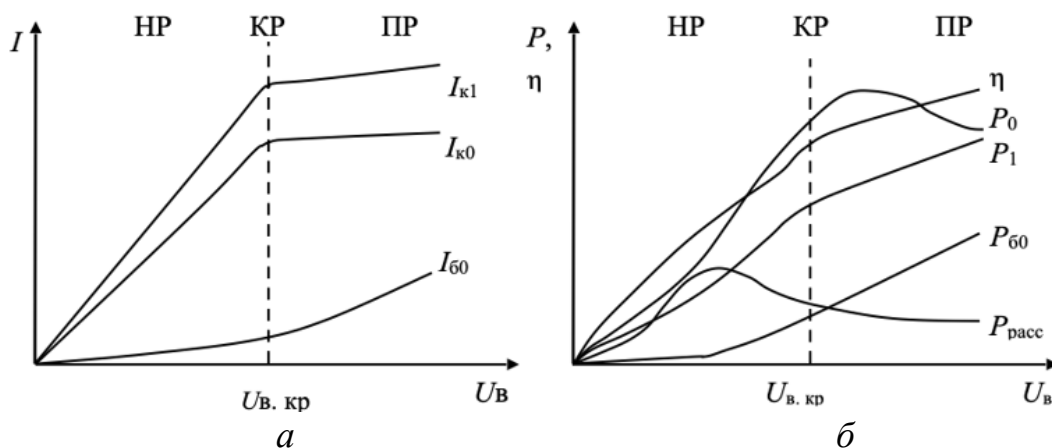


Рис. 1.8. Зависимости токов (а) и энергетических характеристик ГВВ (б) от напряжения смещения E_c при постоянных E_n , U_B , R_n

Зависимости параметров от напряжения смещения E_c при постоянных E_n , U_B , R_n во многом напоминают графики, характерные для U_B (рис. 1.8). Основное различие в том, что все они начинаются в точке А, соответствующей напряжению отсечки. В НР $I_{к1}$, $I_{к0}$, P_1 , P_0 растут, в ПР изменяются незначительно. КПД достигает максимума вблизи КР.

Влияние изменения $E_{\text{п}}$ на работу ГВВ будем рассматривать при постоянных $E_{\text{с}}$, $U_{\text{в}}$, $R_{\text{н}}$. При $E_{\text{п}} = 0$ режим сильно перенапряженный $I_{\text{к1}} = I_{\text{к0}} = 0$, а $I_{\text{б0}}$ очень велик, и мощность рассеяния базовой цепи $P_{\text{б0}}$ может оказаться выше допустимой (рис. 1.9).

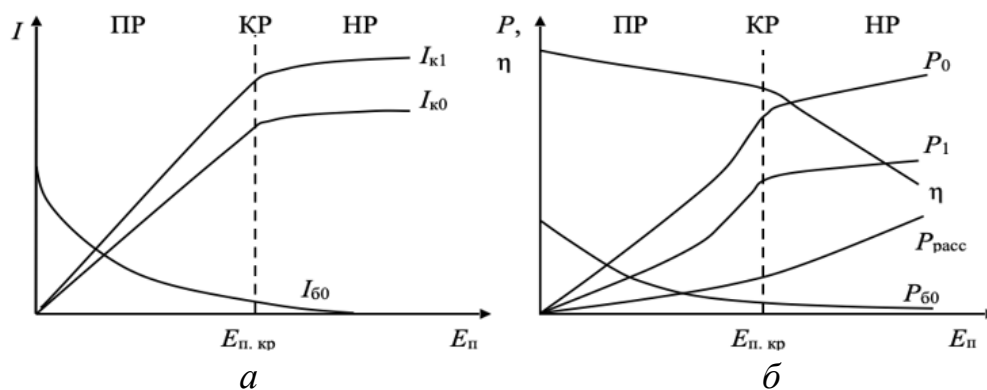


Рис. 1.9. Зависимости токов (а) и энергетических характеристик ГВВ (б) от напряжения питания $E_{\text{п}}$ при постоянных $E_{\text{с}}$, $U_{\text{в}}$, $R_{\text{н}}$

При подаче $E_{\text{п}}$ величины $I_{\text{к1}}$ и $I_{\text{к0}}$ линейно растут, $I_{\text{б0}}$ уменьшается. Значения P_0 и P_1 увеличиваются пропорционально квадрату $E_{\text{п}}$. КПД в области PR почти не изменяется. В NR $I_{\text{к1}}$ и $I_{\text{к0}}$ почти не растут, ток $I_{\text{б0}}$ мал, КПД падает, рост P_0 и P_1 замедляется. Дальнейшее увеличение $E_{\text{п}}$ ограничено допустимой мощностью рассеяния на коллекторе БТ $P_{\text{расс. к доп}}$. Наличие линейной зависимости $I_{\text{к1}}$ от $E_{\text{п}}$ в PR широко используется в каскадах с коллекторной АМ (рис. 1.10).

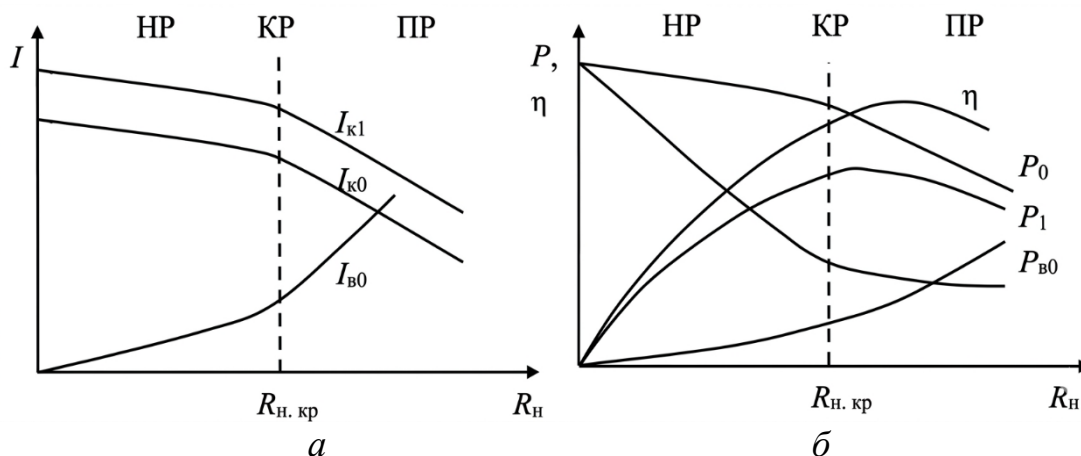


Рис. 1.10. Зависимости токов (а) и энергетических характеристик (б) ГВВ от эквивалентного сопротивления нагрузки коллектора $R_{\text{н}}$ при прочих постоянных параметрах (нагрузочные характеристики)

Большой практический интерес представляют зависимости характеристик ГВВ от эквивалентного сопротивления нагрузки коллектора $R_{\text{н}}$ при прочих постоянных параметрах (нагрузочные характеристики). На рис. 1.10 изображены

нагрузочные характеристики для различных режимов работы ГВВ. При $R_n < R_{нкр}$ имеет место НР.

При увеличении R_n от нуля до $R_{нкр}$ напряженность режима растет, P_1 и КПД возрастают почти пропорционально R_n . При $R_n > R_{нкр}$ имеет место перенапряженный режим работы, I_{60} и P_{60} растут, КПД уменьшается.

В ряде случаев используют характеристики ГВВ, получаемые при изменении двух параметров. Например, при одновременном изменении E_c и E_n можно постоянно поддерживать критический режим и получить линейную зависимость $I_{к1}(E_c, E_n)$. Эта особенность широко используется при построении схем с комбинированной АМ.

1.3. КРАТКОЕ ОПИСАНИЕ ЛАБОРАТОРНОГО МАКЕТА

Лабораторный макет является многофункциональным. Он позволяет исследовать режимы работы ГВВ, а также цепи согласования АЭ с нагрузкой. Для успешного выполнения работы необходимо ознакомиться с принципиальной схемой макета и органами его управления. Упрощенная принципиальная схема лабораторного макета приведена на рис. 1.11.

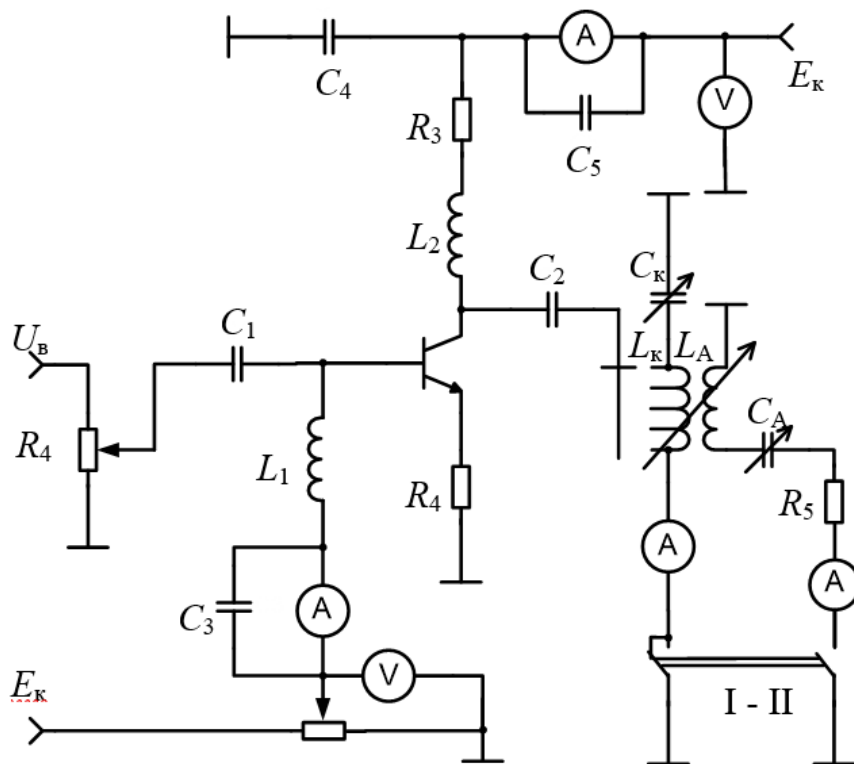


Рис. 1.11. Упрощенная принципиальная схема лабораторного макета

Лабораторная установка включает в себя ГВВ на транзисторе VT1, задающий генератор для получения напряжения возбуждения (на рисунке не показан) и регулируемые источники питания. В установке используется

параллельное питание цепей базы и коллектора транзистора. Нагрузкой АЭ ГВВ является параллельный колебательный контур с регулируемой связью, который при помощи переключателя (I–II) может быть включен соответственно по простой либо сложной схеме выхода. Полезная нагрузка, на которой выделяется высокочастотная мощность, включается непосредственно в выходной контур ГВВ. В установке предусмотрена возможность изменения постоянных напряжений питания цепей базы и коллектора транзистора ($E_б$, $E_к$), а также амплитуды напряжения возбуждения ($U_в$).

Постоянные напряжения и токи ГВВ ($E_б$, $E_к$, $I_к$, $I_б$) контролируются приборами, установленными на передней панели макета. Для измерения переменных составляющих в установке используется осциллограф, который может подключаться к различным точкам схемы при помощи гнезд, выведенных на переднюю панель ($U_в$, $U_к$, $i_к$, $U_н$).

Гнездо $i_к$ позволяет наблюдать за формой выходного тока АЭ. Для измерения высокочастотных токов в выходной цепи АЭ используются приборы $i_{к1}$ и $i_{к2}$, расположенные в правом верхнем углу передней панели макета. Ручки регулировки постоянных и переменных напряжений также выведены на переднюю панель. Изменение степени связи АЭ с нагрузкой осуществляется переключателем (1–6), а настройка выходных колебательных контуров – ручками C_1 , C_2 . Назначение остальных элементов ГВВ понятно из принципиальной схемы.

1.4. ВЫПОЛНЕНИЕ РАБОТЫ

1.4.1. Изучить принципиальную схему лабораторного макета и ознакомиться с органами управления и приборами для контроля.

1.4.2. Подготовить лабораторную установку к выполнению работы. Для этого необходимо:

- переключатель (I–II) поставить в положение I, что соответствует простой схеме выхода ГВВ;
- ручки потенциометров $E_б$, $i_к$, $U_в$ установить в крайнее левое положение, что соответствует минимальным значениям этих напряжений;
- галетный переключатель (1–6) поставить в положение 1, что соответствует максимальной связи контура с АЭ (максимальной нагрузке);
- ручки C_1 , M , C_2 поставить в крайнее левое положение;
- подключить осциллограф к гнезду $i_к$, включить его и дать прогреться в течение 1–3 минут.

1.4.3. Включить установку (тумблер «сеть») и потенциометром $E_к$ установить напряжение питания на коллекторе транзистора, равное 8 В.

Внимание! При исследовании не допускать зашкаливания приборов.

1.4.4. Установить исходный критический режим работы ГВВ. Для этого необходимо:

- галетный переключатель (1–6) поставить в положение 3;

– изменением напряжения смещения на базе (потенциометр E_6) установить постоянную составляющую коллекторного тока i_k , равную примерно (15–20) мА, что будет соответствовать углу отсечки близкому к 90° ;

– ручкой потенциометра U_b установить ток I_k , равным примерно (75–80) мА. При этом на экране осциллографа должны появиться импульсы коллекторного тока;

– настроить ручкой C_1 выходной контур в резонанс, добившись симметрии провала на вершине импульса коллекторного тока. При этом контурный ток i_k будет иметь максимальное значение;

– уменьшая напряжение возбуждения U_b , получить уплощение вершины импульсов коллекторного тока i_k , что и будет соответствовать критическому режиму работы ГВВ.

В дальнейшем этот режим считать исходным. Показания соответствующих приборов занести в табл. 1.1. Амплитуды напряжения возбуждения U_b и напряжения на нагрузке U_n измерить осциллографом в соответствующих контрольных гнездах на передней панели макета.

1.4.5. Исследовать влияние напряжений смещения E_6 , возбуждения U_b и питания коллектора E_k на напряженность режима и угол отсечки коллекторного тока θ . Для этого необходимо:

– изменяя соответствующее напряжение относительно исходного КР в большую или меньшую сторону при постоянных прочих напряжениях и наблюдая за формой коллекторного тока по осциллографу, установить сначала недонапряженный режим, а затем перенапряженный режим;

– занести в таблицу 1.1 значения токов и напряжений, зарисовать формы импульсов коллекторного тока, соответствующие этим режимам. По изменению формы импульса коллекторного тока оценить изменение (увеличение, уменьшение) угла отсечки относительно величины в исходном режиме, зафиксировав это в таблице 1.1.

1.4.6. Исследовать влияние нагрузки АЭ на напряженность режима ГВВ. Для этого необходимо:

– галетный переключатель (1–6) поставить в положение 3 и установить исходный критический режим в соответствии с подразделом 1.4.4;

– последовательно изменяя положение переключателя влево до 1 и вправо до 6, зафиксировать изменение значений постоянного тока I_k и высокочастотного тока в контуре i_{k1} , напряжения U_l и зарисовать формы импульсов коллекторного тока. Обращать внимание на симметричность провала в импульсе коллекторного тока и при необходимости производить подстройку контура емкостью C_1 . По форме импульсов коллекторного тока определить напряженность режима. Данные занести в таблицу 1.2.

По данным табл. 1.1 и 1.2 построить графики исследованных зависимостей.

Таблица 1.1. Результаты измерений

Исследуемая позиция	E_K , В	E_6 , В	U_B , В	U_H , В	I_K , мА	I_6 , мА	Изменение θ	Форма импульса
КР E_6 НР E_6 ПР U_B НР U_B ПР E_K НР E_K ПР								

Таблица 1.2. Результаты измерений

Положение переключателя	I_K , мА	i_{K1} , мА	U_H , В	Форма импульса	Напряженность режима
1. 2. 3. 4. 5. 6.					

1.5. СОДЕРЖАНИЕ ОТЧЕТА

1.5.1. Схема лабораторной установки.

1.5.2. Таблицы результатов экспериментальных исследований и расчетов.

1.5.3. Графики полученных зависимостей.

1.5.4. Выводы по полученным результатам.

1.6. КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1.6.1. Изобразите структурную схему ГВВ и поясните назначение основных элементов.

1.6.2. Приведите основные характеристики ГВВ.

1.6.3. Запишите уравнение баланса мощностей ГВВ.

1.6.4. Поясните зависимость КПД ГВВ от формы выходного тока.

1.6.5. Перечислите методы анализа ГВВ и их основные особенности.

1.6.6. Опишите метод линейной аппроксимации характеристик ГВВ и основные параметры кусочно-линейной аппроксимации.

1.6.7. Запишите уравнение выходного тока ГВВ в системе параметров линейной аппроксимации.

- 1.6.8. Динамические характеристики ГВВ и методика их построения.
- 1.6.9. Назовите режимы работы ГВВ.
- 1.6.10. Дайте понятие об угле отсечки.
- 1.6.11. Запишите уравнение выходного тока ГВВ в режиме отсечки.
- 1.6.12. Как провести гармонический анализ выходного тока ГВВ с использованием коэффициентов разложения Берга?
- 1.6.13. Поясните методику выбора угла отсечки с точки зрения получения максимального КПД ГВВ.
- 1.6.14. Как изменится угол отсечки выходного тока при увеличении (уменьшении) уровня входного сигнала ГВВ в случае, когда $E_c > E'$?
- 1.6.15. Изобразите и поясните зависимости основных характеристик ГВВ (постоянной составляющей и первой гармоники входного и выходного токов, напряжения на выходном контуре, потребляемой и выходной мощности, мощности рассеяния на выходном электроде АЭ, КПД) при изменении уровня входного сигнала.
- 1.6.16. Изобразите и поясните зависимости основных характеристик ГВВ при изменении напряжения смещения.
- 1.6.17. Изобразите и поясните зависимости основных характеристик ГВВ при изменении напряжения питания.
- 1.6.18. Изобразите и поясните зависимости основных характеристик ГВВ при изменении сопротивления нагрузки.
- 1.6.19. Поясните методику выбора угла отсечки и режима АЭ при работе ГВВ в качестве умножителя частоты.

Список использованных источников

1. Радиопередающие устройства / под ред. В. В. Шахгильдяна. – Москва : Радио и связь, 2003. – 560 с.
2. Головин, О. В. Устройства генерирования, формирования, приема и обработки сигналов : учеб. пособие для вузов / О. В. Головин. – Москва : Горячая линия-Телеком, 2018. – 783 с.
3. Скляр, Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение / Б. Скляр ; пер. с англ. – 2-е изд. – Москва : Вильямс, 2003. – 1104 с.

Лабораторная работа № 2 **ИССЛЕДОВАНИЕ ЦЕПЕЙ СОГЛАСОВАНИЯ**

2.1. ЦЕЛЬ РАБОТЫ

2.1.1. Ознакомиться с принципами построения колебательных систем выходных каскадов передатчиков.

2.1.2. Провести экспериментальное исследование режимов генератора с внешним возбуждением при простой и сложной схемах выхода.

2.1.3. Овладеть приемами настройки генератора на заданную частоту и максимальную мощность.

2.2. КРАТКИЕ ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ СВЕДЕНИЯ

Одним из важнейших требований к радиопередатчикам является обеспечение высокого коэффициента полезного действия (КПД). Именно поэтому предварительные и выходные усилители мощности (УМ) всегда работают в режиме отсечки. Исторически сложилось, что УМ, работающий в режиме отсечки, называют генератором с внешним возбуждением (ГВВ).

На выходе ГВВ включается колебательная цепь (в простейшем случае – одиночный колебательный контур) и нагрузка. В промежуточных каскадах такой нагрузкой является входная цепь следующего каскада. В выходном каскаде полезной нагрузкой является входное сопротивление фидера, питающего антенну, либо непосредственно входное сопротивление самой антенны. К колебательной цепи, включаемой между активным элементом (АЭ) и нагрузкой, называемой еще цепью согласования (ЦС), предъявляется целый ряд требований. ЦС должна:

- трансформировать сопротивление нагрузки (Z_n) в такое сопротивление, которое является оптимальным для АЭ ($R_{ЭГ}$); в противном случае генератор будет работать в невыгодном режиме, что приведет к снижению мощности и КПД;

- задерживать (отфильтровывать) высшие гармоники так, чтобы мощность любой из них, выделяющаяся в нагрузке, не превосходила допустимой величины, что очень важно, поскольку нормы на внеполосные излучения передатчиков очень жестко регламентируются;

- перестраиваться в заданном диапазоне рабочих частот и иметь регулируемую связь с нагрузкой, чтобы при изменении последней в рабочем диапазоне частот была возможность сохранить оптимальную нагрузку для АЭ;

- вносить незначительные потери мощности с тем, чтобы обеспечивать высокий КПД генератора.

Кроме перечисленных, к ЦС предъявляются также требования по стоимости, габаритным размерам, массе, надежности и др.

Так как невозможно одинаково хорошо удовлетворить все перечисленные требования, в зависимости от конкретных условий некоторые из них приходится считать главными, а другие – второстепенными. В случае выходных колебательных систем передатчиков основными являются противоречивые требования получения высокой степени фильтрации высших гармоник в нагрузке при сохранении заданной полосы пропускания и максимального КПД, что ведет к заметным усложнениям ЦС.

Различают две постановки задачи согласования АЭ с нагрузкой (Z_n) на фиксированной частоте и в заданной полосе частот.

В первом случае условие близости Z_n и $R_{эг}$ выполняется в узкой области около частоты согласования, и изменение частоты возбуждения требует перестройки ЦС. Во втором случае рабочую частоту можно менять в пределах полосы согласования, причем режим АЭ будет оставаться близким к оптимальному с заданной точностью. Усилители без перестройки имеют эксплуатационные преимущества перед усилителями с перестройкой ЦС, однако КПД их меньше.

В узкополосных передатчиках ЦС можно строить по простой или сложной схемам. Если применяется один контур и сопротивление нагрузки (антенны) вводится в него как последовательное сопротивление, то схема выхода называется простой. Если же применяются два или более контура, один из которых включен в выходную цепь АЭ (промежуточный контур), а в другой, связанный с первым, вводится нагрузка, то схема выхода называется сложной.

Простая схема выхода. Возможные варианты простой схемы выхода ГВВ, которые могут быть использованы при емкостном характере сопротивления антенны, показаны на рис. 2.1.

Элементы схемы на рис. 2.1 должны в первую очередь обеспечивать настройку контура в резонанс, а во вторую – получение оптимального сопротивления нагрузки генератора. Сопротивление антенного контура, настроенного в резонанс, обозначим через $R_{эА}$. Для схемы на рис. 2.1, а, эквивалентное сопротивление антенного контура между точками коллектор – эмиттер выражается следующим образом:

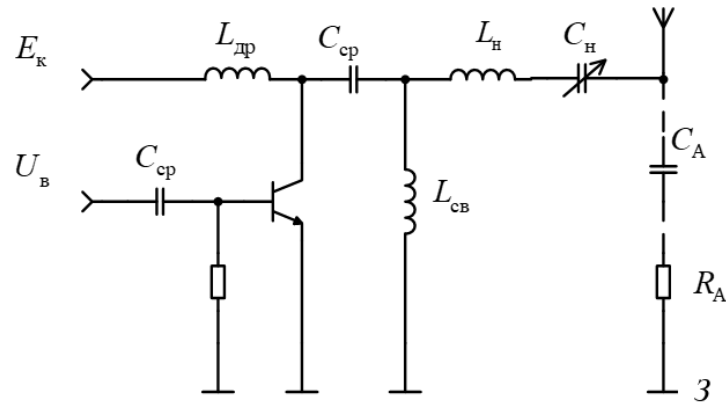
$$R_э = \frac{(\omega L_{св})^2}{r_k}, \quad (2.1)$$

а для схемы на рис. 2.1, б

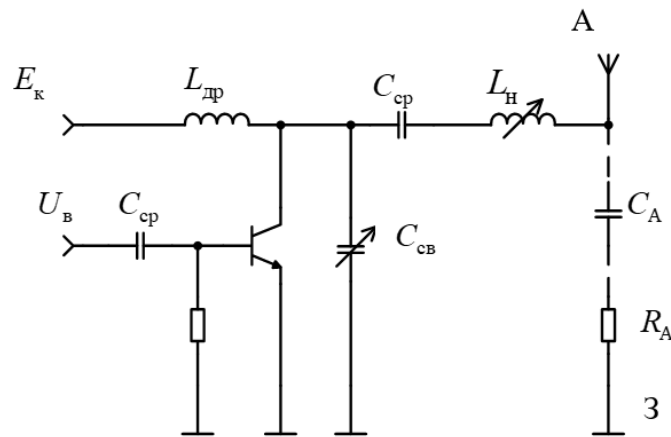
$$R_э = \frac{\left(\frac{1}{\omega C_{св}}\right)^2}{r_k}, \quad (2.2)$$

где r_k – полное активное сопротивление контура.

Подбирая величины элементов связи $C_{св}$ и $L_{св}$, всегда можно обеспечить оптимальное сопротивление нагрузки генератора $R_{ЭГ}$, а изменяя L_H и C_H , можно настроить антенный контур в резонанс.



a



б

Рис. 2.1. Простые схемы выхода ГВВ:
a – с индуктивной связью с антенной;
б – с емкостной связью с антенной

Таким образом, для настройки простой схемы выхода ГВВ необходимы два элемента настройки.

КПД антенного контура можно выразить следующим образом:

$$\eta = \frac{P_A}{P_K} = \frac{I_K^2 R_A}{I_K^2 r_K} = \frac{R_A}{R_K}, \quad (2.3)$$

где I_K – ток в контуре.

При заданном активном сопротивлении антенны (R_A) КПД всегда будет больше в той схеме, в которой меньше активное сопротивление органов настройки антенного контура. Это сопротивление определяется главным образом потерями в катушках индуктивности. Таким образом, КПД будет тем выше, чем меньше индуктивность контура.

Сравним схемы, показанные на рис. 2.1, между собой с точки зрения КПД антенного контура.

При одинаковом значении $R_{ЭГ}$ сопротивления связи в обеих схемах равны между собой:

$$\omega L_{св} = \frac{1}{\omega C_{св}}. \quad (2.4)$$

Следовательно, индуктивное сопротивление катушки связи в схеме на рис. 2.1, а равно емкостному сопротивлению конденсатора связи схемы на рис. 2.1, б.

Индуктивность L_H , включенная в схему (рис. 2.1, б), должна компенсировать емкостное сопротивление антенны и конденсатора связи, т. е. будет выполняться условие

$$\omega L_{св} > \frac{1}{\omega L_{св}}, \quad (2.5)$$

и, следовательно, $\omega L_{св} > \omega C_{св}$. Таким образом, индуктивность, которую следует включать в схему на рис. 2.1, б, больше индуктивности, включаемой в схему на рис. 2.1, а, поэтому потери в схеме на рис. 2.1, б будут больше, а следовательно, эта схема будет иметь более низкий КПД.

Коэффициент фильтрации Φ_C для схемы (см. рис. 2.1, а) определяется следующим выражением:

$$\Phi_C = \frac{1}{n^2} (n^2 - 1) Q, \quad (2.6)$$

где n – номер наивысшей гармоники;

Q – добротность контура,

а для схемы (см. рис. 2.1, б) коэффициент фильтрации Φ_L равен

$$\Phi_L = (n^2 - 1) Q. \quad (2.7)$$

Из выражений (2.6) и (2.7) видно, что коэффициент фильтрации увеличивается с ростом добротности контура Q и для схемы на рис. 2.1, б он выше в n^2 раз, чем в схеме на рис. 2.1, а.

Таким образом, обе схемы, показанные на рис. 2.1, обладают своими преимуществами и недостатками по сравнению друг с другом. Поэтому в каждом

конкретном случае приходится выбирать схему ЦС исходя из противоречивых условий, добиваясь разумного компромисса.

Простая схема выхода генератора обладает меньшими габаритами и проще в изготовлении по сравнению со сложной схемой выхода. Однако ей присущи следующие недостатки: первый – при обрыве антенны или вообще при расстройке антенного контура ГВВ оказывается нагруженным на ненастроенный колебательный контур, сопротивление которого мало, вследствие чего резко возрастают потери на коллекторе транзистора (аноду лампы), т. к. режим АЭ становится недонапряженным; вторым существенным недостатком является низкая фильтрация высших гармоник.

Сложная схема выхода. Довольно часто требования к фильтрации высших гармоник в простой ЦС с нагрузкой приводят к тому, что элементы таких схем оказываются трудно реализуемыми, а КПД ЦС неприемлемо малым. В этом случае используют сложные схемы ЦС. Некоторые варианты сложной схемы выхода ГВВ с последовательным включением антенны в контур показаны на рис. 2.2.

На рис. 2.2, а показана схема с трансформаторной связью между контурами, а на рис. 2.2, б – с емкостной связью.

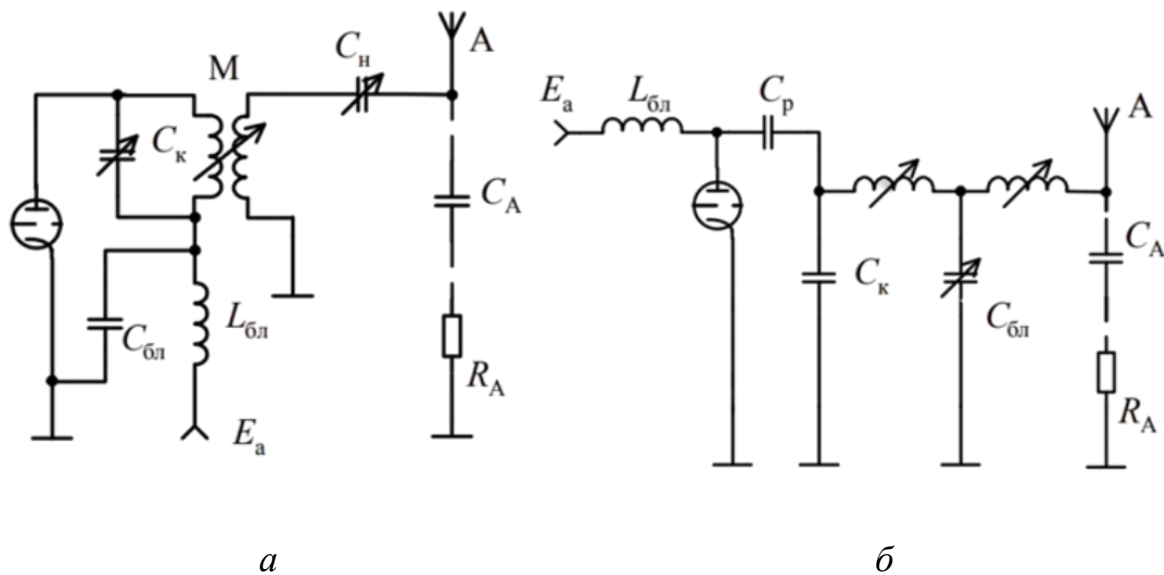


Рис. 2.2. Сложные схемы выхода ГВВ:
а – с трансформаторной связью между контурами;
б – с емкостной связью между контурами

При изменении связи между контурами изменяется вносимое сопротивление из антенного контура в промежуточный:

$$r_{\text{вн}} = \frac{x_{\text{св}}^2}{R'_A}, \quad (2.8)$$

где R'_A – полное активное сопротивление антенного контура;

$x_{св}$ – сопротивление связи между контурами.

Резонансное эквивалентное сопротивление системы двух связанных контуров (нагрузки коллекторной цепи) равно

$$R'_3 = \frac{\rho_K^2}{(r_{пк} + r_{вн})} = \frac{R_{эп} r_{пк}}{(r_{пк} + r_{вн})}, \quad (2.9)$$

где $R_{эп}$ – эквивалентное сопротивление промежуточного контура;

$r_{пк}$ – полное активное сопротивление промежуточного контура;

$\rho_K = \omega L_K$ – волновое сопротивление контура;

Сопротивление R'_3 с уменьшением связи увеличивается, т. к. уменьшается вносимое сопротивление $r_{вн}$, а напряженность режима ГВВ будет также увеличиваться.

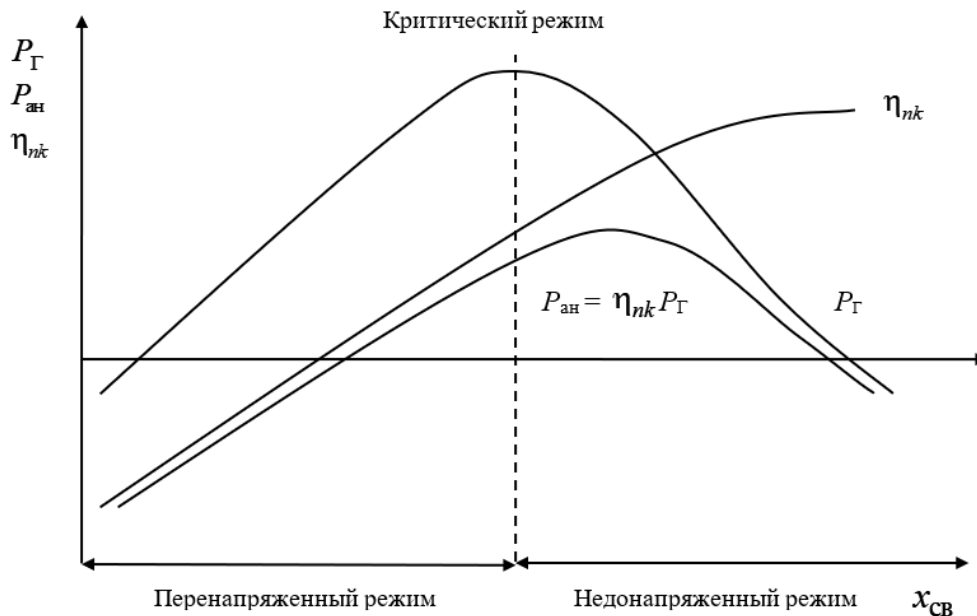


Рис. 2.3. Зависимости полезной мощности ГВВ $P_Г$, КПД промежуточного контура $\eta_{нк}$ и мощности в антенном контуре $P_{ан}$ от степени связи между контурами

В предельном случае ($x_{св} = 0$ и $r_{вн} = 0$) $R'_3 = R_{эп} = Q_{нк} \rho_K$. Тогда если генератор при оптимальной связи работал в критическом режиме, то при $x_{св} = 0$ режим работы генератора станет перенапряженным, что приведет к уменьшению мощности, рассеиваемой на коллекторе (аноде) АЭ. Таким образом, при обрыве антенны (расстройке антенного контура) при сложной

схеме выхода напряженность режима АЭ будет увеличиваться, а мощность, рассеиваемая на АЭ, – уменьшаться.

На рис. 2.3 показаны зависимости полезной мощности генератора P_r , КПД промежуточного контура $\eta_{пк}$ и мощности в антенном контуре $P_{ан}$ от связи между контурами. В качестве начальных условий при $x_{св} = 0$ выбран ПР (перенапряженный режим).

С увеличением $x_{св}$ эквивалентное сопротивление $R'_э$ (выражение (2.9)) будет уменьшаться, а ГВВ переходить из ПР в НР (недонапряженный режим). При этом мощность генератора будет увеличиваться, достигая максимума в КР (критический режим). При дальнейшем увеличении $x_{св}$ мощность генератора начинает уменьшаться. КПД промежуточного контура определяется выражением

$$\eta_{пк} = \frac{r_{вн}}{r_{вн} + r_{пк}} \quad (2.10)$$

и с увеличением связи непрерывно растет, стремясь к 1.

Мощность $P_{ан}$, отдаваемая генератором в антенный контур, определяется как

$$P_{ан} = Pr\eta_{пк}. \quad (2.11)$$

Вследствие того, что КПД контура с увеличением связи непрерывно растет, максимум мощности, отдаваемой генератором в антенный контур, несколько смещается в сторону недонапряженного режима.

Таким образом, если подбирать связь между контурами по максимуму антенного тока, т. е. по максимуму мощности в антенном контуре, то режим генератора окажется слегка недонапряженным, а не критическим.

Коэффициент фильтрации сложной схемы выхода равен произведению коэффициентов фильтрации каждого из связанных контуров, входящих в сложную ЦС, для двухконтурной ЦС будем иметь

$$\Phi_{цс} = \Phi_{пк}\Phi_{ак}, \quad (2.12)$$

где $\Phi_{пк}$ и $\Phi_{ак}$ – коэффициенты фильтрации промежуточного и антенного контуров соответственно.

В транзисторных генераторах, в отличие от ламповых, как правило, требуемое сопротивление для АЭ мало отличается от сопротивления нагрузки, т. е. $R_{ЭГ} \approx Z_n$. Поэтому в транзисторных генераторах колебательные цепи выполняют на основе Г-, Т- и П-образных цепочек в виде простейших фильтров нижних частот.

Наиболее часто используемые на практике схемы согласования транзисторных генераторов показаны на рис. 2.4. Рисунок 2.4, *а* соответствует простой схеме выхода, а рисунок 2.4, *б* – сложной.

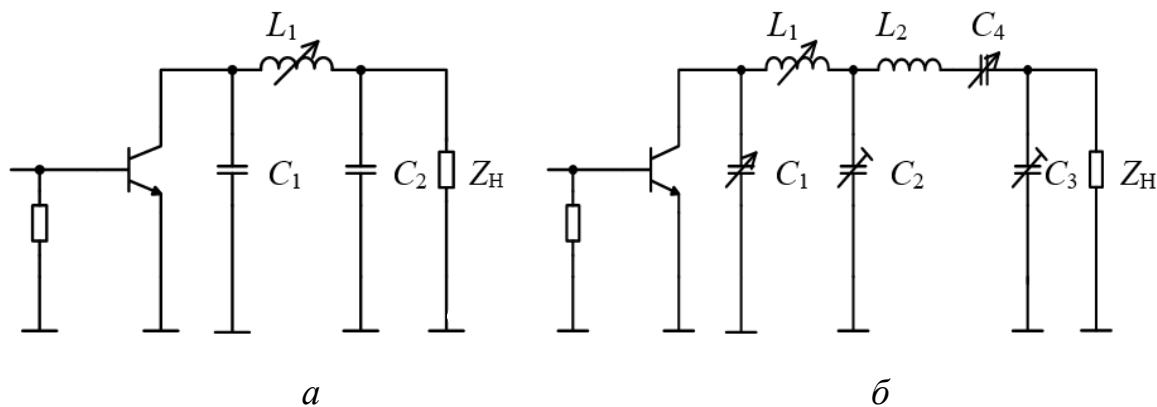


Рис. 2.4. Схемы согласования транзисторных ГВВ:
а – простая; *б* – сложная

Противоречивость требований наибольшей фильтрации и наименьших потерь в ЦС частично разрешается переходом к двух-, трехконтурным и более сложным цепям, в которых можно сформировать более прямоугольную АЧХ. Хотя при этом общее число LC -элементов возрастает, относительно реактивные токи в них существенно уменьшаются, и КПД оказывается выше. Поскольку требуется отфильтровывать только высшие гармоники, выходные колебательные системы (ВКС) целесообразно строить не в виде полосового фильтра (ПФ), например, состоящего из параллельных и последовательных LC -контуров, настроенных на основную гармонику, а в виде ФНЧ, образованного последовательным соединением Г-, Т- и П-цепочек, в которых в продольных ветвях включены индуктивности, а в поперечных – конденсаторы. При одинаковых значениях коэффициента фильтрации и добротности L - и C -элементов это снижает контурные токи и напряжения и уменьшает в них потери (примерно в 2 раза). Поэтому первую схему на рис. 2.5 можно рассматривать как Г-цепочку, которая при $X_1 = 1 / j\omega C_1$, $X_2 = j\omega L_2$ является двухзвенным ФНЧ.

При построении перестраиваемых ВКС ламповых передатчиков мощностью выше 10–20 кВт применяют многосвязные ФНЧ в виде П-контуров (рис. 2.5). Выбор числа LC -элементов ВКС и их величин определяется как требованиями к фильтрации высших гармоник, так и обеспечением заданной трансформации нагрузочных сопротивлений, например входного сопротивления антенны Z_A или фидера $Z_{вх. ф}$ в номинальное нагрузочное сопротивление $R_{экв}$. П-контур обеспечивает удовлетворительные характеристики (КПД не ниже 80–90 %) при значениях коэффициента фильтрации $a_{ф1}$ не более 40–50 дБ. Переход к сдвоенному П-контурному целесообразен только при высоких требованиях к фильтрации.

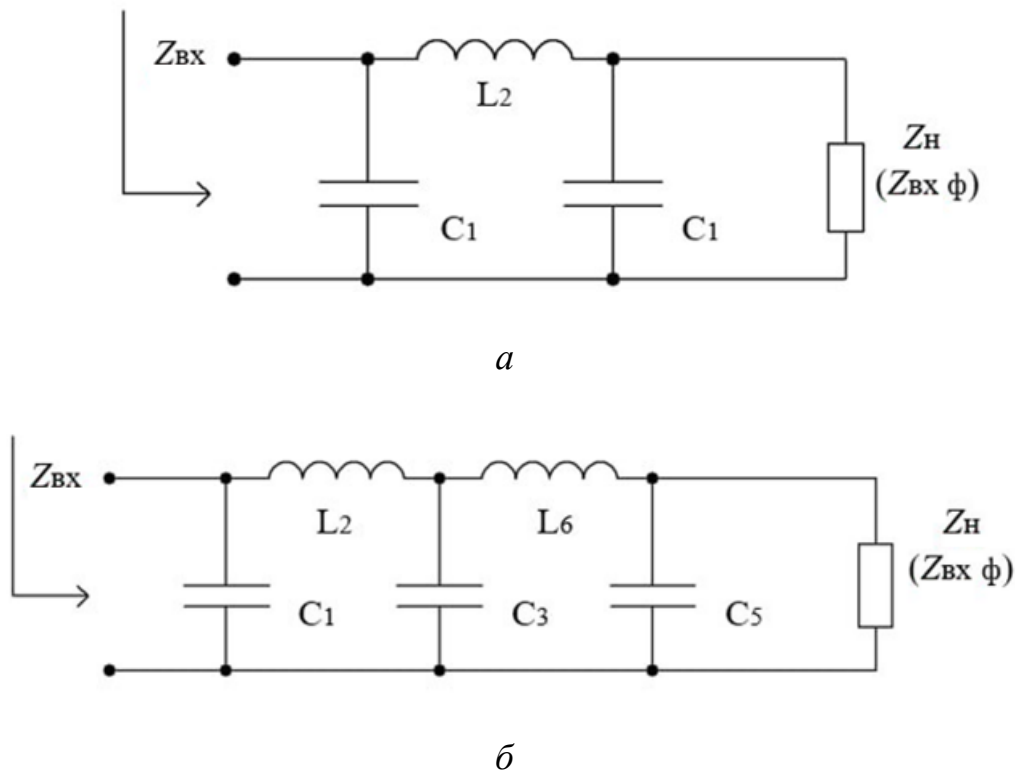


Рис. 2.5. Многозвенные ФНЧ:
a – с одним П-контуром;
б – со сдвоенным П-контуром

В ВКС мощных передатчиков (250–500 кВт и выше) выделяют отдельно функции фильтрации и трансформации нагрузочных сопротивлений между отдельными звеньями или контурами. На рис. 2.6 показан пример построения ВКС вещательных КВ-передатчиков мощностью 250–500 кВт. Промежуточное звено II ($C_3''C_4''C_5''$) обеспечивает основную фильтрацию высших гармоник, не внося трансформации нагрузочных сопротивлений. В звене I индуктивность L_a вместе с выходной емкостью лампы $C_{\text{вых}}$ образует контур, настроенный на частоту ниже рабочей:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_a C_{\text{вых}}}} < \omega. \quad (2.13)$$

Поэтому на частоте ω контур представляет небольшое емкостное сопротивление и вместе с катушкой индуктивности L_2 и конденсатором C_3 трансформирует нагрузочное сопротивление R_H в $R_{\text{экв}}$. Звено III трансформирует входное сопротивление фидера (антенны) $Z_{\text{вх. ф}}$ в номинальное нагрузочное сопротивление R_H . Как и звено I, в котором сопротивление П-контура на частотах высших гармоник емкостное, звено III представляет П-контур и вносит дополнительную фильтрацию высших гармоник в нагрузку.

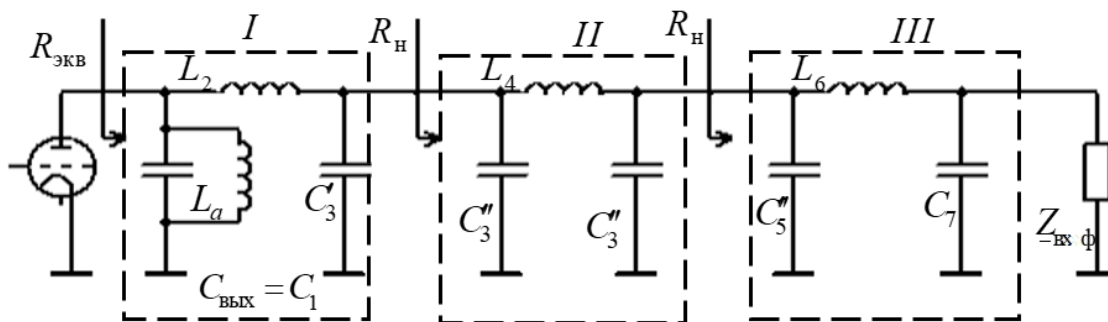


Рис. 2.6. ВКС мощного радиовещательного КВ-передатчика

Нагрузкой передатчика является антенна, которая характеризуется номинальным сопротивлением $R_{A \text{ ном}}$ и значением КБВ_А, которое для современных антенн составляет порядка 0,7–0,8. Однако во многих случаях, например для радиовещательных передатчиков КВ-диапазона, применяют антенны с КБВ_А до 0,5 и даже 0,3. Кроме того, фидер, соединяющий антенну с передатчиком, из-за $Z_{\phi} \neq R_{A \text{ ном}}$ может тоже вносить заметные рассогласования, и его входное сопротивление $Z_{\text{вх } \phi}$ может отклоняться от $R_{A \text{ ном}}$ в еще больших пределах. Поэтому передатчик должен обеспечивать работоспособность при КБВ фидера (КБВ_А антенны), составляющем не более 0,2–0,5. Для этого согласующее устройство (звено III на рис. 2.6) должно обеспечивать на всех частотах рабочего диапазона трансформацию $Z_{\text{вх } \phi}$ или Z_A в R_H (в случае ВКС в виде одного (см. рис. 2.5, а) или сдвоенного П-контура (см. рис. 2.5, б) трансформировать $R_{\text{эКВ}}$).

В передатчиках малой и средней мощностей, особенно при работе на укороченную антенну (длина вибратора много меньше $\frac{\lambda}{4}$), величина $R_A \ll R_H$ или $R_{\text{эКВ}}$. В этом случае согласующее устройство с антенной должно компенсировать реактивную составляющую X_A (обычно $|X_A| \gg R_A$) и трансформировать ее в R_H (или $R_{\text{эКВ}}$) только в сторону повышения R_A . Поэтому согласующее устройство может быть более простым – в виде Г-цепочки (рис. 2.7). Индуктивность L компенсирует реактивную составляющую входного сопротивления антенны и вместе с емкостью C трансформирует R_A в R_H (или $R_{\text{эКВ}}$).

Поскольку требуется отфильтровывать только дискретные частоты – высшие гармоники (2ω , 3ω и т. д.), то можно устанавливать специальные резонансные контуры – последовательные (рис. 2.8, а) или параллельные (рис. 2.8, б), настраиваемые на частоты n -х гармоник, т. е. в ВКС включают дополнительные узкополосные режекторные фильтры.

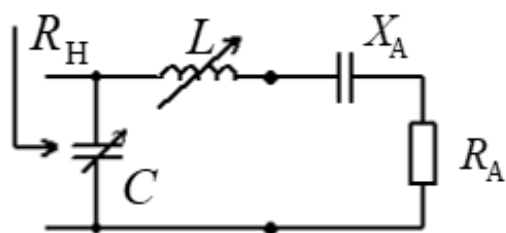


Рис. 2.7. Согласующее устройство в виде Г-цепочки

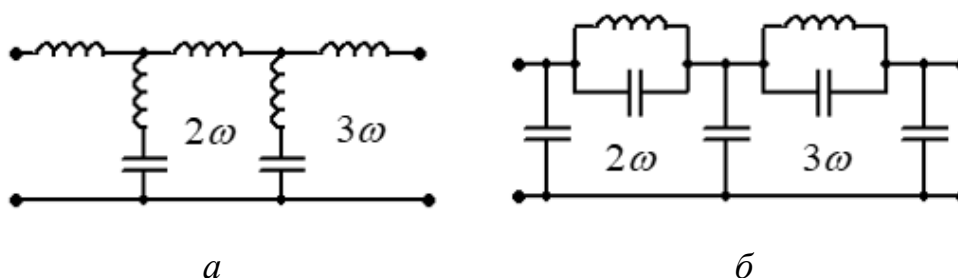


Рис. 2.8. Последовательные (а) и параллельные (б) резонансные контуры для фильтрации высших гармоник

Обычно ограничиваются включением фильтров на наиболее интенсивные вторую и третью гармоники. Включение резонансных контуров в первую очередь целесообразно в передатчиках, работающих на одной фиксированной частоте, например в телевизионных. Однако их часто устанавливают также в радиовещательных передатчиках ДВ-, СВ-, КВ-диапазонов, которые работают на одной или нескольких заранее известных частотах, а потому могут быть осуществлены точная настройка и перестройка дополнительных фильтров на нужные гармоники.

В широкодиапазонных передатчиках, часто перестраиваемых, применение ВКС в виде многосвязных ФНЧ требует согласованной перестройки по определенному алгоритму всех LC -элементов в диапазоне частот. Возможно другое решение, исключающее трудоемкую ручную или сложную автоматическую перестройку индуктивностей и конденсаторов, надежность и срок службы которых заметно меньше, чем у постоянных, а также сокращающее время перехода с одной частоты на другую. Для этого на выходе передатчика включают один или k фильтров, переключаемых на отдельные поддиапазоны. Обычно фильтры проектируются без трансформации нагрузочного сопротивления ($R_{\text{вх. ном}} \approx R_{\text{н. ном}}$), и их принято называть фильтрами гармоник (ФГ).

На рис. 2.9 показана структурная схема такого устройства, которое содержит два переключателя или реле и только одно перестраиваемое вручную или автоматически согласующее устройство, обеспечивающее при перестройке по частоте и при смене антенны трансформацию на основной частоте $\underline{Z}_A$ или $\underline{Z}_{\text{вх. ф}}$

в номинальное нагрузочное сопротивление с $K_{БВ_n}$ обычно не ниже 0,7–0,85. Каждый переключаемый фильтр проектируется на заданную неравномерность АЧХ в полосе пропускания, в которой обеспечивается КБВ на входе фильтра не ниже 0,7–0,9 при номинальном сопротивлении нагрузки. Для упрощения схем построения фильтров лучше выбирать коэффициент перекрытия диапазона K_f не более 2. Чаще всего для этих целей выбирают так называемые полуктавные фильтры с $K_f = 1,6–1,8$, среди которых наиболее простыми по числу реактивных элементов являются ФНЧ Кауэра.

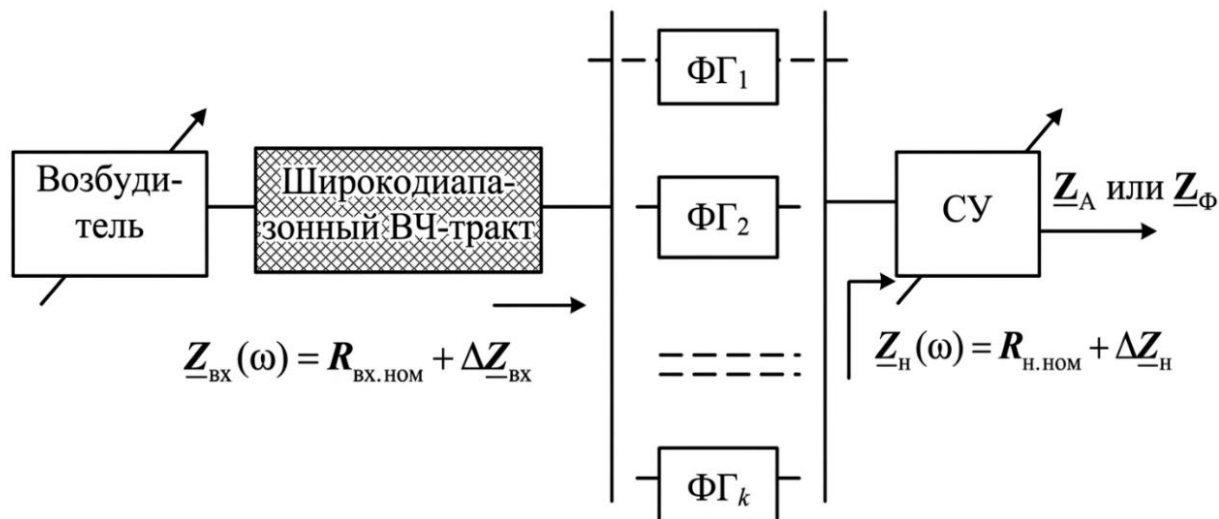


Рис. 2.9. ВКС с переключаемыми фильтрами

К недостаткам переключаемых фильтров следует отнести сложность настройки, более высокие требования к точности изготовления реактивных элементов, большие габариты и вес. Поэтому с учетом экономических показателей их выгодно применять до уровня выходной мощности передатчика порядка 15 кВт.

2.3. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ЧАСТЬ

2.3.1. Настройка и регулировка ГВВ.

При регулировке и настройке генератора можно исходить из наилучшего использования лампы (транзистора) по току и напряжению или из заданной мощности и максимально возможного КПД генератора.

Рекомендуется первоначально проводить настройку на лучшее использование лампы (транзистора), а затем уже снижать полученную мощность до требуемой величины и за счет этого повышать КПД генератора.

При настройке генератора на наивыгоднейшее использование АЭ необходимо обеспечить: настройку контура в резонанс, угол отсечки, близкий к 90° ; критический режим генератора; полное использование АЭ по току.

При включении генератора его колебательный контур обычно расстроен и, следовательно, на аноде лампы (коллекторе транзистора) будут большие потери, которые могут превзойти допустимые потери. Поэтому рекомендуется производить настройку контура в резонанс при пониженном анодном (коллекторном) напряжении. Эта процедура особенно важна при настройке мощных каскадов передатчика.

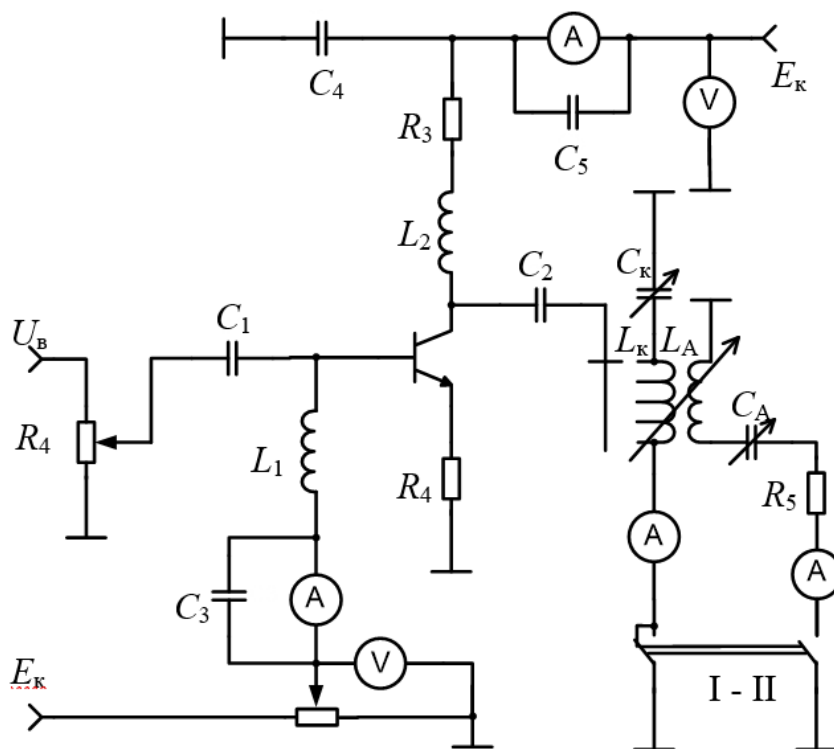


Рис. 2.10. Схема лабораторного макета

На рис. 2.10 изображена схема лабораторного макета. Она предназначена для исследования простой и сложной ЦС узкополосного транзисторного передатчика. В ГВВ использована параллельная схема питания входной и выходной цепи. Предусмотрен контроль постоянных составляющих базового и коллекторного токов, напряжения базового смещения и коллекторного питания, а также токов в выходном и антенном контуре. Настройка выходного контура ГВВ и антенного контура осуществляется соответственно с помощью переменных конденсаторов C_1 и C_2 , индуктивная связь между контурами изменяется с помощью регулятора M . С помощью переключателя I-II осуществляется включение простой (I) и сложной (II) схем выхода ЦС. Ступенчатая регулировка нагрузочного сопротивления R_9 производится переключателем 1-6.

Антенный контур простой схемы выхода настраивается по минимуму постоянной составляющей анодного (коллекторного) тока либо максимуму сеточного (базового) или контурного токов. Критический режим устанавливается подбором сопротивления связи по максимуму антенного (контурного) тока.

При регулировке сложной схемы выхода сначала настраивают промежуточный контур по максимуму тока или по минимуму постоянной составляющей анодного (коллекторного) тока. Настройку промежуточного контура проводят при разомкнутом антенном контуре. Настройка антенного контура производится при слабой связи с промежуточным контуром по максимуму антенного тока или по максимуму постоянной составляющей анодного (коллекторного) тока. Настроенный антенный контур вносит максимальное активное сопротивление в промежуточный контур, вследствие чего эквивалентное сопротивление последнего имеет минимальное значение, а постоянная составляющая анодного (коллекторного) тока – максимальное.

Критический режим работы генератора устанавливается подбором связи между контурами по максимуму антенного тока.

2.3.2. Выполнение работы.

2.3.2.1. Изучить принципиальную схему лабораторной установки (см. рис. 2.10). Ознакомиться с приборами для контроля и снятия характеристик.

2.3.2.2. Подготовить лабораторную установку для исследования простой схемы выхода. Для этого необходимо:

- переключатель (I–II) поставить в положение I, что соответствует простой схеме выхода;

- установить ручки потенциометров E_k , E_6 , U_b в крайнее левое положение, что соответствует минимальным значениям напряжений;

- галетный переключатель поставить в положение 3, что соответствует средней величине нагрузки контура;

- ручки C_1 , M , C_2 поставить в крайнее левое положение;

- подключить осциллограф к гнезду i_k , включить его и дать прогреться 2–3 минуты;

- включить питание установки (тумблер «сеть») и ручкой потенциометра E_k установить напряжение на коллекторе транзистора 8 В.

2.3.2.3. Установить критический режим работы ГВВ, для этого:

- изменением положения ручки E_6 установить постоянную составляющую тока коллектора (I_k), равную 15 мА;

- вращением ручки потенциометра U_b , увеличивая напряжение возбуждения, установить ток коллектора I_k равным 85 мА. На экране осциллографа должны появиться импульсы коллекторного тока;

- изменяя величину емкости ручкой C_1 , добиться симметричного провала на вершине импульса коллекторного тока, что соответствует настройке колебательного контура в резонанс;

– уменьшая напряжение возбуждения ручкой потенциометра U_B , получить уплощение импульсов коллекторного тока I_K , что соответствует критическому режиму работы ГВВ.

В дальнейшем критический режим работы ГВВ считать исходным.

2.3.2.4. Снять нагрузочные характеристики простой схемы выхода ГВВ, т. е. снять зависимости

$$(I_K, I_6, i_{K1}, U_K) = f(n),$$

где n – положение переключателя 1–6.

Положение 1 соответствует наибольшему значению R_{Σ} . Токи I_K , I_6 и i_{K1} измеряются с помощью приборов на лицевой панели установки, а U_K – с помощью осциллографа, подключаемого к гнезду « U_K » установки.

Показания измерительных приборов для каждого положения переключателя занести в таблицу 2.1.

Таблица 2.1. Показания измерительных приборов

n	I_K	I_6	i_{K1}	U_K	Примечание

2.3.2.5. По полученным экспериментальным данным провести теоретический расчет $P_0, P_{\sim}, \eta, R_{\Sigma}, \rho$, пользуясь следующими выражениями:

подводимая мощность

$$P_0 = I_K E_{K0},$$

колебательная мощность

$$P = 1/2 I_{K1} U_K, \quad I_{K1} = 1,57 I_K,$$

КПД анодной цепи

$$\eta = P_{\sim} / P_0,$$

эквивалентное сопротивление

$$R_{\Sigma} = U_K / I_K,$$

коэффициент анодной связи

$$\rho = R_{\Sigma} / (Q_K \rho_K), \quad \rho_K = 2\pi f L_K,$$

$$f = 350 \text{ кГц}, \quad L_K = 43 \text{ мкГн},$$

$$Q_K = 100$$

Полученные расчетные значения свести в таблицу 2.2 и построить графики.

Таблица 2.2. Расчетные данные

n	P_0 , Вт	$P_{\sim}$, Вт	I_{K1} , мА	η , %	R_{Σ} , Ом	ρ

2.3.2.6. Провести регулировку и настройку сложной схемы выхода ГВВ на максимальную мощность в антенном контуре.

Для этого:

- установить исходный режим ГВВ (п. 2.3.2.3);
- переключатель (I–II) поставить в положение II;
- ручку «М» вывести в крайнее левое положение, что соответствует минимальной связи между контурами;

– изменением емкости C_2 добиться максимального значения тока в антенном контуре (i_{k2}).

Проверить правильность настройки выходной системы контуров можно путем отключения антенного контура (переключатель (I–II)) в положение I. Если промежуточный контур окажется настроенным в резонанс, то настройка произведена правильно (контроль резонанса по максимуму U_k или минимуму I_k);

– переключатель 1–6 перевести в положение 1. При этом генератор должен оказаться в перенапряженном режиме (контроль режима провести по форме импульса коллекторного тока, подключив осциллограф к гнезду i_{k1}).

2.3.2.7. Снять нагрузочные характеристики генератора со сложной схемой выхода, т. е. снять зависимости

$$(I_k, I_6, i_{k1}, i_{k2}, U_k) = f(x_{св}),$$

где U_k – напряжение на антенном контуре, которое измеряется осциллографом в гнезде U_n установки;

$x_{св}$ – коэффициент связи между контурами, который измеряется ручкой «М» в пределах 1–5.

По полученным экспериментальным данным провести расчет нагрузочных характеристик генератора сложной схемы ($P_0, P_{\sim}, P_A, \eta, \eta_k$), пользуясь следующими выражениями:

– колебательная мощность $P_{\sim} = \frac{1}{2} U_k I_{k1}$;

– последовательное сопротивление ненагруженного промежуточного контура $z_k = \frac{\rho_k}{Q_k}$;

– обратность нагруженного промежуточного контура $Q_n = \frac{U_n^2}{2\rho_k P_{\sim}}$;

– последовательное сопротивление нагруженного промежуточного контура $r = \frac{\rho_k}{Q_n}$;

– вносимое сопротивление $r_{вн} = r - r_k$;

– КПД промежуточного контура $\eta_k = \frac{r_{вн}}{r}$;

– мощность в антенном контуре $P_A = P_{\sim} \eta_k$.

Экспериментальные и расчетные данные свести в таблицу 2.3 и построить графики.

Таблица 2.3. Результаты

Экспериментальные данные						Расчетные данные				
$x_{св}$	$I_k, \text{мА}$	$I_6, \text{мА}$	$i_{k1}, \text{мА}$	$i_{k2}, \text{мА}$	$U_k, U_n, \text{В}$	$P_0, \text{Вт}$	$P_{\sim}, \text{Вт}$	$P_A, \text{Вт}$	η	η_k

2.4. СОДЕРЖАНИЕ ОТЧЕТА

2.4.1. Принципиальная схема лабораторной установки.

2.4.2. Таблицы экспериментальных и расчетных данных настройки генератора с простой и сложной схемой выхода.

2.4.3. Графики экспериментальных и расчетных зависимостей.

2.4.4. Краткие выводы по полученным результатам.

2.5. КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

2.5.1. Как можно приближенно настроить усилитель простой схемы по амперметру в контуре?

2.5.2. Как зависит острота экстремумов тока в контуре коллекторного тока от напряженности режима?

2.5.3. Как влияет на напряженность режима расстройка коллекторного контура?

2.5.4. Объясните ход кривой зависимости переменного напряжения на коллекторе транзистора от эквивалентного сопротивления нагрузки в областях недонапряженного и перенапряженного режимов.

2.5.5. В какой режим перейдет генератор при обрыве антенны при простой схеме выхода? При сложной?

2.5.6. Как может быть настроена сложная схема выхода при отсутствии амперметра в антенном контуре?

2.5.7. В каком режиме АЭ наблюдается максимальная мощность в антенном контуре при сложной схеме выхода?

2.5.8. Поясните особенности применения многозвенных ФНЧ в ВКС передатчиков мощностью свыше 10 кВт.

2.5.9. В каких случаях допускается построение ВКС в виде дополнительных резонансных контуров, настроенных на частоты n -х гармоник передатчика?

2.5.10. Изобразите структурную схему и поясните особенности построения ВКС широкодиапазонных радиопередающих устройств (РПДУ) в виде переключаемых фильтров.

Список использованных источников

1. Радиопередающие устройства / под ред. В. В. Шахгильдяна. – Москва : Радио и связь, 2003. – 560 с.

2. Головин, О. В. Устройства генерирования, формирования, приема и обработки сигналов : учеб. пособие для вузов / О. В. Головин. – Москва : Горячая линия-Телеком, 2018. – 783 с.

3. Скляр, Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение / Б. Скляр ; пер. с англ. – 2-е изд. – Москва : Вильямс, 2003. – 1104 с.

Лабораторная работа № 3

ИССЛЕДОВАНИЕ ТРЕХТОЧЕЧНЫХ СХЕМ ПОЛУПРОВОДНИКОВОГО АВТОГЕНЕРАТОРА

3.1. ЦЕЛЬ РАБОТЫ

3.1.1. Ознакомиться с физикой работы и принципами построения автогенераторов.

3.1.2. Исследовать энергетические характеристики и влияние нагрузки на режим работы транзисторных автогенераторов, построенных по емкостной и индуктивной трехточечным схемам в критическом и недонапряженном режимах.

3.2. КРАТКИЕ ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ СВЕДЕНИЯ

3.2.1. Общие сведения об автоколебаниях

Колебания, самостоятельно возникающие в отсутствие внешних воздействий, называются автоколебаниями, а устройства и системы, в которых они возникают, – автоколебательными. Такими устройствами, широко используемыми в современной технике, являются разнообразные источники или генераторы колебаний (электрических, механических, звуковых, световых), называемые часто автогенераторами (АГ).

В состав автоколебательной системы должен входить источник энергии, за счет расхода которой поддерживаются колебания. В большинстве случаев в автогенераторах используются источники энергии постоянного напряжения или тока. Такие автогенераторы являются преобразователями энергии постоянного напряжения или тока в энергию колебаний (рис. 3.1).

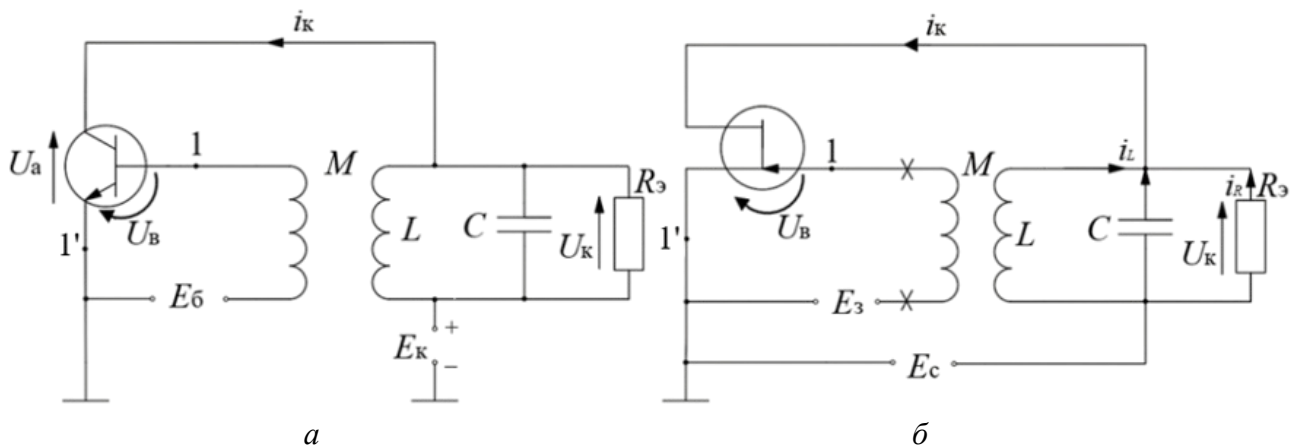


Рис. 3.1. Схемы автогенераторов на биполярном (а) и полевом (б) транзисторах с колебательным контуром в выходной цепи

Каждая схема состоит из двух частей: 1) избирательного усилителя, содержащего активный нелинейный элемент (транзистор), входом которого является промежуток между точками 1-1', и колебательную систему (колебательный контур); 2) цепи обратной связи (трансформатора), по которой колебание с выхода усилителя подается обратно на его вход. Генераторы, содержащие избирательный усилитель и внешнюю цепь обратной связи, называются автогенераторами с внешней обратной связью. Общая структурная схема автогенератора с внешней обратной связью, содержащая упомянутые выше части, приведена на рис. 3.2.



Рис. 3.2. Общая структурная схема автогенератора с внешней обратной связью

Здесь и далее будем использовать следующие обозначения токов и напряжений независимо от типа применяемого активного элемента (АЭ): U_B – напряжение на входе АЭ, U_a – напряжение на выходе АЭ, U_k – напряжение на контуре, i_b – входной ток АЭ, I_k – ток в выходной цепи АЭ.

В большинстве случаев причиной возникновения автоколебаний в генераторах являются флуктуации, всегда имеющие место в элементах реальной схемы. Ток, протекающий через АЭ, всегда флуктуирует из-за наличия дробового эффекта. Другими источниками подобных обычно весьма слабых колебаний являются тепловое движение электронов в приборе и резисторах, флуктуации токораспределения в приборах и т. д. Благодаря этим явлениям токи и напряжения во всех элементах схемы даже при постоянстве питающих напряжений быстро изменяются случайным образом. Спектр этих колебаний близок по характеру к белому шуму, т. е. содержит компоненты практически любых частот. Предположим, что такие флуктуации появились в напряжении U_B на входе активного элемента АЭ. Они вызовут колебания тока I_k в выходной цепи АЭ. На выходе колебательной системы (контуре) появится напряжение $U_{кэ}$, причем, поскольку контур имеет максимальное эквивалентное сопротивление $Z_э = R_э$ на резонансной частоте ω_0 , наибольшее напряжение на нем создадут компоненты с частотами, близкими к ω_0 . Напряжение U_k через цепь обратной связи передается на вход АЭ, создавая напряжение U_B . Если какая-то компонента

U_B окажется в фазе с первоначальной компонентой U_B той же частоты и притом будет иметь большую амплитуду, она вызовет большее изменение тока I_K , что приведет к дальнейшему возрастанию напряжения U_K и, как следствие, еще большему U_B . Таков механизм самовозбуждения колебаний частоты ω_T , близкой к ω_0 , в процессе которого амплитуды колебаний U_K , I_K и U_B возрастают. Этот процесс имеет место, если на частоте ω_T коэффициент передачи напряжения по замкнутой цепи генератора больше единицы: $K > 1$. Представляя последний в виде произведения коэффициента усиления усилителя $K_y = U_K / U_B$ и коэффициента обратной связи $K_{o.c} = U_{o.c} / U_K$, получим условие, необходимое для нарастания колебаний:

$$K = K_y K_{o.c} > 1. \quad (3.1)$$

3.2.2. Дифференциальное уравнение автогенератора. Условия самовозбуждения

Составим дифференциальное уравнение генератора (см. рис. 3.1), учитывающее только переменные составляющие токов и напряжений. Согласно первому закону Кирхгофа ток в выходной цепи

$$i_K = i_L + i_C + i_R. \quad (3.2)$$

С целью упрощения расчетов используем два допущения:

а) входной ток активного элемента считаем отсутствующим ($i_B = 0$), что достигается в генераторах на полевых транзисторах подачей надлежащего смещения во входную цепь, тогда

$$U_K = L \frac{di_L}{dt} = \frac{1}{C} \int i_C dt = i_R R_3. \quad (3.3)$$

$$U_B = M \frac{di_L}{dt} = \frac{M}{L} U_R. \quad (3.4)$$

б) пренебрегаем влиянием выходного напряжения усилителя на ток i_K , считая его зависящим только от входного напряжения

$$i_K = \Phi(U_B), \quad (3.5)$$

что в большинстве случаев лишь несколько снижает точность расчетов, не влияя на характер получающихся зависимостей.

Выражение (3.5) можно рассматривать как аппроксимацию характеристики прямой передачи активного элемента относительно рабочей точки. Производную тока i_K по времени запишем как

$$\frac{di_K}{dt} = \frac{di_K}{dU_B} \cdot \frac{dU_B}{dt} = S(U_B) \frac{dU_B}{dt}. \quad (3.6)$$

где $S(U_B) = \Phi'(U_B)$ – крутизна характеристики (3.5). Заменяем токи в выражении (3.2) согласно формулам (3.5) и (3.3):

$$\frac{1}{L} \int U_K dt + C \frac{dU_K}{dt} + \frac{U_K}{R_3} = \Phi(U_B). \quad (3.7)$$

Дифференцируя это уравнение по времени, используя выражения (3.6) и (3.4) и обозначая $\omega_0^2 = 1 / LC$, получаем дифференциальное уравнение генератора:

$$\frac{d^2 U_B}{dt^2} + \left[\frac{1}{R_3 C} - \frac{MS(v_B)}{LC} \right] \frac{dU_B}{dt} + \omega_0^2 U_B = 0. \quad (3.8)$$

Это уравнение является нелинейным, поскольку коэффициент при dU_B / dt зависит от искомой переменной U_B . Нелинейность уравнения является следствием наличия в схеме нелинейного элемента. Уравнение определяет все свойства рассматриваемого генератора, и его решение позволяет установить и условия самовозбуждения, и особенности стационарных колебаний, и характер переходных процессов.

При определении условий самовозбуждения колебаний нелинейное уравнение генератора (3.7), как уже отмечалось, может быть заменено линейным. Действительно, в этом случае нас интересует выяснение только вопроса, что будет с небольшим отклонением от состояния равновесия: станет оно затухать или нарастать? Так как нелинейная функция $S(U_B)$, представляющая крутизну характеристики прямой передачи, не имеет разрыва, для малых величин U_B она может быть заменена значением этой функции при $U_B = 0$, т. е. крутизной $S(0) = S$ в рабочей точке.

$$\frac{d^2 U_B}{dt^2} + \left[\frac{1}{R_3 C} - \frac{MS}{LC} \right] \frac{dU}{dt} + \omega_0^2 U = 0. \quad (3.9)$$

Здесь напряжение U записано без индекса, поскольку уравнение справедливо и для U_K , в чем легко убедиться, используя выражение (3.4). Уравнение (3.9) можно записать как уравнение контура:

$$\frac{d^2 U_B}{dt^2} + 2\alpha_3 \frac{dU}{dt} + \omega_0^2 U = 0. \quad (3.10)$$

С эквивалентным коэффициентом затухания $\alpha_3 = \frac{1}{2} \left[\frac{1}{R_3 C} - \frac{MS}{LC} \right]$. Его решение имеет вид

$$U = A_e^{-\alpha_3 t} \sin(\omega_c t + \varphi), \quad (3.11)$$

где A и φ – амплитуда и фаза, зависящие от начальных условий; $\omega_c = \sqrt{\omega_0^2 - \alpha_3^2}$ – частота свободных колебаний.

Если записать $R_3 = L / Cr$, где r – сумма сопротивлений потерь, включенных последовательно в ветвях контура, то

$$\alpha_3 = \frac{1}{2} \left[\frac{r}{L} - \frac{MS}{LC} \right] = \alpha - \frac{MS}{2LC}. \quad (3.12)$$

где $\alpha = r / 2L = 1/2R_3C$ – коэффициент затухания контура.

Уравнение (3.10) показывает, что генератор эквивалентен колебательному контуру, коэффициент затухания которого уменьшен на величину $MS / 2LC$, зависящую от взаимной индукции M , т. е. от обратной связи. Полученный результат означает, что переменное напряжение на входе активного элемента, обязанное наличию обратной связи, создает ток i_k , доставляющий в колебательную систему энергию, компенсирующую потери в ней. Необходимая же энергия переменного тока i_k получается благодаря тому, что переменное напряжение U_k управляет расходом энергии источника постоянного тока, имеющимся в выходной цепи, т. е. благодаря преобразованию энергии постоянного тока в энергию переменного тока.

Если обратная связь невелика ($\alpha_3 > 0$ или $MS / C < r$), вносимая энергия лишь частично компенсирует расходуемую в колебательной системе, поэтому возникшее колебание затухает, хотя и медленнее, чем в отсутствие обратной связи.

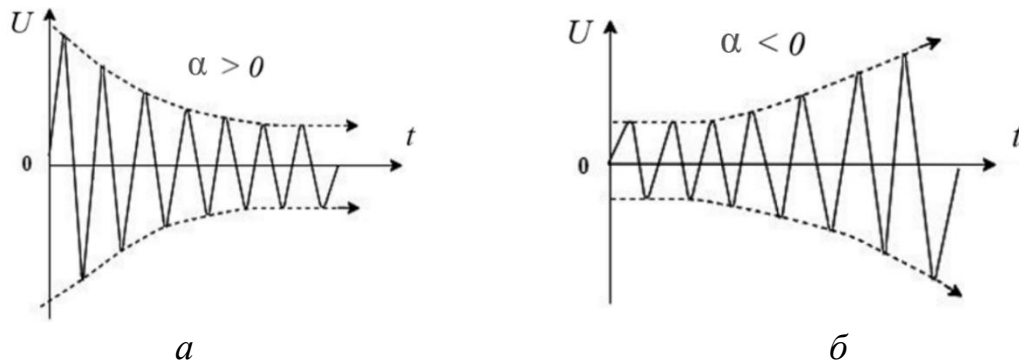


Рис. 3.3. Зависимость характера колебаний при положительном (а) и отрицательном (б) значении коэффициента затухания контура

При достаточно сильной обратной связи коэффициент α_3 оказывается отрицательным (вносимая энергия больше расходуемой) и колебания нарастают. Зависимость характера колебаний от α_3 показана на рис. 3.3.

В рамках допущений, принятых при выводе уравнения генератора, коэффициент обратной связи $K_{o.c} = M / L$, а коэффициент усиления усилителя $K_y = SR_3$. Поэтому условие самовозбуждения (3.14) идентично условию (3.1).

Обратная связь, способствующая самовозбуждению колебаний, называется положительной. В рассмотренном случае она соответствует $M > 0$. Если знак M изменить на обратный, для чего достаточно поменять местами точки подключения одной из обмоток трансформатора, то затухание контура возрастет и самовозбуждение станет невозможным. Обратная связь, затрудняющая самовозбуждение, т. е. увеличивающая устойчивость состояния равновесия, называется отрицательной. Следовательно, для создания автогенераторов необходимо использование положительной обратной связи.

Условия самовозбуждения генератора можно записать как

$$\alpha_3 < 0 \quad (3.13)$$

или

$$M > M_{\text{кр}} = L / S_{RЭ} = rC / S. \quad (3.14)$$

3.2.3. Стационарный режим автогенератора

Точных аналитических методов решения нелинейных дифференциальных уравнений (за редким исключением) не существует. В связи с этим было разработано большое количество разнообразных методов приближенного анализа нелинейных цепей. Каждый метод обладает определенными преимуществами при решении некоторых задач, уступая другим в иных случаях. Наиболее распространенными методами являются: метод линеаризации; квазилинейный метод (метод гармонической линеаризации); метод медленно меняющихся амплитуд; метод фазовой плоскости; метод малого параметра; метод математического моделирования.

Наибольшее распространение для инженерных расчетов стационарных режимов автогенераторов получил квазилинейный метод, основанный на исследовании соотношений между первыми гармониками токов и напряжений и замене нелинейного элемента эквивалентным линейным, характеризуемым средним по первой гармонике параметром. После такой замены нелинейная цепь описывается линейными уравнениями и может исследоваться методами линейной теории (например, методом комплексных амплитуд). Квазилинейный метод применим для систем, колебания в которых близки к гармоническим.

Рассмотрим представленную на рис. 3.1 схему автогенератора с контуром в выходной цепи усилителя, активным элементом которого могут быть биполярный или полевой транзистор. Благодаря значительной добротности (обычно порядка 50–200) колебательные контуры генераторов обладают большой избирательностью. Поэтому даже тогда, когда выходной ток усилителя сильно отличается от синусоидального из-за нелинейности АЭ, напряжения на контуре U_k и на входе АЭ U_v оказываются почти синусоидальными, лишь незначительно отличающимися от их первых гармоник U_{k1} , U_{v1} . Анализируемый генератор состоит из двух частей: нелинейной (АЭ) и линейной (контур и катушки связи). Запишем соотношения между комплексными амплитудами

первых гармоник токов и напряжений. Нелинейный элемент будем характеризовать средней крутизной, определяемой отношением комплексных амплитуд тока $\dot{I}_{к1}$ в выходной цепи АЭ к амплитуде напряжения возбуждения $\dot{U}_{в1}$ на входе АЭ:

$$\dot{S}_{ср} = \frac{\dot{I}_{к1}}{\dot{U}_{в1}}. \quad (3.15)$$

Вследствие нелинейности АЭ $\dot{S}_{ср}$ зависит от амплитуды $\dot{U}_{к1}$. Пренебрегая влиянием напряжения $\dot{U}_{к1}$ на ток $\dot{I}_{к1}$, получим из выражения (3.15)

$$\dot{I}_{к1} = \dot{S}_{ср} \dot{U}_{в1}. \quad (3.16)$$

Если первая гармоника тока $I_{к1}$ совпадает по фазе с первой гармоникой напряжения возбуждения $U_{в1}$, средняя крутизна оказывается действительной. Однако на практике при работе на достаточно высоких частотах в результате конечного времени прохождения носителей через прибор ток $I_{к1}$ отстает по фазе от $U_{в1}$. Поэтому в общем случае среднюю крутизну (3.16) следует считать комплексной.

Для линейной части схемы рис. 3.1 при $i_{в1} = 0$ имеем $\dot{U}_{к1} = \dot{I}_{к1} Z_{э}$ и

$$\dot{U}_{в1} = K_{о.с} \dot{I}_{к1} = K_{о.с} Z_{э} \dot{I}_{к1}, \quad (3.17)$$

причем комплексный коэффициент обратной связи $K_{о.с} = \dot{U}_{в1} / \dot{U}_{к1} = M / L$ оказывается действительным. Произведение $K_{о.с} Z_{э}$, характеризующее линейную часть схемы, называют управляющим сопротивлением

$$Z_Y = K_{о.с} Z_{э}. \quad (3.18)$$

Подставляя выражение (3.16) в (3.17), получим комплексное уравнение генератора:

$$\dot{S}_{ср} K_{о.с} Z_{э} = 1. \quad (3.19)$$

Оно имеет очевидный физический смысл: в стационарном режиме комплексный коэффициент передачи по замкнутому контуру генератора равен единице. Если воспользоваться формулой (3.18), придем к иной форме комплексного уравнения генератора:

$$\dot{S}_{ср} Z_Y = 1. \quad (3.20)$$

Представляя каждую из комплексных величин в показательной форме

$$\begin{aligned} S_{\text{ср}} &= S_{\text{ср}} e^{i\varphi_S}, \\ K_{0.C} &= K_{0.C} e^{i\varphi_K}, \quad Z_{\text{э}} = Z_{\text{э}} e^{i\varphi_Z}, \end{aligned} \quad (3.21)$$

можем записать уравнение (3.19) в виде

$$S_{\text{ср}} K_{0.C} Z_{\text{э}} e^{i(\varphi_S + \varphi_K + \varphi_Z)} = 1. \quad (3.22)$$

Уравнение (3.22) имеет место, если одновременно выполняются два условия:

$$\varphi_S + \varphi_K + \varphi_Z = 0, 2\pi, \dots, 2\pi n, \quad (3.23)$$

$$S_{\text{ср}} K_{0.C} Z_{\text{э}} = 1. \quad (3.24)$$

Соотношения (3.23), (3.24) являются важнейшими в теории автогенераторов, определяющими параметры стационарного режима. Выражение (3.23), называемое условием баланса фаз, означает, что в стационарном режиме сумма всех фазовых сдвигов по замкнутому контуру генератора равна нулю или целому числу 2π . Поскольку каждый из сдвигов фаз, входящих в это выражение, зависит от частоты по-разному, в большинстве генераторов существует лишь одна частота ω_0 , на которой выполняется условие баланса фаз, т. е. на которой возможно генерирование колебаний. Таким образом, из условия баланса фаз определяется частота генерируемых колебаний.

Выражение (3.24), называемое условием баланса амплитуд, говорит о том, что в стационарном режиме коэффициент передачи по замкнутому контуру генератора равен единице. В этом условии две величины ($K_{0.C}$ и $Z_{\text{э}}$) от амплитуды колебаний не зависят, а одна ($S_{\text{ср}}$) зависит от $U_{\text{в1}}$. Следовательно, условие баланса амплитуд выполняется лишь при определенной амплитуде $U_{\text{в1}}$. Для определения амплитуды стационарных колебаний удобно соотношение (3.24) переписать в виде

$$S_{\text{ср}}(U_{\text{в1}}) = 1 / K_{0.C} Z_{\text{э}}. \quad (3.25)$$

На рис. 3.4 построены зависимость $S_{\text{ср}}(U_{\text{в1}})$, называемая характеристикой средней крутизны, и прямая обратной связи, проведенная на уровне $1 / K_{0.C} Z_{\text{э}}$. Точка пересечения этих зависимостей определяет стационарную амплитуду колебаний $U'_{\text{в1}}$, для которой выполняется условие баланса амплитуд.

$$S_{\text{ср}}(U_{\text{в1}}) = 1 / K_{0.C} R_{\text{э}}. \quad (3.26)$$

Если частота генерируемых колебаний равна резонансной частоте контура, то $Z_3 = R_3$ и условие баланса амплитуд можно записать как $S_{cp}(U_{B1}) = 1 / K_{O.C}R_3$.

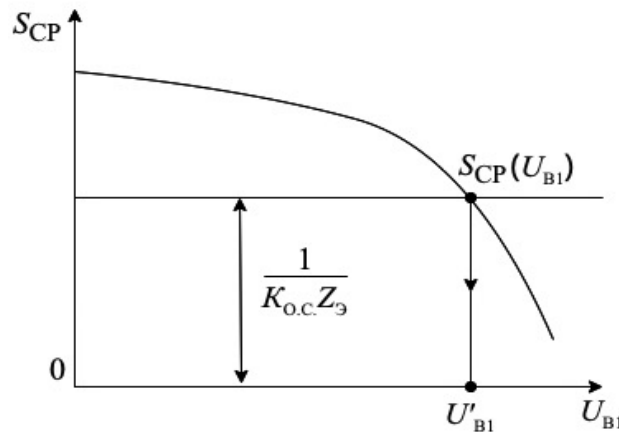


Рис. 3.4. Зависимость $S_{cp}(U_{B1})$ и прямая обратной связи

Стационарный режим будет устойчивым, если большая амплитуда U_{B1} станет затухать, т. е. если при $U_{B1} > U'_{B1}$ величина α_3 окажется положительной. Для этого требуется выполнение следующего условия:

$$\partial S_{cp} / \partial U_{B1} < 0 . \quad (3.27)$$

Таким образом, стационарный режим автоколебаний является устойчивым, если производная средней крутизны по амплитуде напряжения отрицательна.

3.2.4. Режимы возбуждения колебаний в автогенераторе

В квазилинейном методе для определения амплитуды стационарных колебаний применяется также подход, основанный на использовании колебательных характеристик.

Колебательной характеристикой называется зависимость амплитуды I_{k1} первой гармоники выходного тока нелинейного элемента от амплитуды U_B входного гармонического напряжения:

$$I_{k1} = \Phi_1(U_B) . \quad (3.28)$$

Колебательная характеристика определяется по динамической вольт-амперной характеристике прибора, как показано на рис. 3.5: при выбранном смещении E_B для различных амплитуд входного напряжения ($U'''_B > U''_B > U'_B$) строим графики тока i_k и рассчитываем амплитуды их первых гармоник I_{k1} . Для смещения E'_B , соответствующего участку с постоянной крутизной S , при небольших амплитудах U_B $I_{k1} = S U_B$. По мере увеличения U_B напряжение все

больше заходит на участки меньшей крутизны, в результате чего рост амплитуды $I_{к1}$ замедляется. Соответствующая колебательная характеристика I приведена на рис. 3.6, а.

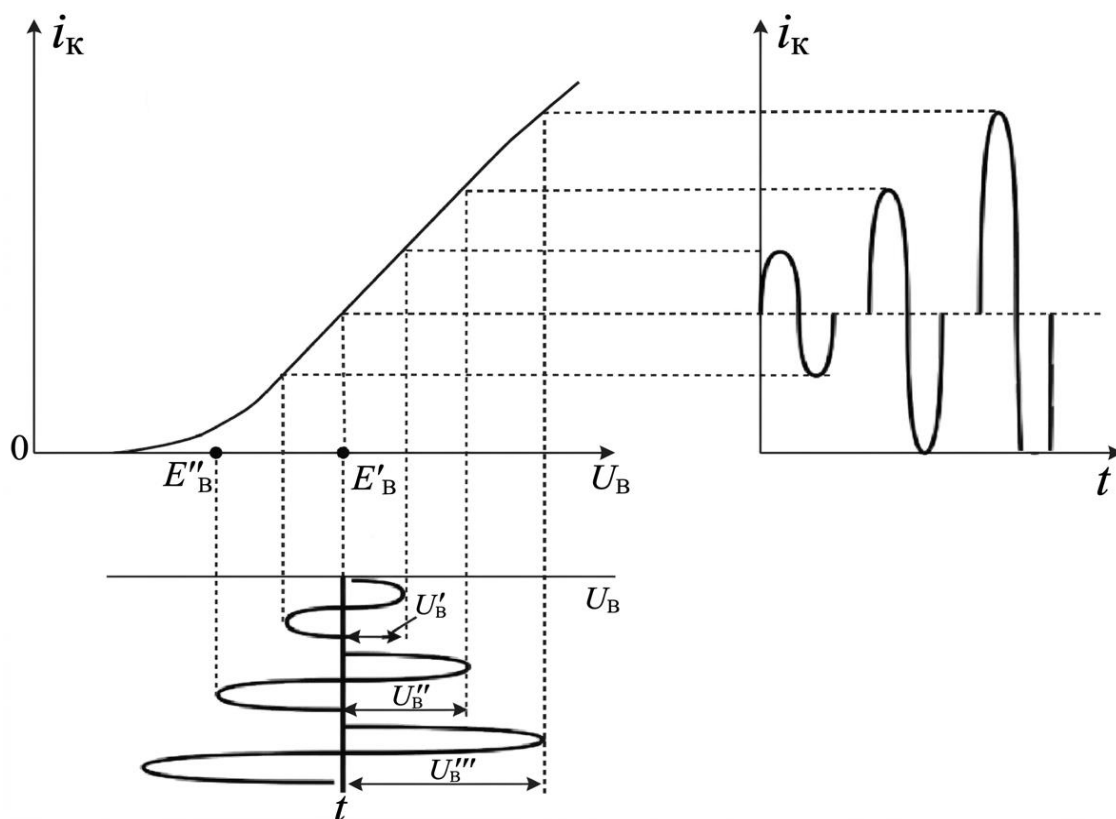


Рис. 3.5. Колебательная характеристика

Если смещение E''_B соответствует нижнему загибу характеристики $i_k(U_B)$, то с увеличением U_B сначала $I_{к1}$ растет быстрее U_B , а затем приблизительно пропорционально U_B , что приводит к колебательной характеристике II. При больших амплитудах U_B амплитуды $I_{к1}$ всегда уменьшаются из-за влияния напряжения на нагрузку.

При любой амплитуде U_B средняя крутизна

$$S_{cp} = \operatorname{tg} \alpha. \quad (3.29)$$

где α – угол наклона линии, соединяющей точку колебательной характеристики с началом координат.

На рис. 3.6, б построены характеристики средней крутизны $S_{cp}(U_B)$, соответствующие колебательным (I и II). При малых U_B S_{cp} определяется крутизной S в рабочей точке $S_{cp}(0) = S$.

Режим работы генератора с характеристиками I называется мягким, а с характеристиками II – жестким. Отметим, что при характеристике II наибольшее значение S_{cp} соответствует точке A на рис. 3.6, а, в которой касательная к колебательной характеристике проходит через начало координат.

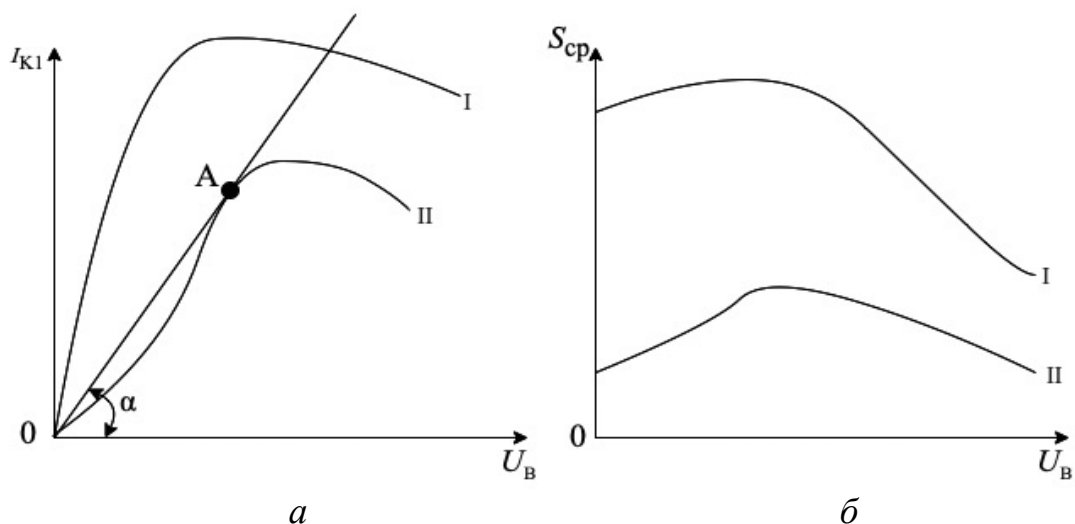


Рис. 3.6. Режимы возбуждения колебаний в генераторе: а – мягкий; б – жесткий

Следует отметить, что при анализе работы генератора в мягком режиме вольтамперная характеристика его нелинейного элемента должна быть аппроксимирована полиномом не ниже третьей степени, а в жестком – не ниже пятой степени.

Рассмотрим особенности каждого режима.

Мягкий режим. На рис. 3.7, а, помимо колебательной характеристики $I_{k1} = \Phi(U_{B1})$, построено семейство характеристик обратной связи, определяющих зависимость U_{B1} от I_{k1} через линейные элементы генератора. Эти характеристики соответствуют выражению (3.15), если в последнем перейти от комплексных амплитуд к модулям: $U_{B1} = K_{O.C} Z_{\Sigma} I_{k1}$. Решая это уравнение относительно I_{k1} и учитывая, что $K_{O.C} = M / L$, получаем уравнение характеристик обратной связи:

$$I_{k1} = (L / M_{Z\Sigma}) U_{B1}. \quad (3.30)$$

На рис. 3.7, а характеристики обратной связи приведены для различных значений M : $M_1 < M_2 < M_3 < M_4$. Стационарным режимам соответствуют точки пересечения колебательной характеристики и характеристики обратной связи. При $M = M_3$ точек пересечения окажется две: точка O , соответствующая состоянию равновесия $U_{B1} = 0$, и точка A_3 , соответствующая динамическому режиму с амплитудой U'_{B1} . В каждой из них выполняется условие баланса амплитуд. Однако это еще не означает, что любой из этих режимов может быть получен. В реальных схемах может быть получен только устойчивый режим.

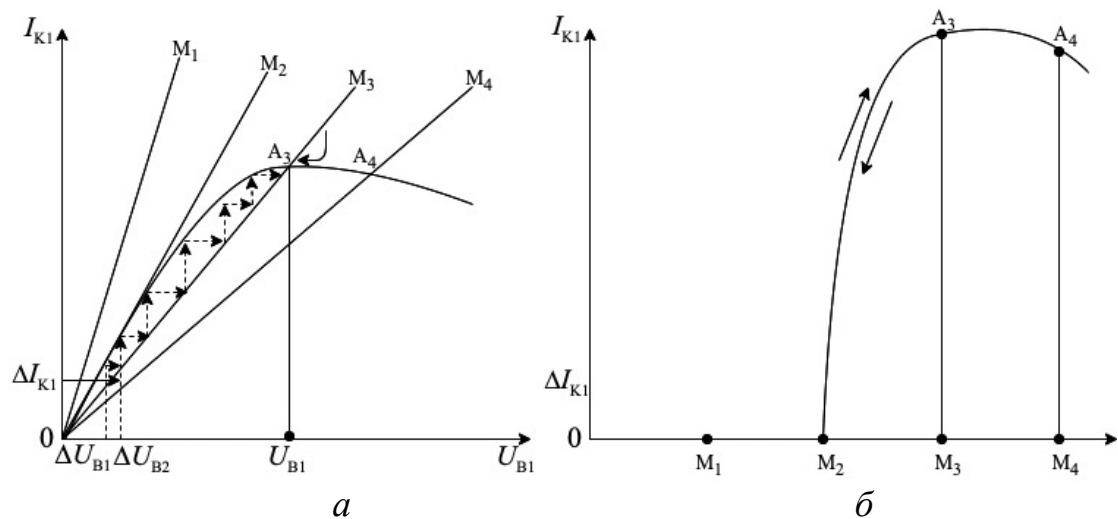


Рис. 3.7. Характеристики обратной связи при мягком режиме возбуждения в зависимости от U_B (а) и M (б)

Для проверки устойчивости состояния равновесия (точки O) предположим, что за счет какого-то возмущения возникло колебание напряжения с небольшой амплитудой ΔU_{B1} . Это вызовет появление тока с амплитудой ΔI_{K1} , определяемой по колебательной характеристике. В свою очередь этот ток создает напряжение на входе АЭ с амплитудой ΔU_{B2} , определяемой по характеристике обратной связи, причем $\Delta U_{B2} > \Delta U_{B1}$, что вызовет дальнейшее увеличение тока и т. д. В итоге амплитуда случайно возникшего колебания возрастает, т. е. состояние равновесия оказывается неустойчивым. Аналогично производится проверка устойчивости тока A_3 путем введения предположения о случайном отклонении амплитуды U_{B1} от U'_{B1} в сторону больших и меньших значений. Легко убедиться при этом, что динамический режим, соответствующий в точке A_3 , является устойчивым, так как небольшие отклонения затухают.

Стационарный режим является устойчивым, если в точке пересечения характеристик крутизна колебательной характеристики меньше крутизны характеристики обратной связи, и неустойчивым в противоположном случае. Применение этого критерия к точкам O и A_3 подтверждает сделанный ранее вывод о неустойчивости состояния равновесия и устойчивости динамического режима.

Графики рис. 3.7, б позволяют установить зависимость амплитуды колебаний, например, I_{K1} от изменения M , определяющей величину обратной связи. При увеличении M от нуля до $M_2 = M_{KP}$ единственным стационарным и притом устойчивым режимом является состояние равновесия. При $M > M_2$ появляются два стационарных режима, причем устойчивым оказывается динамический режим (точки A_3 и A_4). Поэтому при $M > M_2$ с ростом M амплитуда I_{K1} плавно изменяется, как показано на рис. 3.7, б. При уменьшении M амплитуда I_{K1} изменяется в соответствии с той же характеристикой, и при $M_2 = M_{KP}$ колебания исчезают.

Режим генератора, в котором амплитуда колебания плавно меняется с изменением обратной связи, называется мягким режимом самовозбуждения колебания.

Жесткий режим. Колебательная характеристика и семейство характеристик обратной связи для различных значений M ($M_1 < M_2 < M_3 < M_4$) приведены на рис. 3.8, а. При $M = M_3$ характеристики пересекаются в трех точках, соответствующих трем стационарным режимам: O – состоянию равновесия, B_3 и A_3 – динамическим режимам с амплитудами U''_{B1} и U'_{B1} . Рассматривая качественно процесс изменения I_{K1} и U_{B1} при небольших начальных отклонениях ΔU_{B1} от значений U_{B1} , соответствующих точкам O , B_3 и A_3 , убеждаемся в том, что точки O и A_3 соответствуют устойчивым, а точка B_3 – неустойчивому режимам.

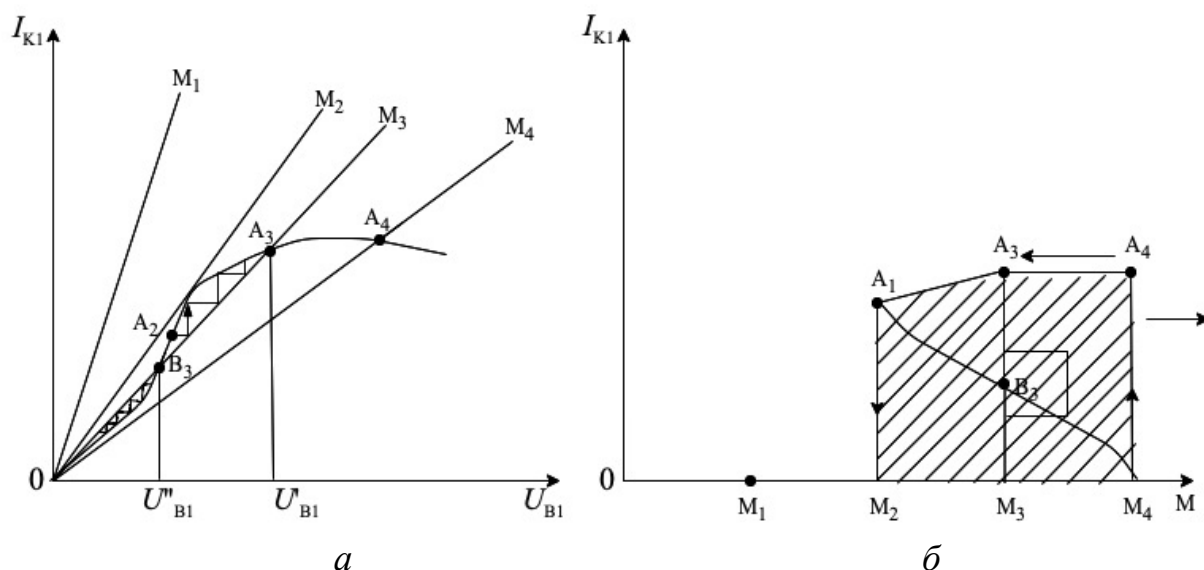


Рис. 3.8. Характеристики обратной связи при жестком режиме возбуждения в зависимости от U_B (а) и M (б)

Определим зависимость амплитуды I_{K1} от величины обратной связи. При увеличении M от нуля до значения $M = M_4$, при котором характеристики оказываются касательными в начале координат, режим, соответствующий точке O , является устойчивым и малые флуктуации нарастания колебаний не вызывает. При $M = M_4$ режим, соответствующий точке O , становится неустойчивым и малые колебания сразу нарастают до больших амплитуд, соответствующих точке A_4 . При дальнейшем увеличении M изменение амплитуд происходит по колебательной характеристике. Если теперь уменьшать M до $M = M_2$, то при $M = M_4$, так же как и при $M = M_3$, срыва колебаний не произойдет, т. к. динамические режимы, определяемые точками A_3 и A_4 , являются устойчивыми. Колебания сорвутся, когда M уменьшится до $M = M_2$, т. к. соответствующая ему точка A_2 неустойчива: небольшое уменьшение амплитуды U_{B1} вызовет ее дальнейшее уменьшение до нуля. Зависимость I_{K1} от M для жесткого режима построена на рис. 3.8, б.

Жесткий режим самовозбуждения колебаний характеризуется скачкообразным возникновением колебаний большой амплитуды при плавном увеличении обратной связи и скачкообразным срывом колебаний при уменьшении обратной связи. Между этими значениями обратной связи существует область затягивания (заштрихована на рис. 3.8, б) в пределах $M_2 < M < M_4$.

Если возбудить колебания в генераторе при $M \geq M_4$, а затем уменьшать M до значений, соответствующих этой области (например, $M = M_3$), колебания в генераторе сохранятся. Если же увеличивать M до M_3 от значений, меньших M_2 , колебания в схеме не возникнут. В этом последнем случае колебания можно возбудить, если за счет какого-либо внешнего воздействия создать на короткое время колебания с амплитудой $U_{в1} > U''_{в1}$, дальше она сама увеличится до $U'_{в1}$. Этого иногда можно добиться за счет переходных процессов, возникающих при включении напряжения питания.

Автосмещение. В автогенераторах широко применяется автоматическое смещение, действие которого проиллюстрируем на примере схемы (рис. 3.9).

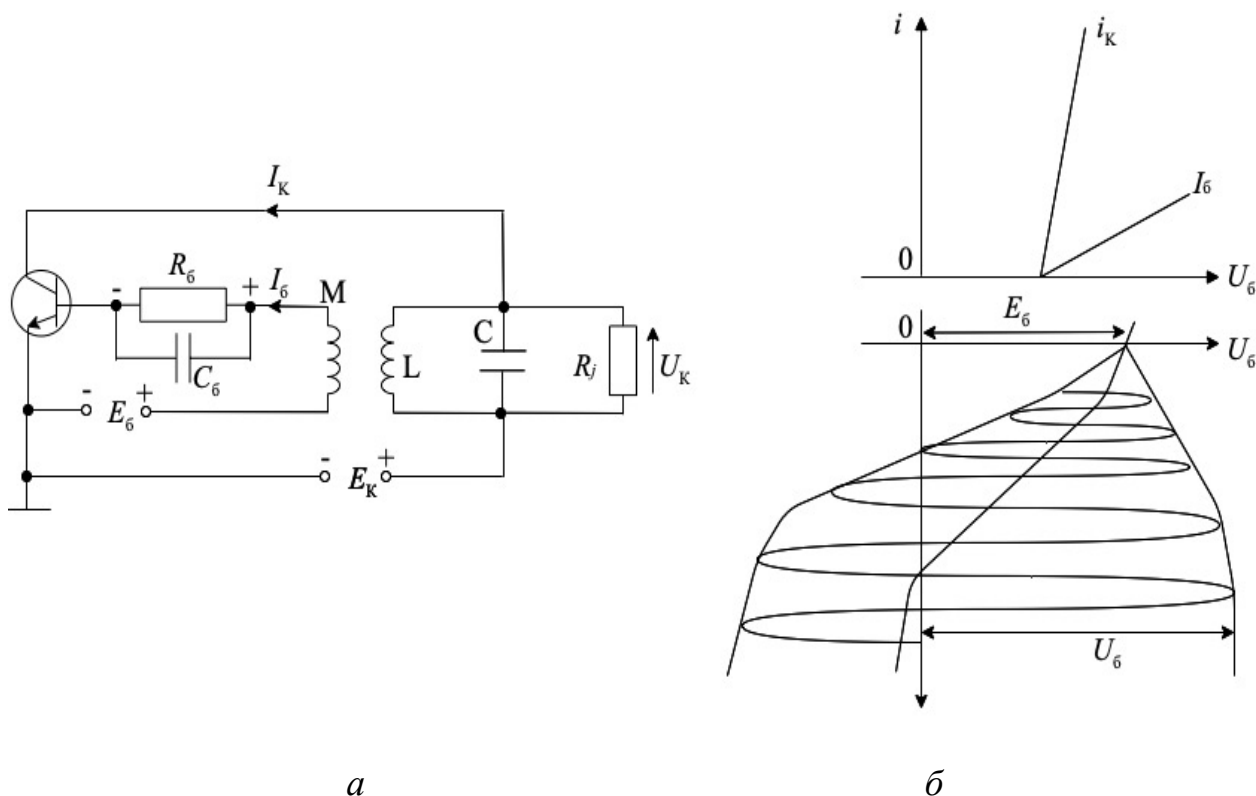


Рис. 3.9. Принципиальная схема (а) и график возникновения колебаний (б) при автоматическом смещении в автогенераторе

Выберем исходное смещение на базе транзистора соответствующим участку характеристики $i_k(U_6)$ с большой крутизной, на котором происходит мягкое самовозбуждение колебаний при небольшой взаимной индукции M . В процессе нарастания амплитуды колебаний в цепи базы происходит

детектирование колебаний, возрастает постоянная составляющая тока базы I_{60} . Происходит смещение рабочей точки транзистора, определяемой выражением $E'_6 = E_6 - I_{60}R_6$, влево (рис. 3.9). Уменьшение смещения на базе транзистора вызывает уменьшение средней крутизны коллекторного тока. При правильно выбранной величине R_6 переходный процесс в генераторе заканчивается установлением стационарного режима с отсечкой тока со свойственным ему более высоким КПД.

Таким образом, применение автосмещения позволяет совместить режим мягкого самовозбуждения колебаний с достижением более высоких КПД в жестком режиме.

На практике большей частью находит применение так называемая трехточечная схема транзисторного автогенератора, обобщенная схема которого приведена на рис. 3.10. В этой схеме реактивные сопротивления Z_1 , Z_2 , Z_3 (емкости и индуктивности) имеют малые потери и образуют высокочастотный колебательный контур.

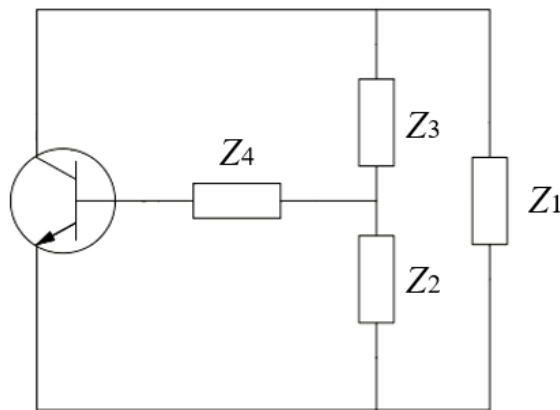


Рис. 3.10. Обобщенная схема трехточечного транзисторного автогенератора

3.2.5. Эквивалентные схемы автогенераторов

Иногда при компенсации фазовых сдвигов в транзисторе в схему включают дополнительное сопротивление Z_4 .

Для приведенной трехточечной схемы справедливо выражение

$$K_{0.c} = Z_2 / Z_1 , \quad (3.31)$$

а при малых сопротивлениях потерь в элементах

$$K_{0.c} = X_2 / X_1 . \quad (3.32)$$

При сделанных выше допущениях коэффициент обратной связи – величина вещественная, т. е. $\varphi_k = 0$. При этом из уравнения (3.23) при $n = 0$ следует, что в стационарном режиме устанавливаются колебания такой частоты, при которой сдвиг фаз в транзисторе φ_s компенсируется сдвигом фаз в контуре φ_z , т. е. $\varphi_z = -\varphi_s$. Чем больше φ_s , тем сильнее расстроен колебательный контур. Следовательно, при сделанных допущениях колебания возникают на частоте контура, что, в свою очередь, позволяет находить частоту колебаний из уравнения

$$X_1 + X_2 + X_3 = 0. \quad (3.33)$$

Используя выражение (3.33) и учитывая действительный характер коэффициента обратной связи, можно показать, что возможны два варианта эквивалентных трехточечных схем автогенераторов: емкостная (рис. 3.11, а), когда $X_1 < 0$, $X_2 < 0$, $X_3 > 0$, и индуктивная (рис. 3.11, б), когда $X_1 > 0$, $X_2 > 0$, $X_3 < 0$.

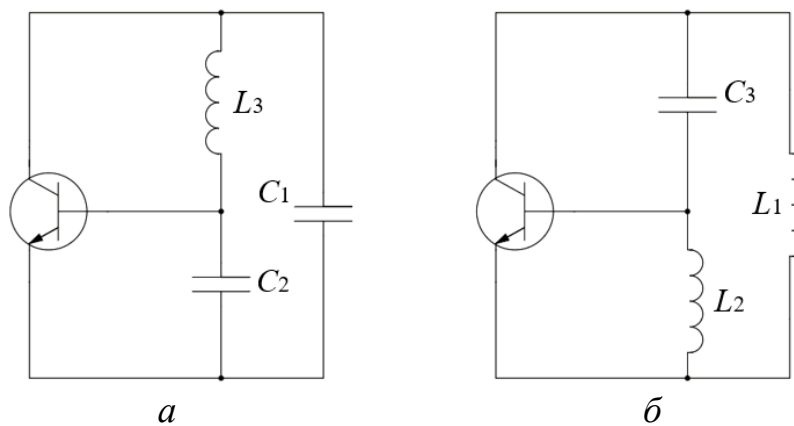


Рис. 3.11. Варианты эквивалентных емкостной (а) и индуктивной (б) трехточечных схем автогенераторов

3.2.6. Выбор режима работы автогенератора

Выходная мощность автогенератора обычно играет существенную роль только в однокаскадных передатчиках. Во многокаскадных передатчиках основные требования предъявляются к стабильности частоты АГ, которую невозможно улучшить в последующих каскадах. Поэтому в АГ с повышенной стабильностью транзистор должен работать в облегченном режиме. При этом напряжение источника коллекторного питания и амплитуду импульса коллекторного тока следует выбирать из условий:

$$I_{km} = (0,2 \dots 0,4) I_{kmax}, \quad (3.34)$$

$$E_k = (0,3 \dots 0,5) U_{k\max} . \quad (3.35)$$

Однако следует отметить, что существенно усиливать неравенства (3.34) и (3.35) не рекомендуется, т. к. существенное уменьшение тока I_{kt} приводит к увеличению зависимости параметров транзистора от температуры и уменьшению отношения напряжений сигнал/шум на выходе АГ. Уменьшение E_k по сравнению с рекомендованным также является нецелесообразным, т. к. при этом возрастает отрицательное влияние выходной емкости на стабильность частоты генерируемых колебаний.

Режим работы транзистора в автогенераторе обычно выбирают критическим или недонапряженным, коэффициент использования коллекторного напряжения $\xi = (0,2-0,3)\xi_{gr}$, где ξ_{gr} – значение коэффициента ξ в граничном режиме. Это объясняется тем, что при работе в перенапряженном режиме наблюдается сильное влияние питающего напряжения на частоту генерируемых колебаний и возрастание модуля фазового угла средней крутизны, обусловленное увеличением уровня высших гармоник в напряжении базы. Переход в перенапряженный режим увеличивает также выходную проводимость транзистора, снижающую добротность колебательной системы.

Для обеспечения высокой стабильности амплитуды колебаний угол отсечки коллекторного тока в стационарном режиме выбирают из условия $60^\circ < \theta < 120^\circ$, а мягкий режим самовозбуждения при $\theta < 90^\circ$ создают с помощью фиксированного смещения. Наиболее часто применяют комбинированную схему автосмещения из делителя в цепи базы транзистора и резистора R_3 в эмиттерной цепи. В этом случае также снижается чувствительность параметров транзистора к изменению температуры окружающей среды и к изменению напряжения источника коллекторного питания. Опыт проектирования транзисторных автогенераторов показывает, что существует оптимальное значение $R_3 = R_{3,опт}$, обеспечивающее максимальную стабильность частоты:

$$R_{3,опт} = (25 \dots 30) / S_0 . \quad (3.36)$$

Кроме этого, для выбора режима АГ, работающего в диапазоне частот или нагруженного на цепь с меняющимися параметрами, необходимо знать нагрузочные характеристики. Они показывают, как изменяются напряжения, токи, мощности, частота от изменения сопротивления внешней нагрузки при постоянных напряжениях питания и заданных параметрах цепи смещения. Для получения высокой стабильности частоты транзисторные автогенераторы чаще всего выполняются по схеме емкостной трехточки и реже индуктивной.

3.3. ОПИСАНИЕ ЛАБОРАТОРНОЙ УСТАНОВКИ

Схемы исследуемых автогенераторов, входящих в лабораторную установку, представлены на рис. 3.12 (емкостная трехточка) и рис. 3.13 (индуктивная трехточка). АГ построены по схеме с общим эмиттером и

заземленным коллектором. Положению переключателя П1 «ЕТ» соответствует емкостная трехточка с частотой генерации порядка 370 кГц, положению П1 «ЕТ1» – емкостная трехточка с частотой 270 кГц и положению П1 «ИТ2» – индуктивная трехточка с частотой генерации 270 кГц. Для наблюдения формы коллекторного тока в цепь коллектора включен резистор $R_k = 75$ Ом. Для изменения частоты генерации генератора, построенного по емкостной трехточечной схеме, с 370 до 270 кГц параллельно колебательному контуру переключателем П1 включается емкость C_4 .

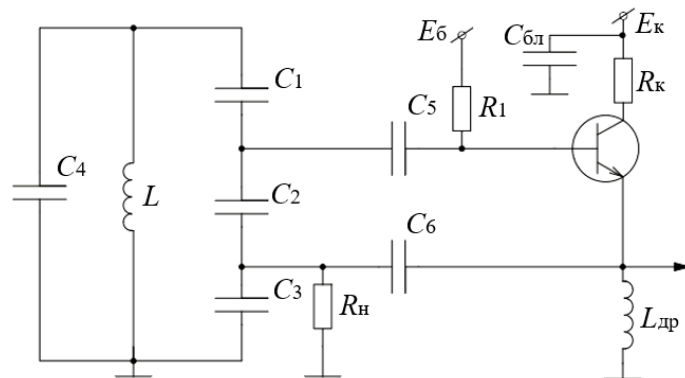


Рис. 3.12. Емкостная трехточка

Нагрузка автогенератора R_n чисто активная, включена в эмиттерную цепь. С помощью переключателя П2 ее величина изменяется с 56 Ом (первое положение) до 616 Ом с шагом 56 Ом. Напряжение смещения в цепь базы подается от источника E_b через резистор R_1 . Величина напряжения коллекторного питания контролируется вольтметром, установленным на передней панели. Переключатель П3 позволяет использовать вольтметр для измерения напряжений и токов, указанных на панели. При измерении токов используется вольтметр осциллографа С1-114, который подключается к макету лабораторной установки через специальную насадку.

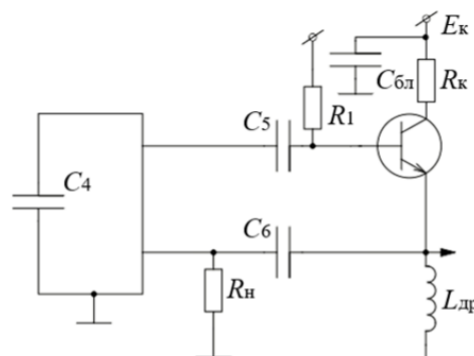


Рис. 3.13. Индуктивная трехточка

В макете лабораторной установки также предусмотрена возможность исследования генератора с внешним возбуждением (переключатель П4), коллекторной и базовой модуляции. В связи с этим некоторые элементы коммутации и контроля, вынесенные на переднюю панель, в данной лабораторной работе не используются.

3.4. ПОРЯДОК ВЫПОЛНЕНИЯ РАБОТЫ

Прежде чем приступить к выполнению работы, следует ознакомиться со схемой установки и измерительными приборами: универсальным осциллографом С1-114 и частотомером ЧЗ-44.

3.4.1. Подготовка макета к работе

Подключить частотомер к клемме «F», осциллограф С1-114 к клеммам «Осц.1» и «Осц.2», вход «U» вольтметра осциллографа к клемме «Вольтметр» макета прибора.

Переключатель ПЗ поставить в положение « U_{m3} », переключатель П4 – в положение « I_k », переключатель «Модуляция» – в выключенное положение, переключатель П2 установить в первое положение, что соответствует сопротивлению нагрузки $R_H = 56$ Ом. Ручки потенциометров « E_k », « E_6 » и « I_6 » должны находиться в крайнем левом положении.

Включить макет и измерительные приборы в сеть.

3.4.2 Исследование автогенератора, построенного по емкостной трехточечной схеме

Переключатель П1 поставить в положение «ЕТ».

С помощью потенциометра « E_k » установить напряжение коллектора 8 В.

Наблюдая форму импульса коллекторного тока на экране осциллографа, потенциометром « I_k » установить критический режим работы генератора (косинусоидальный импульс с плоской вершиной). Зарисовать осциллограмму коллекторного тока.

Изменяя сопротивление нагрузки R_H от 56 до 616 Ом, снять зависимости η , P_0 , P_1 , I_{k0} , $f = f(R_H)$. Измеренные значения занести в таблицу.

Напряжение U_{m3} измерять с помощью осциллографа С1-114, ток I_{k0} – вольтметром осциллографа С1-114 с помощью специальной насадки. Значения P_0 , P_1 и η рассчитать по формулам:

$$P_0 = I_{k0} \cdot E_k; P_1 = U_{m3}^2 / 2R_H; \eta = P_1 / P_0.$$

Рассчитанные значения занести в таблицу. По данным таблицы построить нагрузочные характеристики – зависимости η , P_0 , P_1 , I_{k0} , $f = f(R_H)$.

Потенциометром « I_6 » установить недонапряженный режим работы автогенератора (импульс тока имеет остроконечную форму и амплитуду меньшую, чем в критическом режиме). В соответствии с вышеизложенной методикой снять, рассчитать и построить нагрузочные характеристики для недонапряженного режима работы автогенератора.

Переключатель П1 установить в положение «ЕТ1». Рабочая частота автогенератора должна измениться. В соответствии с вышеизложенной методикой снять нагрузочные характеристики для критического и недонапряженного режимов работы второй емкостной трехточечной схемы автогенератора.

3.5. СОДЕРЖАНИЕ ОТЧЕТА

3.5.1. Принципиальные схемы исследуемых автогенераторов.

3.5.2. Таблицы экспериментальных измерений и результатов расчетов (6 таблиц).

3.5.3. Графики зависимостей: η , P_0 , P_1 , I_{k0} , $f = f(R_H)$.

3.5.4. Выводы о работе автогенераторов, построенных по емкостной и индуктивной трехточечным схемам.

3.6. КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

3.6.1. Нарисуйте структурную схему АГ с внешней обратной связью.

3.6.2. Поясните механизм возникновения колебаний в АГ.

3.6.3. Напишите дифференциальное уравнение АГ и его решение.

3.6.4. Назовите условия нарастания колебаний в АГ.

3.6.5. Назовите особенности квазилинейного метода анализа стационарного режима АГ.

3.6.6. Напишите комплексное уравнение АГ, поясните его физический смысл.

3.6.7. Напишите уравнение баланса фаз, поясните его физический смысл.

3.6.8. Напишите уравнение баланса амплитуд, поясните его физический смысл.

3.6.9. Назовите условие устойчивости стационарного режима АГ.

3.6.10. Дайте понятие автоколебательной характеристики.

3.6.11. Опишите мягкий режим возбуждения колебаний в АГ.

3.6.12. Опишите жесткий режим возбуждения колебаний в АГ.

3.6.13. Назовите особенности схемы АГ с автосмещением.

3.6.14. Нарисуйте эквивалентную трехточечную схему АГ.

3.6.15. Нарисуйте емкостную трехточечную схему АГ.

3.6.16. Нарисуйте индуктивную трехточечную схему АГ.

3.6.17. Назовите особенности выбора режима работы АГ с высокой стабильностью частоты.

3.6.18. Нарисуйте принципиальную схему АГ с индуктивной обратной связью.

3.6.19. Нарисуйте принципиальную схему АГ с автотрансформаторной обратной связью.

3.6.20. Нарисуйте принципиальную схему АГ с емкостной обратной связью.

Список использованных источников

1. Радиопередающие устройства / под ред. В. В. Шахгильдяна. – Москва : Радио и связь, 2003. – 560 с.

2. Головин, О. В. Устройства генерирования, формирования, приема и обработки сигналов : учеб. пособие для вузов / О. В. Головин. – Москва : Горячая линия-Телеком, 2018. – 783 с.

3. Скляр, Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение / Б. Скляр ; пер. с англ. – 2-е изд. – Москва : Вильямс, 2003. – 1104 с.

Лабораторная работа № 4 ИССЛЕДОВАНИЕ АМПЛИТУДНОЙ МОДУЛЯЦИИ

4.1. ЦЕЛЬ ЛАБОРАТОРНОЙ РАБОТЫ

4.1.1. Изучить принципы и особенности осуществления амплитудной модуляции (АМ).

4.1.2. Ознакомиться с физическими процессами, происходящими в генераторе с внешним возбуждением (ГВВ) при АМ.

4.1.3. Провести экспериментальный и расчетный анализ основных характеристик базовой и коллекторной модуляции.

4.2. КРАТКИЕ ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ СВЕДЕНИЯ

Амплитудной модуляцией (АМ) называется процесс изменения амплитуды колебаний радиочастоты в соответствии с изменением амплитуды колебаний низкой частоты передаваемого сигнала.

Основными областями применения АМ являются: звуковое вещание на длинных, средних и коротких волнах, телевизионное вещание в метровом и дециметровом диапазоне для передачи изображения.

Передаваемое сообщение является сложным колебанием и характеризуется шириной занимаемой полосы частот $\Omega_{\min} - \Omega_{\max}$ и амплитудой (интенсивностью) U_{Ω} . Весь спектр звуковых частот занимает полосу 20 Гц – 20 кГц. Основная энергия человеческого голоса сосредоточена в полосе 200–600 Гц. Для обеспечения разборчивого восприятия речи при радиотелефонной связи достаточно пропустить через передатчик полосу модулирующих частот 300–3400 Гц с допустимой неравномерностью ее 2–3 дБ. Для обеспечения эстетического восприятия в радиовещании требуется более широкая полоса частот: для высшего класса – 30–15 000 Гц, для первого – 50–10 000 Гц, для второго – 150–4500 Гц при допустимой неравномерности ее 0,7–1,5 дБ.

В дальнейшем предположим, что модулирующий сигнал является гармоническим колебанием с частотой Ω и амплитудой U_{Ω} .

$$U_{\Omega}(t) = U_{\Omega} \cdot \cos \Omega t . \quad (4.1)$$

При модуляции высокочастотного гармонического колебания вида $i = I_m \cos \omega t$ амплитуда его также будет изменяться в такт с модулирующим сигналом по косинусоидальному закону (рис. 4.1):

$$I_m = I_{1T} + I_{\Omega} \cdot \cos \Omega t = I_{1T} \cdot \left(1 + \frac{I_{\Omega}}{I_{1T}} \cdot \cos \Omega t \right) , \quad (4.2)$$

где I_{1T} – амплитуда тока несущего высокочастотного колебания при отсутствии модуляции (телефонный режим);

I_{Ω} – величина приращения амплитуды тока несущего колебания.

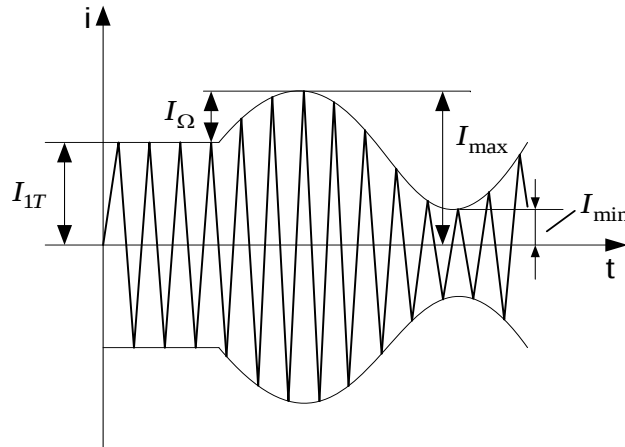


Рис. 4.1. АМ-сигнал

Отношение приращения амплитуды несущего высокочастотного колебания к его значению до модуляции $I_{\Omega} / I_{1T} = m$ называется коэффициентом глубины модуляции. Значение m зависит от амплитуды модулирующего колебания. При линейной модуляции коэффициент m пропорционален амплитуде U_{Ω} : $m = a \cdot U_{\Omega}$, где a – коэффициент пропорциональности.

При $m = 0$ модуляции нет, при $m = 1$ (стопроцентная модуляция) амплитуда ВЧ-колебаний увеличивается в 2 раза. При дальнейшем увеличении m появляется перемодуляция, форма огибающей искажается, возникают нелинейные искажения передаваемого сигнала. Следовательно, коэффициент m не должен превышать единицы.

В соответствии с выражением (4.2) модулированный сигнал можно записать в виде

$$\begin{aligned} i(t) &= I_{1T} \cdot (1 + m \cdot \cos \Omega t) \cdot \cos \omega t = \\ &= I_{1T} \cdot \cos \omega t + 0,5 \cdot m \cdot I_{1T} \cdot \cos (\omega + \Omega)t + 0,5 \cdot m \cdot I_{1T} \cdot \cos (\omega - \Omega)t. \end{aligned} \quad (4.3)$$

На рис. 4.2 показан амплитудный спектр АМ-колебания, на рис. 4.3 – векторная диаграмма. АМ-колебание состоит из трех составляющих: несущей с частотой ω и двух боковых с частотами $\omega + \Omega$ и $\omega - \Omega$ и равными амплитудами $0,5 \cdot m \cdot I_{1T}$.

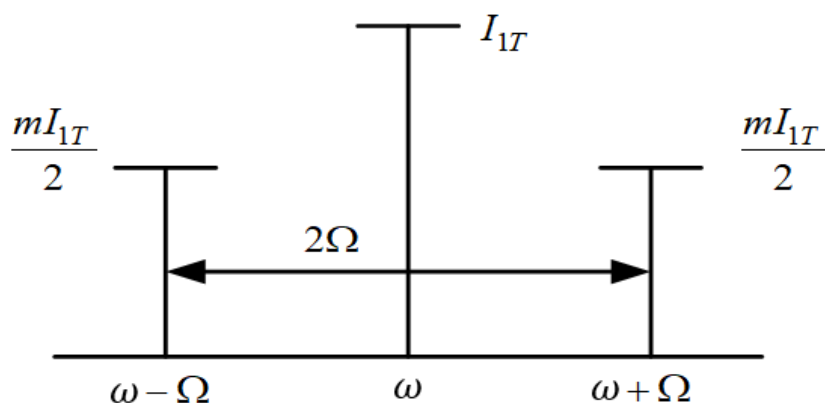


Рис. 4.2. Амплитудный спектр АМ-сигнала

Максимальное и минимальное значения амплитуды тока соответственно равны

$$I_{1\max} = I_{1T}(1 + m); \quad I_{1\min} = I_{1T}(1 - m). \quad (4.4)$$

Полосу частот, занимаемую спектром АМ-колебания, можно определить как

$$\Pi = 2 \cdot \Omega. \quad (4.5)$$

При модуляции сложным сигналом с полосой частот от $\Omega_{\min}$ до $\Omega_{\max}$ спектр АМ-сигнала содержит несущую с частотой ω и две боковые полосы шириной $\Omega_{\max} - \Omega_{\min}$, симметричные относительно ω . Общая полоса занимаемых частот при этом равна

$$\Pi = 2 \cdot \Omega_{\max}. \quad (4.6)$$

При АМ различают следующие режимы модулируемого каскада:

- режим несущей частоты или телефонный режим;
- максимальный режим или режим максимальной мощности при наибольшем значении тока и максимальном m ;
- минимальный режим или режим минимальной мощности при наименьшем токе;
- режим средней мощности за период модулирующего НЧ-колебания.

В отсутствие модулирующего напряжения несущее колебание создает на сопротивлении нагрузки R_H мощность

$$P_{1T} = 0,5 \cdot I_{1T}^2 \cdot R_H. \quad (4.7)$$

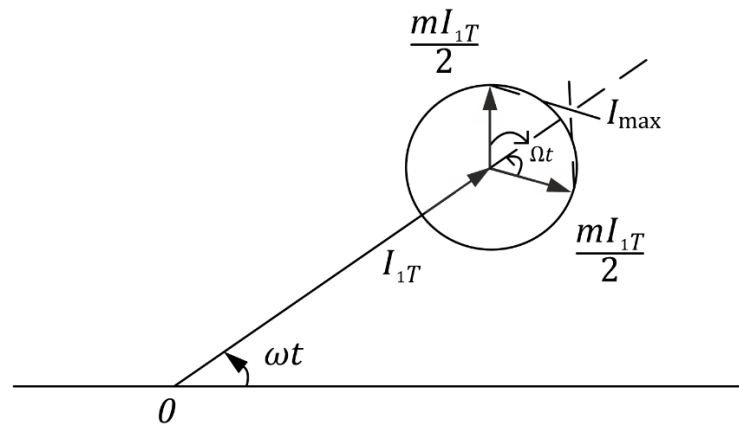


Рис. 4.3. Векторная диаграмма АМ-сигнала

При симметричной неискаженной модуляции синусоидальным напряжением в максимальном и минимальном режимах мощность в нагрузке равна соответственно:

$$P_{1 \max} = 0,5 \cdot I_{1 \max}^2 \cdot R_{\text{н}} = 0,5[I_{1T}(1 + m)]^2 \cdot R_{\text{н}} = P_{1T}(1 + m)^2 ; \quad (4.8)$$

$$P_{1 \min} = 0,5 \cdot I_{1 \min}^2 \cdot R_{\text{н}} = 0,5[I_{1T}(1 - m)]^2 \cdot R_{\text{н}} = P_{1T}(1 - m)^2 . \quad (4.9)$$

Из этих выражений видно, что при стопроцентной модуляции ($m = 1$) мощность в максимальном режиме в 4 раза больше, чем в режиме несущей частоты. В минимальном режиме в этом случае $P_{\min} = 0$. Средняя мощность, выделяемая в нагрузке за период модулирующего сигнала, определяется как

$$P_{1 \text{ ср}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} P_{1T}(1 + m \cos \Omega t)^2 d(\Omega t) = P_{1T}(1 + 0,5m^2) = P_{1T} + 2P_{\text{бок}} , \quad (4.10)$$

где $P_{\text{бок}} = 0,25 \cdot m^2 \cdot P_{1T}$ – мощность одной боковой частоты модулированного колебания.

Таким образом, вся полезная информация о передаваемом сигнале содержится в боковых составляющих. Из выражений (4.8), (4.10) видно, что при $m = 1$ мощность двух боковых составляющих в 2 раза меньше $P_{1 \min}$ и в 8 раз меньше $P_{1 \max}$. При уменьшении m до 0,5 амплитуды боковых составляющих равны $0,5I_{1T} / 2$, т. е. уменьшатся в 2 раза, а мощность боковых частот уменьшится в $2^2 = 4$ раза. Поэтому АМ энергетически невыгодна.

Выбор транзистора (лампы) модулируемого каскада следует осуществлять, исходя из мощности в максимальном режиме: $P_{\text{ном}} \geq 4P_{1T}$, т. е. номинальная мощность активного элемента используется слабо.

О пригодности ВЧ-генератора для АМ можно судить по его статическим модуляционным характеристикам (СМХ). СМХ – это зависимости тока в выходном контуре, его первой гармонике, постоянной составляющей, колебательной мощности или КПД от одного из напряжений: напряжения

питания коллектора (анода), напряжения смещения базовой (сеточной) цепи, амплитуды напряжения возбуждения – при простой АМ или от одновременного изменения двух или трех параметров при комбинированной АМ. Статическими эти характеристики называются потому, что они снимаются при отсутствии модулирующего напряжения: $U_{\Omega} = 0$.

СМХ ВЧ-генератора с АМ не учитывают зависимости его качественных и энергетических показателей от нелинейности входного сопротивления модулируемого генератора, от частоты модулирующего сигнала Ω . Эти важнейшие зависимости позволяет исследовать динамическая модуляционная характеристика (ДМХ), т. е. зависимость коэффициента глубины модуляции m от амплитуды модулирующего напряжения U при постоянном значении Ω (амплитудная ДМХ) или частоты Ω при постоянной амплитуде U_{Ω} (частотная ДМХ).

Чем более линейны модуляционные характеристики, тем выше качество модуляции, т. е. тем ближе форма огибающей модулированного ВЧ-колебания к форме модулирующего напряжения и меньше уровень нелинейных искажений. Качество модуляции или передачи АМ-сигнала через тракт характеризуется коэффициентом гармоник:

$$K_{\Gamma} = \sqrt{U_{2\Omega}^2 + U_{3\Omega}^2 + \dots} / U_{\Omega}, \quad (4.11)$$

где $U_{2\Omega}$, $U_{3\Omega}$ – значения составляющих с частотами 2Ω , 3Ω в спектре выходного АМ-сигнала.

Значение K_{Γ} регламентируется требованиями стандартов. Так, для радиовещательного передатчика с АМ по ГОСТ в полосе частот 40–40 000 Гц при $m \approx 0,5$ $K_{\Gamma} \leq 1 \%$, а при $m \approx 0,9$ $K_{\Gamma} \leq 2 \%$.

В зависимости от того, на какой электрод подается модулирующее напряжение, различают следующие виды АМ: базовую (сеточную), коллекторную (анодную) и комбинированную.

Модуляция на входной электрод, т. е. на базу (сетку), может осуществляться изменением напряжения смещения или возбуждения, т. е. усиления АМ-колебаний. Схема базовой модуляции смещением изображена на рис. 4.4.

Сигнал низкой частоты поступает в цепь смещения. В режиме несущей (телефонный режим) напряжение смещения равно $E_{ст}$. При модуляции E_c меняется по закону:

$$E_c(t) = E_{ст} + U_{\Omega} \cos \Omega t. \quad (4.12)$$

Суммарное напряжение на базе (управляющей сетке) равно

$$e_s(t) = E_{\text{ст}} + U_{\Omega} \cos \Omega t + U_{m\omega} \cos \omega t. \quad (4.13)$$

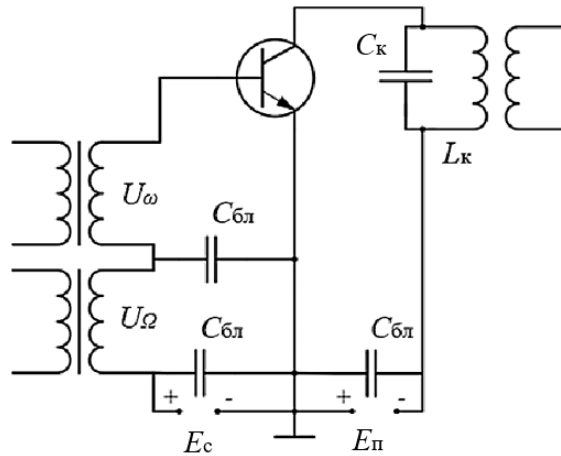


Рис. 4.4. Схема базовой модуляции смещением

Анализ СМХ при модуляции смещением показывает, что для получения малых нелинейных искажений:

- исходную рабочую точку необходимо выбирать на середине линейного участка СМХ;

- амплитуда модулирующего сигнала не должна выходить за пределы линейного участка СМХ;

- режим работы модулируемого генератора в процессе модуляции все время остается недонапряженным, максимальный режим выбирается критическим для полного использования АЭ по мощности;

- угол отсечки в максимальном режиме выбирают в пределах 110–120°.

Поскольку реальные СМХ нелинейны, при низком уровне нелинейных искажений коэффициент модуляции m не превышает 0,6–0,7.

Основными недостатками модуляции смещением являются:

- низкая эффективность использования АЭ. Номинальная мощность $P_{\text{ном}}$ транзистора (лампы) превышает мощность режима несущей в $(1 + m)^2$ раз, а используется она только в течение очень коротких промежутков времени – во время максимумов модулирующего напряжения;

- низкий КПД выходной цепи генератора, т. к. он работает в недонапряженном режиме.

В критическом режиме

$$\eta_{\text{max}} = \eta_T(1 + m). \quad (4.14)$$

При этом $\eta_{\max}$ достигает 0,65–0,75. В режиме несущей $\eta_T = 0,3\text{--}0,35$.

В режиме модуляции

$$\eta_{\text{мод}} = \eta_T(1 + 0,5m^2). \quad (4.15)$$

Поскольку в составе речи и музыки звуки малой и средней громкости, а также паузы между словами занимают большую часть времени, то передатчик работает в это время в режиме несущей или близком к нему. Среднестатистические значения коэффициента модуляции $m_{\text{ср}} \approx 0,3$, следовательно, КПД каскада оказывается низкими $\eta_{\text{мод.ср}} \approx (1,05\text{--}1,1)\eta_T$. Достоинством модуляции смещением является малая мощность модулятора.

Из-за низкого КПД передатчики с модуляцией смещением не применяются в радиовещании и радиосвязи. Они используются в телевидении, где видеосигнал имеет широкую полосу (до 6 МГц). Это связано с тем, что широкополосный модулятор легче выполнить маломощным, а поэтому приходится мириться с малым КПД. При построении таких модуляторов используют в основном ламповые схемы. Базовая модуляция, как правило, не применяется из-за высокой нелинейности модуляционной характеристики (МХ) и зависимости значения емкости эмиттерного перехода транзистора от уровня модулирующего сигнала, что приводит к паразитной модуляции. Базовую модуляцию используют только в качестве элемента комбинированной модуляции.

При усилении модулированных колебаний (изменении напряжения возбуждения) на базу транзистора (управляющую сетку лампы) подается промодулированное по амплитуде напряжение

$$U_{\text{вх}} = U_{\text{вхТ}}(1 + m_{\text{вх}} \cos \Omega t) \cos \omega t, \quad (4.16)$$

где $m_{\text{вх}}$ – коэффициент модуляции напряжения возбуждения.

СМХ усилителя АМ-колебаний оказывается линейной только при работе в недонапряженном режиме, для лучшего использования АЭ и повышения КПД максимальный режим следует выбирать критическим, а телефонный режим – недонапряженным, рабочая точка выбирается на середине линейного участка. Энергетические показатели усилителя практически такие же, как и при модуляции напряжением смещения. Следует отметить, что как при модуляции смещением, так и при усилении АМ-сигнала наиболее тяжелым для АЭ является режим несущей (телефонный). Поэтому необходимо следить, чтобы мощность рассеивания в этом режиме $P_{\text{расс Т}} \leq P_{k \max}$ (или $P_{a \max}$), а также выбирать АЭ из условия: $P_{\text{ном}} \geq P_{1T}(1 + m)^2$.

Усиление АМ-колебаний в режиме $\theta = 90^\circ$ широко применяется в однополосных передатчиках. При $\theta < 90^\circ$ возможно увеличение глубины модуляции: $m_{\text{вых}} > m_{\text{вх}}$. Эту особенность можно использовать, но следует

учитывать, что при значительном уменьшении θ возрастают нелинейные искажения. В режиме усиления АМ-колебаний нелинейные искажения меньше, чем при модуляции смещением.

На рис. 4.5 изображена схема генератора с внешним возбуждением с коллекторной модуляцией. В этом случае модулирующее напряжение подается через модуляционный трансформатор, включенный последовательно с источником коллекторного питания:

$$E_{\Pi}(t) = E_{\Pi T} + U_{\Omega} \cos \Omega t = E_{\Pi T}(1 + m \cos \Omega t), \quad (4.17)$$

где $m = U_{\Omega} / E_{\Pi T}$.

Анализ СМХ показывает, что при коллекторной (анодной) модуляции:

- характеристики имеют довольно крутой и продолжительный линейный участок при работе модулируемого генератора в перенапряженном режиме, глубокая АМ ($m = 1$) возможна только в перенапряженном режиме;

- при $m = 1$ коллекторное (анодное) напряжение изменяется от 0 до удвоенного значения напряжения в телефонном режиме: $E_{k \max} = E_{KT}(1 + m) = 2E_{KT}$;

- при максимальном коллекторном (анодном) напряжении генератор работает в критическом режиме и отдает максимальную мощность;

- рабочую точку на СМХ в телефонном режиме надо выбирать на середине ее линейного участка.

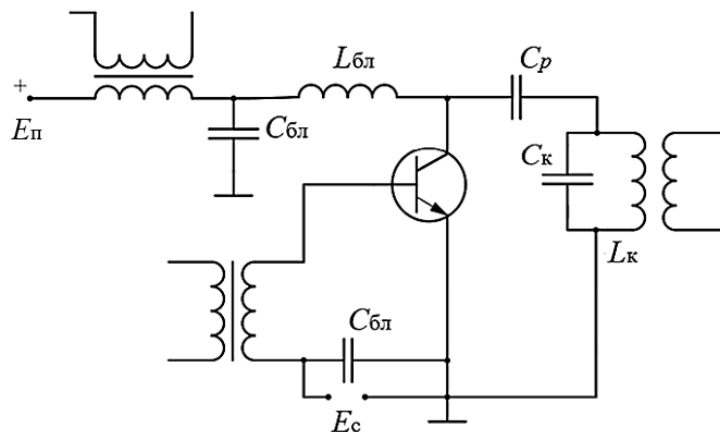


Рис. 4.5. Схема базовой модуляции с автоматическим смещением

Перенапряженный режим характеризуется большими входными токами, а поэтому и большими мощностями возбуждения, что приводит к тяжелому режиму АЭ по входной цепи и низкому коэффициенту усиления по мощности K_p . Ослабить это явление удастся, если вместо фиксированного внешнего смещения использовать автоматическое за счет входного тока (рис. 4.5): $E_c = -I_{вх0} R_c$.

Угол отсечки в критическом режиме выбирается в пределах 70–90°. КПД в максимальном режиме достаточно высок: $\eta_{\max} = 0,7$ и при модуляции не меняется, это является важным преимуществом перед другими видами АМ.

Мощность, потребляемая от источника, равна мощности, потребляемой в телефонном режиме: $P_{0 \text{ ист}} = P_{0T}$, а мощность модулятора определяется как

$$P_{\Omega} = 0,5m^2 P_{0T} . \quad (4.18)$$

Видно, что P_{Ω} имеет тот же порядок, что и $P_{0 \text{ ист}}$, т. е. для осуществления коллекторной (анодной) модуляции необходимо иметь мощный модулятор, что является существенным недостатком. Однако высокий КПД, большая глубина модуляции при малых нелинейных искажениях и другие достоинства обусловили широкое применение коллекторной модуляции в мощных выходных каскадах радиовещательных и связных передатчиков.

При коллекторной модуляции для АЭ наиболее тяжелым является режим модуляции. Рассеиваемая на выходном электроде мощность при $m=1$ увеличивается в 1,5 раза по сравнению с мощностью в режиме несущей, поэтому следует проверять, чтобы $P_{\text{расс.мод}} \leq P_{k \text{ max}} (P_{a \text{ max}})$.

Недостатки коллекторной модуляции (малый K_p в перенапряженном режиме, изменение входной проводимости за период модулирующей частоты) позволяет устранить комбинированная модуляция. Структурная схема передатчика с комбинированной модуляцией приведена на рис. 4.6.

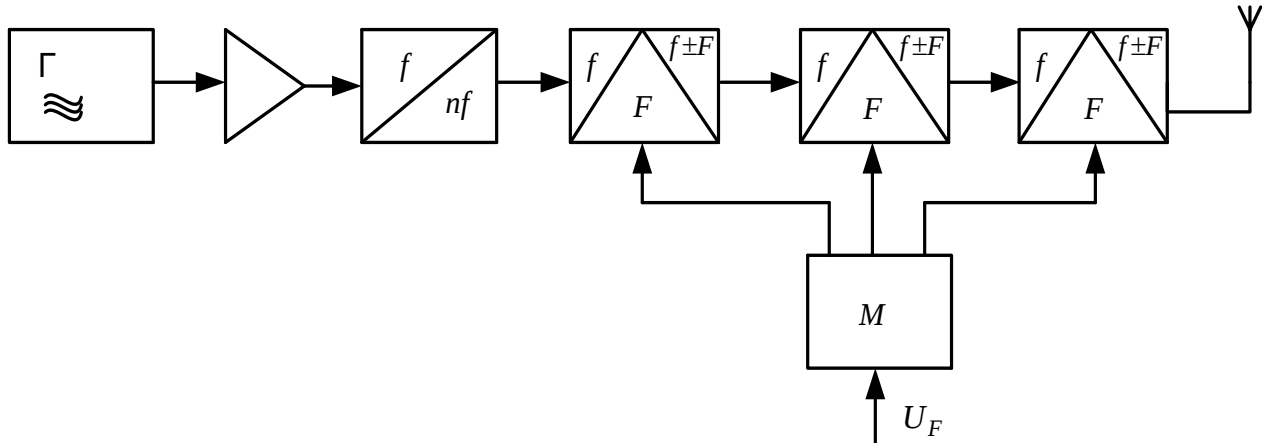


Рис. 4.6. Структурная схема передатчика с комбинированной модуляцией

В этом случае коллекторная модуляция осуществляется не только в выходном каскаде, но и в одном-двух промежуточных. При этом в самом маломощном каскаде реализуется обычная коллекторная (анодная) модуляция, а все остальные каскады работают в режиме усиления АМ-колебаний при одновременной коллекторной (анодной) модуляции. При комбинированной модуляции напряжение смещения и сопротивление нагрузки поддерживаются постоянными, в режиме несущей их выбирают такими, чтобы модулируемый

каскад работал в критическом режиме. Напряжение возбуждения U_B и напряжение питания E_n одновременно изменяются. При увеличении U_B режим становится перенапряженным, а при увеличении E_n – недонапряженным. Если же увеличивать оба параметра одновременно, можно в каждой точке СМХ поддерживать критический режим. Аналогичный эффект наблюдается и при одновременном уменьшении U_B и E_n . Таким образом, зависимость коллекторного (анодного) тока от U_B и E_n будет линейной. Значения коэффициента усиления по мощности K_p и электронного КПД η_e при этом постоянны и достаточно высоки. Энергетические показатели при комбинированной АМ такие же, как и при коллекторной (анодной), поэтому для нее справедливы все рекомендации по выбору АЭ и расчету его режима, что и для коллекторной (анодной) модуляции.

В ламповых передатчиках еще одной разновидностью комбинированной АМ является анодно-экранный модуляция. При этом синхронно и синфазно с напряжением питания анода изменяется напряжение на экранной сетке. В этом случае на всем протяжении СМХ удастся сохранить критический режим и достичь высоких энергетических и качественных характеристик АМ.

4.3. КРАТКОЕ ОПИСАНИЕ ЛАБОРАТОРНОГО МАКЕТА

Лабораторная установка является многофункциональной, поэтому не все переключатели и их положения используются при выполнении этой работы. Для успешного выполнения данной работы необходимо ознакомиться с принципиальной схемой установки. Упрощенная принципиальная схема лабораторной установки показана на рис. 4.7.

Лабораторная установка предназначена для исследования базовой и коллекторной модуляции в генераторах с внешним возбуждением (ГВВ). Она содержит ГВВ на транзисторе $VT2$, собранного по схеме с общим эмиттером, последовательным питанием цепи коллектора и параллельным питанием цепи базы. ВЧ-напряжение подается на базу транзистора $VT2$ от кварцевого генератора несущей частоты, имеющегося в установке, через переключатель «Модуляция» и емкость $C1$. В качестве нагрузки ГВВ применен параллельный колебательный контур $L1C2$, напряжение с которого в положении переключателя ПЗ «Ик» подается на гнездо генератора «Осц.2».

При амплитудной модуляции напряжение от низкочастотного генератора, подключаемого к гнезду «Внеш.М» установки, через переключатель «Коллекторная-базовая» в режиме базовой модуляции непосредственно подается на базу транзистора $VT2$ через $R2$. В режиме коллекторной модуляции низкочастотное напряжение подается на базу транзистора $VT1$, который используется в качестве модуляционного трансформатора, с коэффициентом трансформации $n = 5$. Для контроля низкочастотное модулирующее напряжение выведено на гнездо «Осц.1».



Электронные ключи $K1$ и $K2$ служат для замыкания цепей питания ГВВ через внешний цифровой измерительный прибор, подключаемый к гнезду «Вольтметр», во время измерения постоянных составляющих коллекторного или базового тока при снятии СМХ. Управление электронными ключами происходит с помощью переключателя ПЗ.

Включение установки осуществляется тумблером «Сеть» и контролируется по загоранию соответствующего световода. В состав лабораторной установки дополнительно входят: двухлучевой осциллограф, генератор звуковой частоты и цифровой измерительный прибор, которые подключаются к соответствующим гнездам лабораторного макета.

4.4. ПОРЯДОК ВЫПОЛНЕНИЯ РАБОТЫ

72

- переключатель P_1 в положение «Выкл.»;
- переключатель «Модуляция» в положение «Выкл.»;
- переключатель P_2 в положение 1;
- переключатель P_4 в положение « $U_{\text{мод}}$ »;
- переключатель P_3 в положение « I_k »;
- переменные резисторы « E_k », « E_6 », « I_6 » в крайнее левое положение.

Подключить к гнездам «Осц.1» и «Осц.2» двухлучевой осциллограф, к гнезду «Внеш.М» – генератор низкой (звуковой) частоты, а к гнезду «Вольтметр» – цифровой измерительный прибор для измерения постоянной составляющей коллекторного тока (I_{k0}).

4.4.2. Снять базовую СМХ. Она представляет собой зависимость высокочастотного напряжения или тока от модулируемого параметра при отсутствии модулирующего сигнала.

Включить осциллограф и установку. Потенциометром « E_k » установить напряжение на коллекторе ГВВ, равное 5 В, а потенциометром « E_6 » – напряжение на базе, равное 0,5 В. Переключатель «Модуляция» перевести в положение «Вкл.». При этом на экране осциллографа должно наблюдаться высокочастотное колебание, соответствующее напряжению возбуждения ГВВ.

Изменяя с помощью потенциометра « E_6 » напряжение смещения на базе ГВВ от 0 до 1 В через 0,1 В, снять базовую СМХ. Высокочастотное напряжение измеряется по осциллографу.

Повторить измерения для напряжения на коллекторе $E_k = 8$ В.

4.4.3. Снять коллекторную СМХ $U_m = f(E_k)$. Для этого необходимо установить напряжение на базе $E_6 = 0,3$ В и, изменяя напряжение на коллекторе ГВВ от 0 до 9 В через 1 В, снять указанные зависимости.

Измерения повторить для напряжений на базе $E_6 = 0,5$ В и $E_6 = 0,8$ В.

Построить графики снятых зависимостей.

4.4.4. Снять амплитудные ДМХ при базовой модуляции $m = f(U_\Omega)$. Амплитудные ДМХ представляют собой зависимость коэффициента глубины модуляции m от амплитуды модулирующего сигнала (U_Ω) при постоянной частоте модулирующего сигнала ($\Omega = \text{const}$). Для этого необходимо установить:

- переключатель P_3 в положение « U_k »;
- переключатель «Коллекторная-Базовая» в положение «Базовая»;
- напряжение на базе ГВВ, соответствующее середине линейного участка базовой СМХ (примерно 0,3–0,35 В);
- напряжение на коллекторе $E_k = 5$ В.

Подключить звуковой генератор к гнезду «Вн.Мод.» и включить его. На экране осциллографа должно наблюдаться высокочастотное (несущее) колебание, амплитуда которого изменяется в соответствии с частотой модулирующего сигнала.

Изменяя амплитуду модулирующего сигнала от 0 до 0,1–0,3 В, не допуская при этом перемодуляции, снять амплитудные ДМХ на частотах модулирующего сигнала: 200 Гц, 1 кГц, 6 кГц, 10 кГц.

Построить графики зависимостей амплитудных и частотных ДМХ.

4.4.5. Исследовать влияние напряжения смещения E_6 на индекс амплитудной модуляции m при базовой модуляции.

Для этого необходимо установить $E_6 = 0,3$ В, частоту модулирующего сигнала, равную $F = 1$ кГц, и амплитуду модулирующего сигнала, соответствующую индексу модуляции $m = 0,5–0,7$. Изменяя напряжение смещения $E_6 = 0,3–0,9$ В, снять указанную зависимость. Зарисовать осциллограммы для трех наиболее характерных значений E_6 .

4.4.6. Снять амплитудные ДМХ при коллекторной модуляции.

Для этого переключатель «Коллекторная-Базовая» перевести в положение «Коллекторная». Установить напряжение на базе $E_6 = 0,5–0,6$ В и напряжение на коллекторе $E_k = 5$ В.

ДМХ при коллекторной модуляции снимать для тех же значений частот модулирующего сигнала, что и при базовой модуляции. При измерении амплитуды модулирующего сигнала необходимо учитывать, что модуляционный транзистор ($VT1$) усиливает это напряжение в 5 раз. Построить амплитудные и частотные ДМХ при коллекторной модуляции.

4.4.7. Исследовать влияние напряжения на коллекторе E_k на индекс амплитудной модуляции m .

Для этого установить частоту модулирующего сигнала $F = 1$ кГц, амплитуду модулирующего сигнала, соответствующую $m = 0,5–0,7$ В, и значения E_6 и E_k , соответствующие пункту 4.4.6.

Изменяя напряжение на коллекторе в большую или меньшую сторону, снять зависимость $m = f(E_k)$. Зарисовать осциллограммы для трех наиболее характерных значений E_k .

4.5. СОДЕРЖАНИЕ ОТЧЕТА

4.5.1. Схема лабораторной установки.

4.5.2. Таблица результатов экспериментальных исследований и расчетов на ПЭВМ.

4.5.3. Графики полученных зависимостей.

4.5.4. Выводы по полученным результатам.

4.6. КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

4.6.1. Назовите области применения АМ.

4.6.2. Напишите уравнение и перечислите основные характеристики АМ-сигнала.

4.6.3. Нарисуйте спектр АМ-сигнала.

4.6.4. Нарисуйте временную и векторную диаграммы АМ-сигнала.

4.6.5. Назовите основные режимы модулируемого каскада и их энергетические характеристики.

- 4.6.6. Нарисуйте модуляционные характеристики ВЧ генератора с АМ.
- 4.6.7. Назовите причины нелинейных искажений при АМ и методику их оценки.
- 4.6.8. Нарисуйте схему модуляции смещением, назовите ее основные особенности и области применения.
- 4.6.9. Назовите основные принципы, которыми руководствуются при выборе режима работы ВЧ-генератора при модуляции на входной электрод.
- 4.6.10. Перечислите достоинства и недостатки модуляции на входной электрод.
- 4.6.11. Назовите особенности построения схем и области применения усилителей АМ-сигнала.
- 4.6.12. Оцените энергетические характеристики каскадов с модуляцией на входной электрод.
- 4.6.13. Нарисуйте схему коллекторной (анодной) модуляции, назовите ее основные особенности и области применения.
- 4.6.14. Назовите основные принципы, которыми руководствуются при выборе режима работы ВЧ-генератора при коллекторной (анодной) модуляции.
- 4.6.15. Перечислите достоинства и недостатки коллекторной (анодной) модуляции.
- 4.6.16. Оцените энергетические характеристики каскадов с коллекторной (анодной) модуляцией.
- 4.6.17. Назовите принципы выбора активных элементов при построении схем с базовой (сеточной) и коллекторной (анодной) модуляцией.
- 4.6.18. Нарисуйте схему комбинированной модуляции, назовите основные особенности и области применения.
- 4.6.19. Назовите основные принципы, которыми руководствуются при выборе режима работы ВЧ-генератора при комбинированной модуляции.
- 4.6.20. Перечислите достоинства и недостатки АМ.

Список использованных источников

1. Радиопередающие устройства / под ред. В. В. Шахгильдяна. – Москва : Радио и связь, 2003. – 560 с.
2. Головин, О. В. Устройства генерирования, формирования, приема и обработки сигналов : учеб. пособие для вузов / О. В. Головин. – Москва : Горячая линия-Телеком, 2018. – 783 с.
3. Скляр, Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение / Б. Скляр ; пер. с англ. – 2-е изд. – Москва : Вильямс, 2003. – 1104 с.

Лабораторная работа № 5 **ИССЛЕДОВАНИЕ ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИИ**

5.1. ЦЕЛЬ ЛАБОРАТОРНОЙ РАБОТЫ

5.1.1. Изучить принципы и особенности осуществления частотной модуляции (ЧМ).

5.1.2. Ознакомиться с физическими процессами, происходящими в автогенераторе с ЧМ на варикапах.

5.1.3. Провести экспериментальный анализ основных характеристик ЧМ.

5.2. КРАТКИЕ ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ СВЕДЕНИЯ

Угловая модуляция (УМ) широко применяется в системах радиосвязи различных диапазонов: в радиовещании на УКВ, в звуковом сопровождении телевизионного вещания, в радиорелейной связи прямой видимости, тропосферной и космической связи, а также в системах радиоуправления, радиотелеметрии, радионавигации. В зависимости от способа осуществления она может быть частотной (ЧМ) или фазовой (ФМ). Преимущество ЧМ и ФМ – лучшая помехоустойчивость и более высокие энергетические характеристики в сравнении с АМ.

При УМ амплитуда высокочастотного колебания остается неизменной, а изменяется во времени его частота или фаза:

$$u(t) = U_m \cos \psi(t) = U_m \cos[\omega_0 t + \varphi(t)], \quad (5.1)$$

где ω_0 – центральная или средняя частота;

$\varphi(t)$ – фаза, зависящая от амплитуды модулирующего сигнала.

Для упрощения анализа процессов, происходящих в передатчике, принято представлять модулирующий сигнал в упрощенном виде, т. е.

$$u_\Omega(t) = U_\Omega \sin \Omega t, \quad (5.2)$$

где U_Ω и Ω – соответственно амплитуда и частота модулирующего колебания.

В этом случае выражение для мгновенного значения напряжения при ЧМ и ФМ можно записать в виде

$$u(t) = U_m \cos(\omega_0 t + m \sin \Omega t), \quad (5.3)$$

где m – индекс модуляции.

При частотной модуляции мгновенная частота несущих колебаний

$$\omega(t) = \omega_0 + \Delta\omega \cos \Omega t, \quad (5.4)$$

где $\Delta\omega = \alpha U_\Omega$ – девиация частоты;

α – коэффициент пропорциональности.

Мгновенное значение фазы определим как $\psi(t) = \int_0^t \omega(t) dt$ (для простоты примем, что постоянная интегрирования равна нулю). Тогда получим

$$\psi(t) = \omega_0 t + \frac{\Delta\omega}{\Omega} \sin \Omega t = \omega_0 t + m \sin \Omega t. \quad (5.5)$$

Аналогично при ФМ мгновенную фазу можно записать как

$$\psi(t) = \omega_0 t + \Delta\varphi \sin \Omega t. \quad (5.6)$$

Мгновенная частота равна

$$\omega(t) = \frac{d\psi(t)}{dt} = \omega_0 + \Delta\varphi \cos \Omega t. \quad (5.7)$$

Анализ выражений (5.3)–(5.7) показывает, что при ЧМ девиация частоты постоянна, а индекс модуляции $m_{\text{чм}} = \frac{\Delta\omega}{\Omega} = \frac{\alpha U_\Omega}{\Omega}$ – обратно пропорционален частоте модулирующего сигнала. При ФМ $m_{\text{фм}} = \Delta\varphi = b U_\Omega$, а девиация частоты $\Delta\omega = \Delta\varphi \Omega$ возрастает с увеличением Ω . Коэффициенты пропорциональности α и b определяются по модуляционным характеристикам и представляют собой крутизну частотного или фазового модуляторов.

Качество УМ, как и других видов модуляции, определяется статистическими (СМХ) и динамическими (ДМХ) модуляционными характеристиками. СМХ (рис. 5.1, а) – это зависимость частоты f или фазы φ (или их изменений Δf или $\Delta\varphi$) от $E_{\text{мод}}$ – постоянного напряжения, подаваемого на вход модулятора. Амплитудная ДМХ (рис. 5.1, б) – зависимость m , $\Delta\omega$ или $\Delta\varphi$ от амплитуды модулирующего сигнала U_Ω при постоянном значении Ω . Очевидно, что крутизной амплитудной ДМХ определяются величины вышеупомянутых коэффициентов пропорциональности α и b . Частотные ДМХ частотных (рис. 5.1, в) и фазовых (рис. 5.1, г) модуляторов описываются уравнениями (5.4)–(5.7) и определяют зависимость m , $\Delta\omega$ или $\Delta\varphi$ от частоты Ω при постоянной U_Ω . МХ должны быть достаточно линейными. Нелинейность СМХ и амплитудной ДМХ вызывает нелинейные искажения. Это выражается в том, что формула для девиации частоты приобретает вид

$$\Delta\omega(t) = \Delta\omega_1 \cos \Omega t + \Delta\omega_2 \cos 2 \Omega t + \Delta\omega_3 \cos 3 \Omega t + \dots \quad (5.8)$$

Коэффициенты нелинейных искажений по 2-й и 3-й гармоникам оцениваются как

$$K_2 = \frac{\Delta\omega_2}{\Delta\omega_1}, K_3 = \frac{\Delta\omega_3}{\Delta\omega_1}. \quad (5.9)$$

Следует отметить, что при одинаковом значении девиации нелинейные искажения при ФМ меньше, чем при ЧМ [1]. Нелинейность частотной ДМХ приводит к частотным искажениям. Уровни допустимых нелинейных искажений и допустимой неравномерности частотной ДМХ передатчиков с УМ определяются действующими стандартами. Качество УМ характеризуют также уровни шума, фона и динамический диапазон сигнала. Для анализа спектра колебаний с УМ преобразуем выражение (5.3). После разложений в ряд Фурье и тригонометрических преобразований получим

$$u(t) = U_m \{ I_0(m) \cos \omega_0 t + \sum_{p=1}^{\infty} I_p(m) [\cos(\omega_0 + p\Omega)t (-1)^p \cos(\omega_0 - p\Omega)t] \}, \quad (5.10)$$

где $I_0(m)$ и $I_p(m)$ – функции Бесселя первого рода, нулевого и p -го порядка.

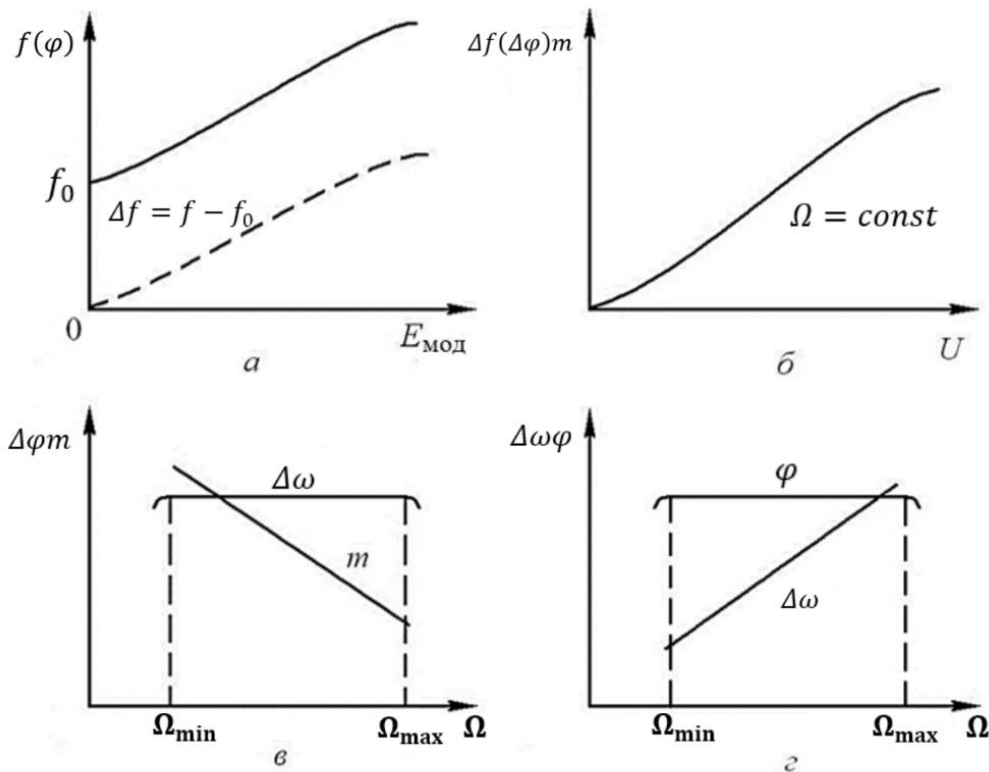


Рис. 5.1. Модуляционные характеристики: статическая (а) и динамическая (б) амплитудные, динамические частотная (в) и фазовая (г).

Характер зависимостей функций Бесселя от аргумента показан на рис. 5.2. Они имеют следующие особенности: знакопеременны и значения функций при $p \geq 2$ и $m \leq 0,5$ весьма малы.

Исходя из этого можно сделать следующие выводы:

– спектр колебаний при УМ состоит из бесконечного числа составляющих, отстоящих одна от другой на Ω , даже при модуляции гармоническим тоном;

– амплитуды спектральных составляющих определяются функциями Бесселя $I_p(m)$;

– фазы составляющих спектра могут быть равны 0 или π , т. к. при $I_p < 0$ соответствующие спектральные составляющие изменяют фазу на 180° .

Спектр колебаний при УМ существенно зависит от индекса угловой модуляции m .

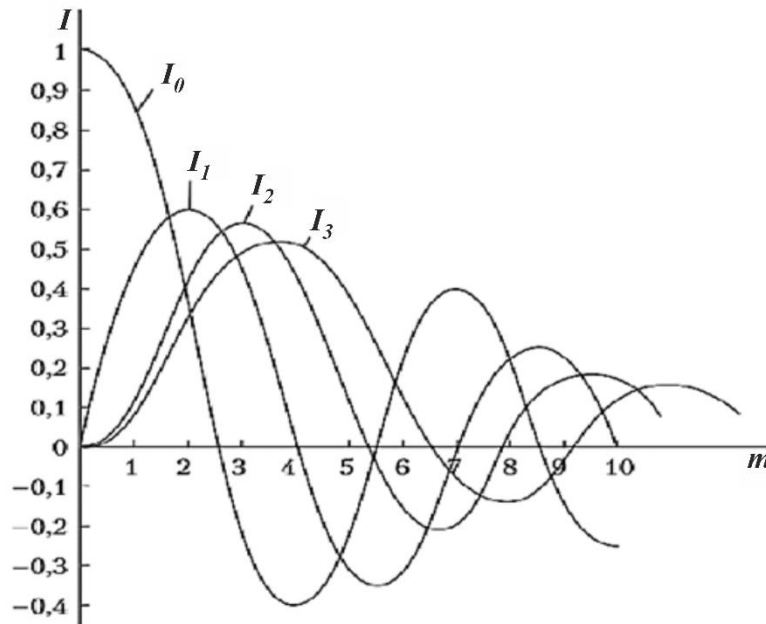


Рис. 5.2. Характер зависимостей функций Бесселя от аргумента

Примеры спектров показаны на рис. 5.3. Функция $I_0(m)$ проходит через нуль при $m = 2,4; 5,5; 8,6; \dots$, следовательно, составляющая спектра с частотой ω_0 в модулированном сигнале может отсутствовать (рис. 5.3, в). Поэтому частоту называют средней или центральной частотой УМ-сигнала, а не несущей, как в спектре АМ-колебаний. Амплитуды боковых составляющих имеют максимум при $p = m$ и быстро убывают с увеличением p . Спектр колебаний с УМ значительно шире спектра АМ-сигнала и теоретически бесконечен. На практике ширину спектра оценивают приблизительно по формулам. Так, при учете только тех составляющих, модуль которых больше 1 % амплитуды немодулированного сигнала, полоса определяется как

$$П_{1\%} \approx 2F_m(m + \sqrt{m} + 1), \quad (5.11)$$

где F_m – частота модулирующего сигнала.

При $m = 3-5$ лучше пользоваться соотношением

$$П_{1\%} \approx 2\Delta f(1 + 2/m), \quad (5.12)$$

где Δf – девиация частоты.

При малых $m \leq 0,5$ спектры ЧМ- и ФМ-колебаний аналогичны спектру АМ-колебаний:

$$\Pi_{10\%} \approx 2F_m . \quad (5.13)$$

При УМ средняя мощность модулированного колебания не изменяется по сравнению с мощностью немодулированного колебания, т. к. сумма всех амплитуд остается постоянной. Однако происходит значительное перераспределение мощностей между колебанием и суммарной мощностью боковых составляющих:

$$P_{\text{бок}} = P_n [1 + I_0^2(m)] . \quad (5.14)$$

Зависимости для P_n и $P_{\text{бок}}$ от индекса модуляции представлены на рис. 5.4. При этом основная часть мощности приходится на долю боковых составляющих, несущих информацию. Этим и объясняется более высокая помехоустойчивость и хорошие энергетические показатели при УМ в сравнении с АМ. При АМ на долю боковых составляющих приходится не более 50 % мощности несущего колебания или не более 1/3 излучений средней мощности: $P_{\text{бок.ам}} = 0,5mP_n$ при максимальной величине коэффициента глубины модуляции $m = 1$.

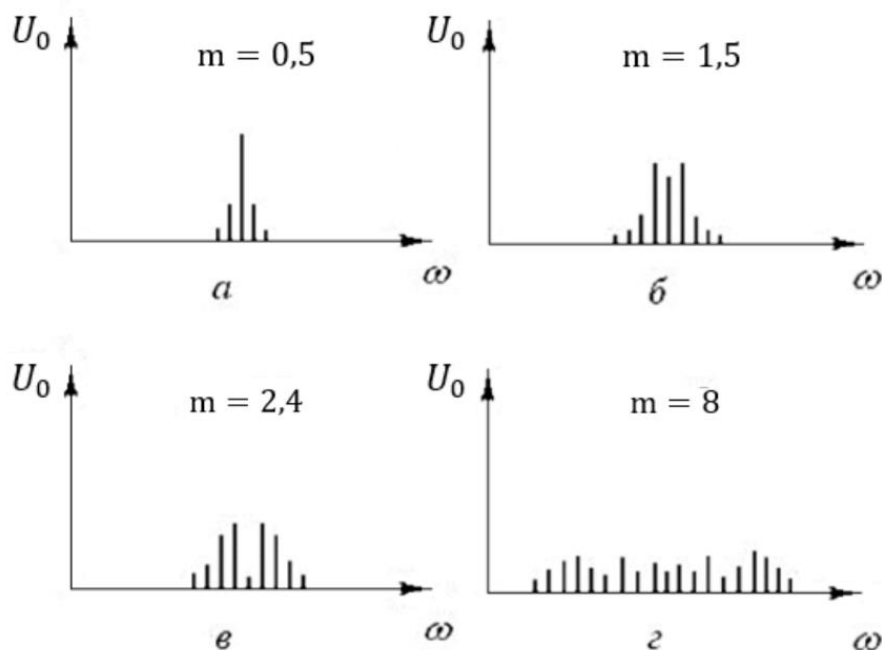


Рис. 5.3. Примеры спектров УМ-сигналов для различных значений индекса модуляции: $a - m = 0,5$; $б - m = 1,5$; $в - m = 2,4$; $г - m = 8$

Существуют прямые и косвенные методы осуществления ЧМ- и ФМ-колебаний. При прямых методах модулирующее колебание воздействует

непосредственно на частоту (рис. 5.5, а) или фазу (рис. 5.5, б) ВЧ-колебания. В первом случае ЧМ представляет собой автогенератор, в контур которого включен реактивный элемент (управитель частоты), управляемый модулирующим сигналом. Прямая ФМ обычно осуществляется в цепи, через которую проходит ВЧ-колебание, например, в резонансном усилителе высокой частоты, в выходной колебательный контур которого включен управитель частоты. Сдвиг фазы выходного сигнала изменяется под действием сигнала модуляции.

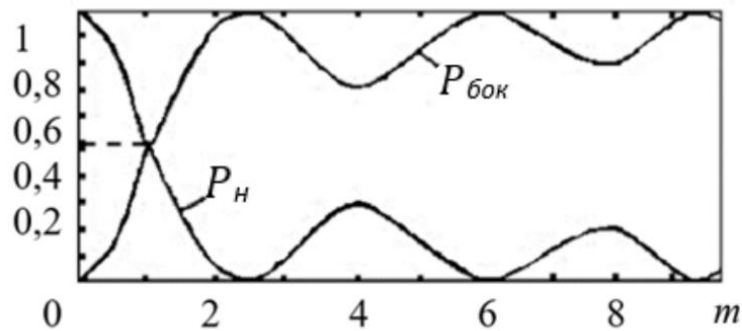


Рис. 5.4. Зависимости для P_H и $P_{бок}$ от индекса модуляции

Для одиночного контура фаза определяется как

$$\varphi = \operatorname{arctg}\left[\left(\frac{\omega_0}{\omega_k} - \frac{\omega_k}{\omega_0}\right)Q\right], \quad (5.15)$$

где ω_0 и ω_k частота контура при $U_\Omega = 0$ и наличии модулирующего сигнала соответственно;

Q – добротность контура.

При косвенных методах нужный вид модуляции (ЧМ или ФМ) получают, осуществляя другую модуляцию (ФМ или ЧМ соответственно), но преобразуют перед этим модулирующий сигнал. Так как частота и фаза гармонического колебания взаимосвязаны ($\omega = d\varphi/dt$), то ЧМ-колебание можно получить, осуществляя ФМ, но при этом необходимо устранить зависимость девиации частоты $\Delta\omega$ от Ω , присущую ФМ (см. рис. 5.1, з). Для этого модулирующий сигнал пропускают через интегрирующую цепь с коэффициентом передачи, пропорциональным $1/\Omega$ (рис. 5.5, в). Девиация фазы на выходе этого устройства $\Delta\varphi = bU_\Omega / \Omega$, а девиация частоты $\Delta\omega = aU_\Omega$, т. е. зависит только от амплитуды модулирующего колебания, что характерно для ЧМ. Аналогично ФМ-колебание косвенным методом получают с помощью частотного модулятора и дифференцирующей цепи на его входе, с коэффициентом передачи, пропорциональным Ω (рис. 5.5, з). Такую схему часто применяют в ЧМ-передатчиках. Это связано с тем, что кроме того, что при ЧМ $m = \Delta\omega / \Omega$ убывает с ростом Ω , составляющие спектров реальных модулирующих сигналов имеют максимум в области частот 0,7–1,5 кГц и с ростом F_m убывают. Это

приводит к ухудшению отношения сигнал – шум на верхних модулирующих частотах, что выражается в ухудшении качества вещания и помехоустойчивости (разборчивости) в связи. Поэтому применяют предварительную коррекцию модулирующего сигнала таким образом, чтобы с увеличением Ω пропорционально возрастала и амплитуда модулирующего сигнала (коррекция 6 дБ на октаву). При такой коррекции ЧМ-передатчик, по существу, излучает ФМ-сигнал. В приемнике после частотного детектирования производится обратная коррекция.

Достоинствами прямого метода осуществления ЧМ является возможность получения относительно большой девиации частоты на выходе автогенератора и, как следствие, сравнительная простота построения усилительно-умножительного тракта передатчика. Основным недостатком этого метода является невысокая стабильность средней частоты, связанная с подключением к контуру автогенератора нелинейной управляемой реактивности.

Достоинством косвенного метода получения ЧМ является возможность обеспечения очень высокой стабильности средней частоты, поскольку процесс получения ВЧ-колебаний и процесс управления ими в соответствии с передаваемыми сообщениями при этом методе не связаны между собой. Однако девиация частоты на выходе фазового модулятора, которая определяется как $\Delta\omega = \Delta\phi F_{\min}$, оказывается малой. Это обстоятельство приводит к необходимости дополнительного умножения частоты задающего генератора и, следовательно, к усложнению усилительно-умножительного тракта. Поэтому в тех случаях, когда к стабильности средней частоты не предъявляются жесткие требования, применяют более простые прямые методы, а при жестких требованиях к стабильности средней частоты – косвенные.

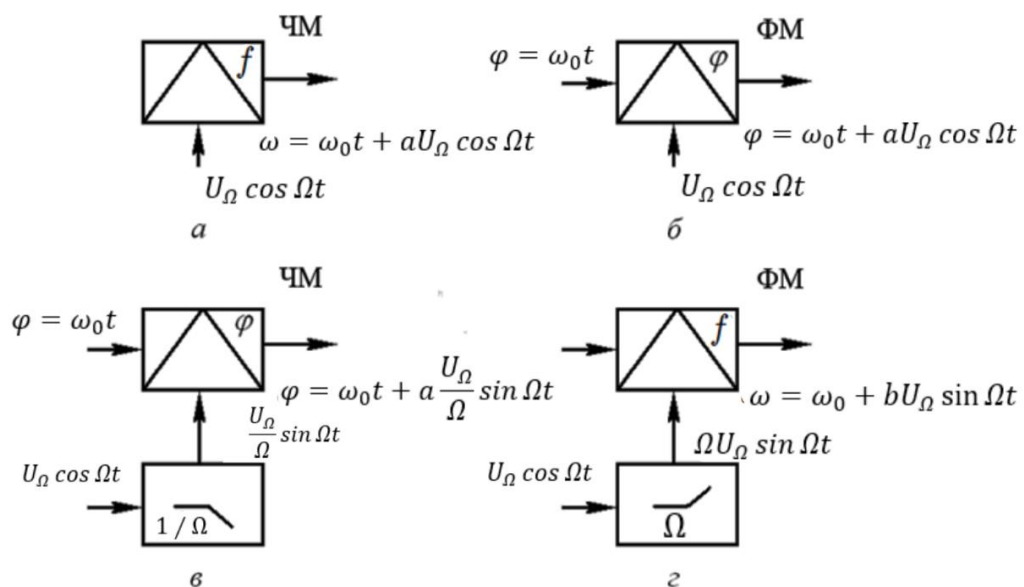


Рис. 5.5. Методы реализации ЧМ (а – прямой, в – косвенный) и ФМ (б – прямой, г – косвенный)

В качестве преобразователей частоты при УМ можно использовать различные приборы и устройства, обладающие реактивной проводимостью, управляемые напряжением или током. Выбор их зависит от требований, предъявляемых к управляемому по частоте или фазе генератору: максимальной девиации частоты $\Delta\omega$, уровня нелинейных искажений, стабильности частоты, допустимой паразитной АМ и т. д. Наиболее часто в качестве управителя частоты используются варикапы – полупроводниковые диоды, барьерная емкость закрытого p - n -перехода которых зависит от приложенного напряжения. Их достоинства: простота схемы включения, малые габариты и мощность источника управляющего напряжения.

Эквивалентная схема варикапа изображена на рис. 5.6. Она состоит из параллельно соединенных барьерной $C_{бар}$ и диффузионной C_d емкостей, шунтированных дифференциальным сопротивлением и сопротивлением потерь. При напряжении перехода $U_{пер} > 0$ (открытый переход) R мало и сильно шунтирует емкость перехода, которая в основном является диффузионной C_d . Поэтому в этом режиме варикап для управления частотой не используется. При $U_{пер} < 0$ (закрытый p - n -переход) обратный ток очень мал, R велико и почти не влияет на характеристики варикапа. Емкостью варикапа в этом режиме является $C_{бар}$, которая зависит от $U_{пер}$ по следующему закону:

$$C_{бар} = C_{бар0} \left(\frac{\varphi - E}{\varphi - U_{пер}} \right)^\gamma, \quad (5.16)$$

где E – напряжение начального смещения;
 φ – контактная разность потенциалов;
 $C_{бар}$ – емкость варикапа при $U_{пер} = 0$;
 γ – коэффициент резкости p - n -перехода.

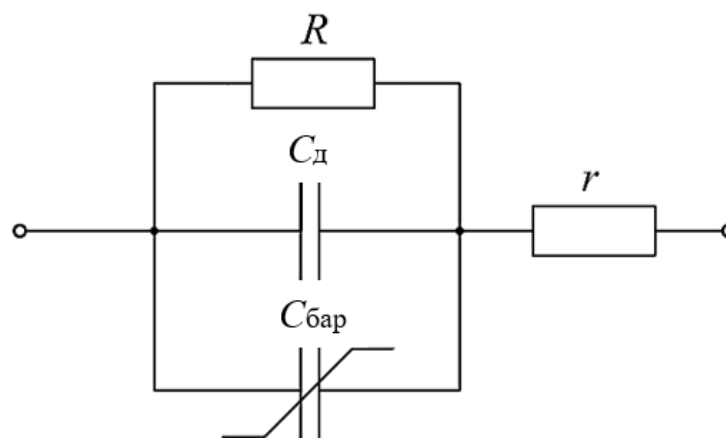


Рис. 5.6. Эквивалентная схема варикапа

Значение γ определяется технологией изготовления p - n -перехода, точнее законом распределения примесей по толщине перехода. При линейном изменении концентрации примесей $\gamma = 1/3$ – плавный переход, при ступенчатом $\gamma = 1/2$ – резкий переход, при $\gamma = 1$ – «сверхрезкий переход». В большинстве случаев изготавливаемые промышленностью варикапы имеют γ , близкой к 0,5. Обычные варикапы имеют коэффициент перекрытия по емкости 3–5, некоторые до 10.

На рис. 5.7 изображена вольт-фарадная характеристика варикапа. Для повышения крутизны зависимости $C_{бар}$ от $U_{пер}$, увеличения длины линейного участка МХ иногда используют параллельное включение двух варикапов.

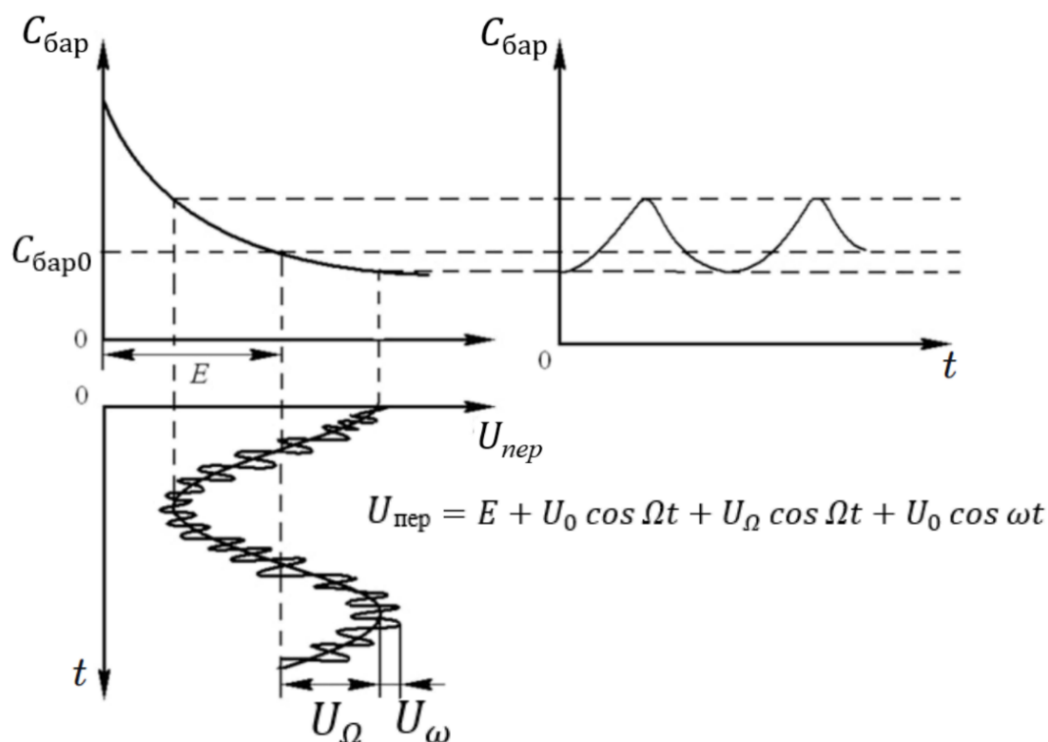


Рис. 5.7. Вольт-фарадная характеристика варикапа

В качестве управителей можно использовать вариконды-конденсаторы с сегнетоэлектриками, проницаемость которых является функцией напряженности электрического поля. Они имеют более линейную МХ и слабее реагируют на изменение температуры в сравнении с варикапами. Недостаток – необходимость больших амплитуд управляющих напряжений, высокие диэлектрические потери. Иногда управители частоты строят на ферритах, используя зависимость их магнитной проницаемости от постоянного подмагничивающего поля.

При проектировании частотных модуляторов важным является выбор схемы его подключения к контуру. От схемы включения в значительной мере зависит СМХ, величина $\Delta\omega$, уровень нелинейных искажений. На рис. 5.8

изображена схема частотного модулятора на варикапе, включенном в автогенератор по схеме Клаппа.

Следует учитывать, что с увеличением коэффициента включения варикапа в контур автогенератора (определяется соотношением C_3 и C_4) ухудшается стабильность частоты из-за влияния температурного коэффициента емкости варикапа, а также возрастают шумы, ухудшается защищенность от помех, действующих по цепям питания и управления варикапом. Стабильность частоты можно увеличить применением систем АПЧ или соответствующей коррекцией. Для уменьшения влияния амплитуды ВЧ-напряжения на среднюю частоту генератора используют встречное включение двух варикапов.

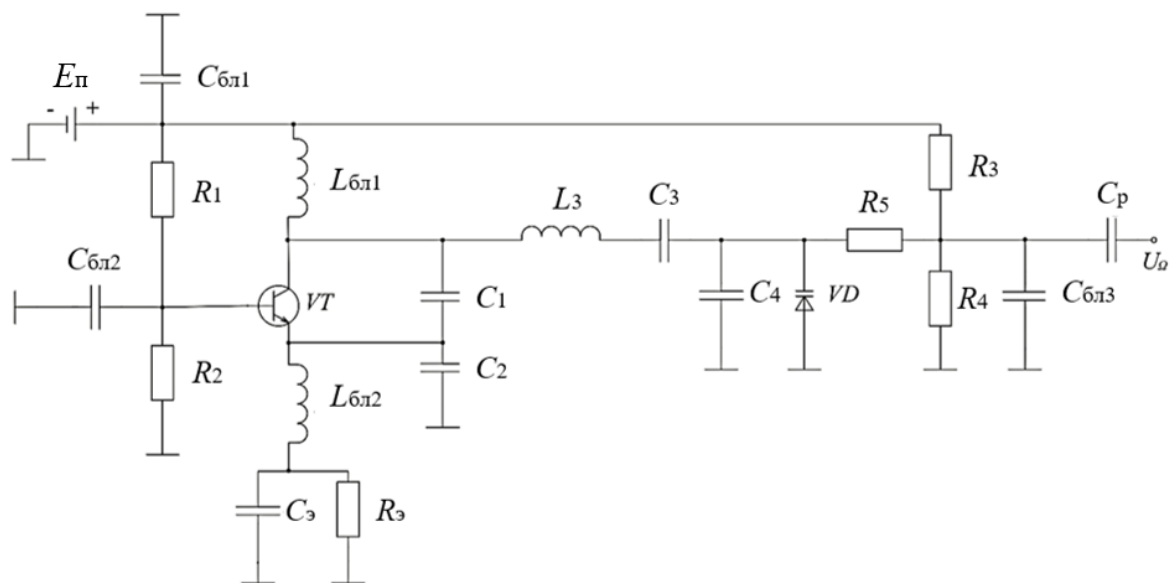


Рис. 5.8. Схема частотного модулятора на варикапе

5.3. КРАТКОЕ ОПИСАНИЕ ЛАБОРАТОРНОГО МАКЕТА

Структурная схема лабораторной установки изображена на рис. 5.9. Она состоит из лабораторного макета (блока автогенератора с управителем частоты на варикапе), частотомера и измерителя девиации частоты.

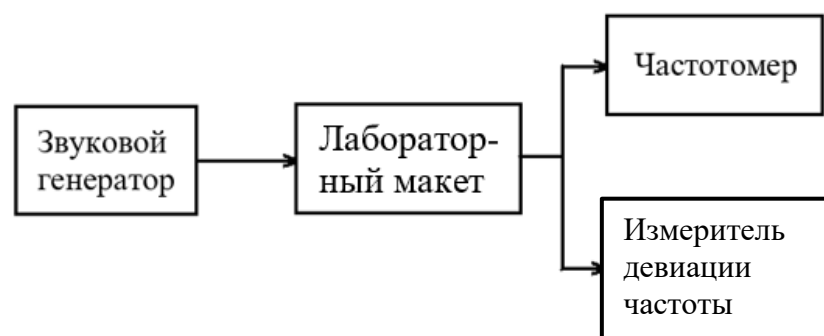


Рис. 5.9. Структурная схема лабораторной установки

Автогенератор собран на транзисторе VT_1 по емкостной трехточечной схеме. Параллельно колебательному контуру $L_1 C_1 C_2 C_3$ подключен варикап VD_1 , емкость которого, а соответственно, и суммарная емкость контура изменяется в зависимости от величины подаваемого на варикап напряжения. Для увеличения емкости варикапа с помощью переключателя S_4 параллельно VD_1 подключается варикап VD_2 .

Модулирующий сигнал U_Ω подается на варикапы с генератора звуковой частоты через трансформатор. Смещение на варикап подается от источника питания и регулируется резистором R_8 «Смещение», выведенным на переднюю панель лабораторного макета (рис. 5.10).

На транзисторе VT_2 построен эмиттерный повторитель, который служит для согласования высокого выходного сопротивления модулируемого автогенератора с малым входным сопротивлением нагрузки (в данном случае измерительных приборов).

Источник питания выполнен на диодах VD_4 – VD_7 и стабилитроне VD_3 .

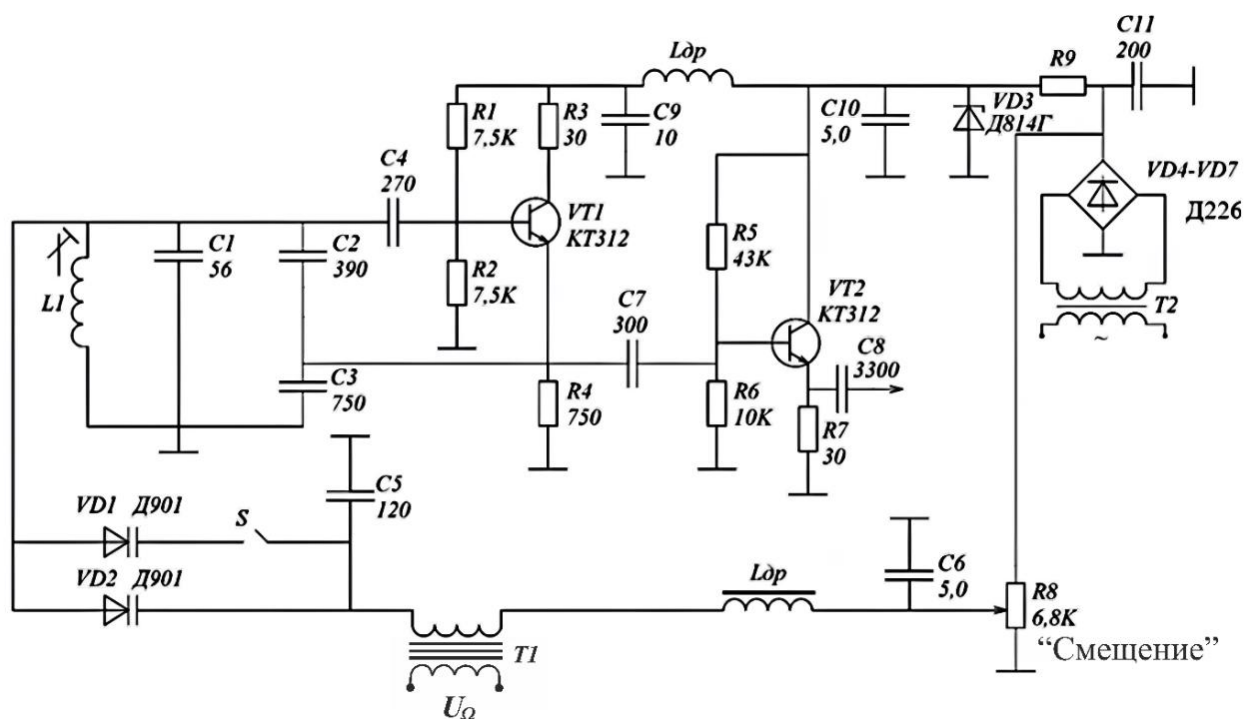


Рис. 5.10. Принципиальная схема лабораторного макета

5.4. ПОРЯДОК ВЫПОЛНЕНИЯ РАБОТЫ

5.4.1. Подготовить лабораторную установку к работе. Для этого: к высокочастотному разъему «Выход ВЧ» лабораторного макета подключить частотомер; переключатель S_1 « D_1 - D_1 , D_2 » поставить в положение « D_1 » (один варикап). Включить установку и измерительные приборы, дать прогреться в течение 3 минут.

5.4.2. Снять статическую модуляционную характеристику. Для этого, изменяя напряжения смещения от 0 до 10 В, снять зависимость $f = \Phi(E_{\text{см}})$. Результаты измерений занести в таблицу, построить зависимость. Также построить зависимость крутизны перестройки частоты $S = \Delta f / \Delta E_{\text{см}}$. Значение Δf определять графически по зависимости $f = \Phi(E_{\text{см}})$, $\Delta E_{\text{см}}$ выбирать равным 1 В.

5.4.3. Перевести переключатель S_1 в положение « D_1, D_2 » (два параллельно соединенных варикапа). Произвести измерения и построения, аналогичные п. 5.4.2. Проанализировать статические модуляционные характеристики частотного модулятора с одним и двумя варикапами.

5.4.4. Подсоединить к клеммам «Вход ЗГ» звуковой генератор и установить частоту модулирующего сигнала 1 кГц. Переключатель S_1 перевести в положение « D_1 ». К высокочастотному разъему «Выход ВЧ» вместо частотомера подключить измеритель девиации частоты.

5.4.5. Снять динамическую амплитудную характеристику.

По статической модуляционной характеристике выбрать рабочую точку для снятия амплитудной динамической характеристики. Значение напряжения смещения на варикапе в этом случае определяется по формуле $E_{\text{см.р}} = (E_{\text{см.н}} + E_{\text{см.к}})/2$, где $E_{\text{см.н}}$ и $E_{\text{см.к}}$ – напряжение смещения на варикапе, соответствующее соответственно началу и концу линейного участка статической модуляционной характеристики. Если на характеристике имеется два и более линейных участка, то рекомендуется выбирать участок, имеющий наибольшую крутизну перестройки частоты.

Изменяя амплитуду модулирующего напряжения от нуля до $U_{\Omega \text{ макс}} = (E_{\text{см.к}} - E_{\text{см.н}})/2$, снять зависимость индекса модуляции от уровня модулирующего напряжения. При индексации ЧМ не допускать перегрузки измерителя девиации. По полученным данным вычислить индекс модуляции $m = \Delta f / F$, где F – частота модулирующего сигнала. Результаты измерений и вычислений занести в таблицу. Построить зависимость $m = \Phi(U_{\Omega})$.

Примечание. При измерениях следует учитывать, что модулирующий сигнал подается на частотный модулятор через повышающий трансформатор с коэффициентом трансформации, равным 3,5.

5.4.6. Перевести переключатель S_1 в положение « D_1, D_2 ». Произвести измерения, вычисления и построения, аналогичные п. 5.4.5. Проанализировать динамические амплитудные характеристики частотного модулятора с одним и двумя варикапами.

5.4.7. Снять динамическую частотную характеристику.

Переключатель S_1 перевести в положение « D_1 ». Установить напряжение смещения, равное $E_{\text{см.р}}$ (см. п. 5.4.5). Установить модулирующее напряжение $U_{\Omega} < U_{\Omega \text{ макс}}$. Поддерживая эти значения постоянными, измерять девиацию частоты в диапазоне 20 Гц – 20 кГц. Вычислить значения индекса модуляции.

Данные измерений и вычислений занести в таблицу. Построить зависимость m от частоты модулирующего сигнала F .

5.4.8. Перевести переключатель S_1 в положение « D_1, D_2 ». Произвести измерения, вычисления и построения, аналогичные п. 5.4.7. Проанализировать динамические частотные характеристики частотного модулятора с одним и двумя варикапами.

5.5. СОДЕРЖАНИЕ ОТЧЕТА

5.5.1. Схема лабораторной установки.

5.7.2. Таблицы результатов экспериментальных исследований и расчетов на ПЭВМ.

5.7.3. Графики полученных зависимостей.

5.5.4. Выводы по полученным результатам.

5.6. КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

5.6.1. Назовите области применения УМ.

5.8.2. Запишите уравнения и назовите основные характеристики ЧМ- и ФМ-сигналов.

5.8.3. Как строятся статические модуляционные характеристики частотных и фазовых модуляторов?

5.8.4. Как строятся динамические модуляционные характеристики частотных и фазовых модуляторов?

5.8.5. Охарактеризуйте нелинейные искажения при УМ, опишите методику их оценки.

5.8.6. Изобразите спектр сигнала при УМ.

5.8.7. Охарактеризуйте энергетические характеристики ЧМ-сигнала.

5.8.8. Назовите достоинства и недостатки УМ в сравнении с АМ.

5.8.9. Опишите прямые методы осуществления ЧМ и ФМ.

5.8.10. Опишите косвенные методы осуществления ЧМ и ФМ.

5.8.11. Поясните необходимость осуществления и схемную реализацию предварительной коррекции модулирующего сигнала при ЧМ.

5.8.12. Перечислите достоинства и недостатки прямых и косвенных методов УМ.

5.8.13. Дайте сравнительную характеристику приборов и устройств, которые можно использовать в качестве управителей частоты.

5.8.14. Нарисуйте эквивалентную схему варикапа, опишите влияние ее элементов на параметры УМ-сигнала.

5.8.15. Нарисуйте вольт-фарадную характеристику варикапа.

5.8.16. Нарисуйте схему автогенератора с ЧМ на варикапе.

5.8.17. Назовите методы повышения линейности модуляционной характеристики при ЧМ на варикапе.

5.8.18. Опишите методику определения напряжения смещения рабочей точки на СМХ и уровня модулирующего сигнала.

5.8.19. Почему при УМ термин «несущая частота» является некорректным?

5.6.20. Чем объясняется более высокая помехоустойчивость ЧМ-сигнала?

Список использованных источников

1. Радиопередающие устройства / под ред. В. В. Шахгильдяна. – Москва : Радио и связь, 2003. – 560 с.

2. Головин, О. В. Устройства генерирования, формирования, приема и обработки сигналов : учеб. пособие для вузов / О. В. Головин. – Москва : Горячая линия-Телеком, 2018. – 783 с.

3. Скляр, Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение / Б. Скляр ; пер. с англ. – 2-е изд. – Москва : Вильямс, 2003. – 1104 с.

Лабораторная работа № 6 **ИССЛЕДОВАНИЕ ИМПУЛЬСНОГО МОДУЛЯТОРА** **С ПОЛНЫМ РАЗРЯДОМ НАКОПИТЕЛЯ**

6.1. ЦЕЛЬ ЛАБОРАТОРНОЙ РАБОТЫ

6.1.1. Изучить принципиальную схему импульсного модулятора (ИМ) с полным разрядом накопителя (ПРН) и методику расчета его основных элементов.

6.1.2. Ознакомиться с конструкцией модулятора.

6.1.3. Провести экспериментальные исследования основных физических процессов и проверка количественных соотношений в ИМ с ПРН.

6.2. КРАТКИЕ ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ СВЕДЕНИЯ

Импульсный модулятор осуществляет управление работой передатчика, обеспечивая формирование последовательности радиоимпульсов заданной формы, длительности и частоты повторения.

Оценку и сравнение различных схем модуляторов производят по следующим основным характеристикам:

- обеспечение заданных напряжений и токов в импульсе;
- обеспечение возможности формирования импульсов заданной формы и изменения ее;
- мощность управления модулятором;
- электрическая прочность и сохранение работоспособности при пробоях в схеме;
- зависимость формы импульса и мощности от изменений сопротивления нагрузки;
- коэффициент полезного действия зарядной и разрядной цепей;
- надежность работы;
- массогабаритные показатели.

Обобщенная структурная схема импульсного модулятора представлена на рис. 6.1. Она состоит из следующих основных элементов: источника питания (ИП) с напряжением E_n , зарядного элемента (ЗЭ), коммутатора (К), на вход которого подаются управляющие импульсы от подмодулятора, накопительного элемента (НЭ), зарядно-разрядного элемента (ЗРЭ) и нагрузки, в качестве которой выступает активный элемент (АЭ).

В импульсных передатчиках мощностью до 500 кВт наиболее широко применяют схемы модуляторов с частичным разрядом накопителя, в качестве которого используется конденсатор большой емкости или искусственная длинная линия, и «жестким» коммутатором, построенным на электронной лампе. Та-

кие модуляторы позволяют изменять частоту следования и длительность импульсов в широких пределах, получать требуемую форму импульса, что дает возможность обеспечить высокую стабильность частоты ВЧ-генератора. Однако они имеют сравнительно низкий коэффициент полезного действия (КПД), что является важным показателем для мощных передатчиков. Это связано с достаточно большими потерями на аноде лампы-коммутатора. Кроме того, такие модуляторы имеют значительные габариты и вес из-за необходимости применения мощного подмодулятора.

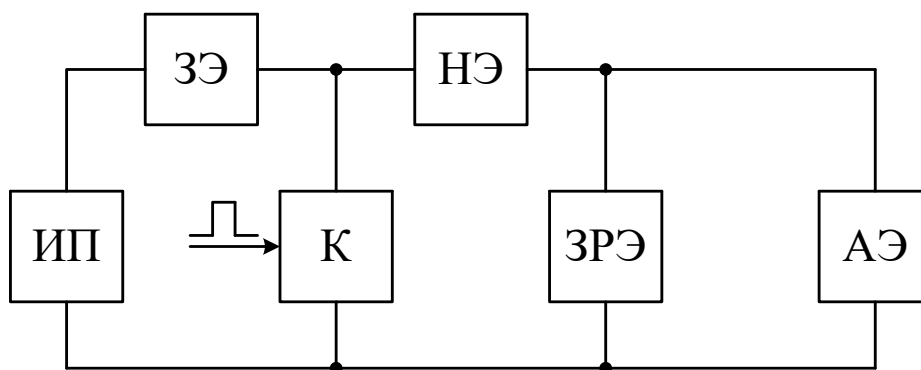


Рис. 6.1. Обобщенная структурная схема импульсного модулятора

В связи с этим в импульсных передатчиках большой мощности применяют модуляторы с полным разрядом накопителя. Для них характерно использование «мягких» коммутаторов, в качестве которых чаще всего применяют водородный тиратрон. Для запуска тиратрона требуется короткий импульс с амплитудой напряжения 150–200 В, в то время как для лампы это значение примерно в 10 раз выше. Поэтому КПД модулятора с ПРН выше, уменьшаются габариты и вес подмодулятора. В качестве накопителя можно использовать конденсатор, а также длинную линию. В этом случае формируемый импульс значительно отличается от прямоугольного, т. к. конденсатор создает на нагрузке напряжение, спадающее по экспоненте. Улучшить форму импульса путем изменения постоянной времени цепи разряда конденсатора нельзя, потому что невозможно в точно указанный момент разомкнуть ключ, т. к. тиратрон, представляющий собой газонаполненный прибор, не запирается до тех пор, пока напряжение на его аноде не упадет практически до нуля. Поэтому в ИМ с ПРН в качестве накопителя чаще всего используют длинную линию (ДЛ).

Схема такого модулятора с разомкнутой длинной линией в качестве НЭ показана на рис. 6.2. Разомкнутая ДЛ во время заряда ведет себя как конденсатор $C_{\text{л}}$ и формирует прямоугольный импульс напряжения при разряде.

При использовании в качестве зарядного элемента резистора максимальное напряжение на линии (U_{max}) равно $E_{\text{п}}$, а минимальное напряжение при разряде (U_{min}) практически равно 0. При этом среднее напряжение $U_{\text{ср}} = 0,5(U_{\text{max}} - U_{\text{min}}) = 0,5E_{\text{п}}$ и КПД зарядной цепи $\eta_{\text{з}} = U_{\text{ср}}/E_{\text{п}}$ не может быть выше 50 %. Как видно, напряжение источника питания в этом случае

используется не полностью. Именно поэтому в импульсных модуляторах с ПРН сопротивление в качестве ЗЭ не применяется.

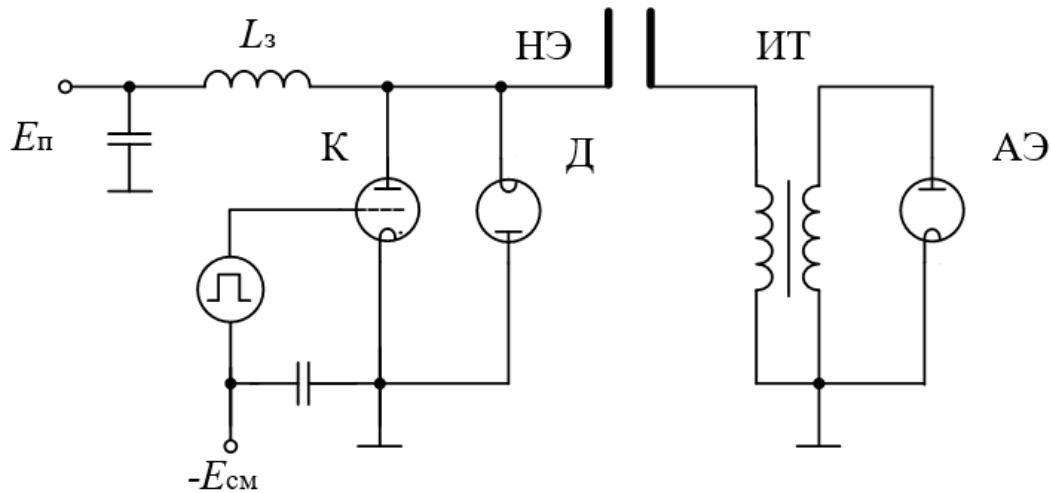


Рис. 6.2. Схема модулятора с разомкнутой длинной линией в качестве НЭ

Приблизить КПД зарядной цепи к единице можно, если сделать $U_{\text{ср}} \approx E_{\text{п}}$. Для $U_{\text{min}} \approx 0$ это означает, что $U_{\text{max}} \approx 0$. Реализовать такое напряжение можно, если использовать особенности переходного процесса при подключении источника постоянного напряжения к последовательному контуру $L_3 C_{\text{л}}$, т. е. использовать резонансный заряд ДЛ. В случае использования в качестве ЗЭ дросселя (L_3) эквивалентная схема зарядной цепи (рис. 6.3) для схемы, изображенной на рис. 6.2, будет представлять собой последовательный контур $L_3 C_{\text{л}}$ с малыми потерями, обусловленными собственным сопротивлением дросселя r . Собственная частота контура $\omega_0 = 1/\sqrt{L_3 C_{\text{л}}}$, характеристическое сопротивление $\rho = \omega_0 L_3 = 1/\omega_0 C_{\text{л}}$, а затухание $d = r/\rho$. Особенностью переходного процесса при подключении источника $E_{\text{п}}$ к такому последовательному контуру является то, что переходный процесс имеет затухающий колебательный характер, а напряжение на линии в определенный момент времени достигает максимального значения $U_{\text{max}} \approx 2E_{\text{п}}$.

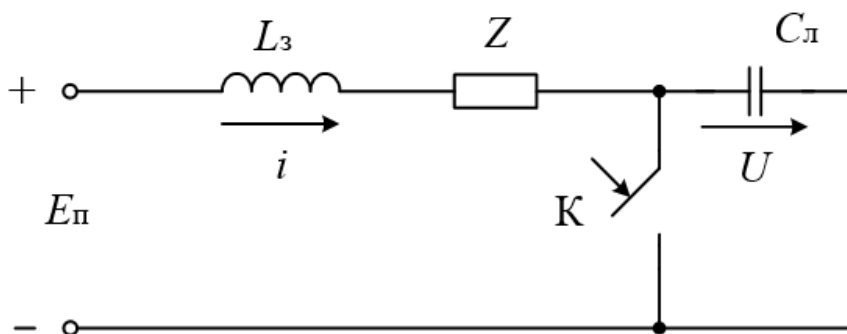


Рис. 6.3. Эквивалентная схема зарядной цепи

Рассмотрим основные уравнения для тока i и напряжения на линии U , зависимости изменения которых изображены на рис. 6.4. Используя общую теорию электрических цепей, напряжение на емкости $C_{\text{л}}$ и ток через нее можно записать как

$$U = E_{\text{п}} + e^{-\frac{d\omega_0 t}{2}} \cdot (A_1 \cdot \cos \omega_0 t + \sin \omega_0 t); \quad (6.1)$$

$$i = C_{\text{л}} \frac{dU}{dt} = \frac{1}{\rho \cdot \beta^{-\frac{d\omega_0 t}{2}}} \cdot (-A_1 \cdot \sin \omega_0 t + A_2 \cdot \cos \omega_0 t) \quad (6.2)$$

где A_1 и A_2 – постоянные интегрирования.

Заряд емкости начинается с $U(0) = 0$.

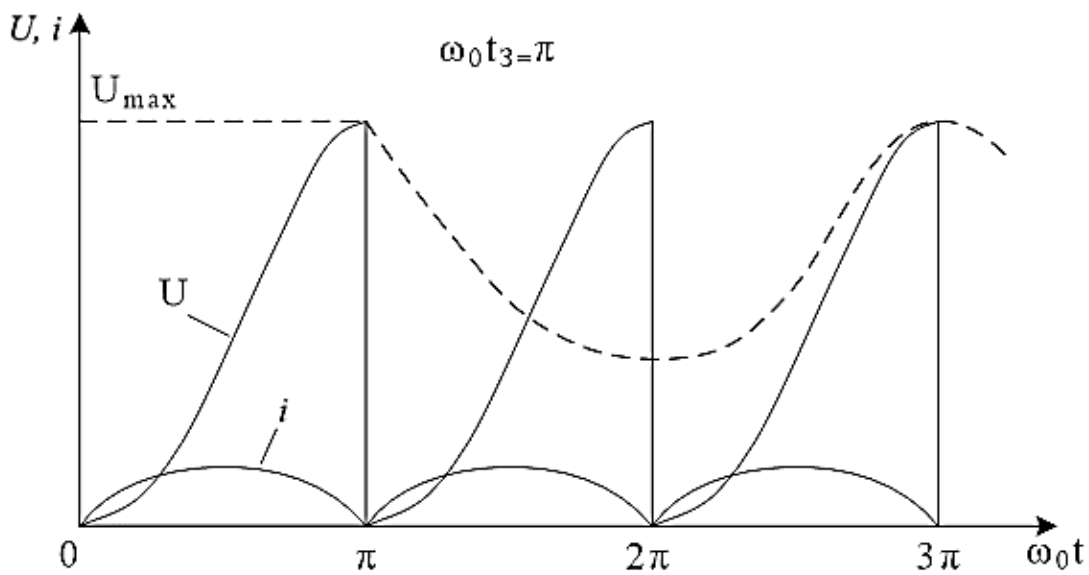


Рис. 6.4. Зависимости изменения тока i и напряжения на линии U

Начальный ток заряда $i(0) = i_{\text{нач}}$ зависит от соотношения между частотой повторения поджигающих импульсов $F = 1/T$ и собственной частотой последовательного контура $F_0 = \omega_0/2\pi$ и в общем случае не равен нулю ($i_{\text{нач}} \neq 0$).

С учетом начальных условий уравнения (6.1) и (6.2) можно записать как

$$U = E_{\text{п}} \cdot (1 - e^{-\frac{d\omega_0 t}{2}} \cdot \cos \omega_0 t) + i_{\text{нач}} \cdot \rho \cdot e^{-\frac{d\omega_0 t}{2}} \cdot \sin \omega_0 t; \quad (6.3)$$

$$i = \frac{\beta^{-\frac{d\omega_0 t}{2}}}{\rho} \cdot (E_{\text{п}} \cdot \sin \omega_0 t + i_{\text{нач}} \cdot \rho \cdot \cos \omega_0 t). \quad (6.4)$$

Из условия (6.3) и рис. 6.4 видно, что по истечении половины периода свободных колебаний $T_0 = 0,5 \cdot \frac{2\pi}{\omega_0} = \frac{\pi}{\omega_0}$ напряжение на емкости $C_{\text{л}}$ достигает максимума и равно

$$U_{\text{max}} = E_{\text{п}} \cdot (1 - e^{-\frac{d\pi}{2}}). \quad (6.5)$$

Применив разложение в ряд, можно заменить $e^{-0,5d\pi} \approx 1 - 0,5d\pi$ и записать

$$U_{\text{max}} = E_{\text{п}} \cdot (2 - 0,5d\pi) = 2E_{\text{п}}(1 - 0,25d\pi). \quad (6.6)$$

Из выражения (6.6) видно, что максимальное напряжение на емкости равно приблизительно удвоенному напряжению источника питания. Ток заряда i в это время равен нулю. Очевидно, что это наиболее удобный момент для коммутации. КПД зарядной цепи модулятора в этом случае будет равен

$$\eta_{\text{з}} = U_{\text{ср}} / E_{\text{п}} = (0,5 \cdot 2E_{\text{п}}(1 - 0,25d\pi)) / E_{\text{п}} = 1 - 0,25d\pi. \quad (6.7)$$

Так как в практических схемах затухание зарядной цепи d составляет 0,05–0,1, то КПД при колебательном заряде достигает 90–95 %. В рассмотренной выше схеме (рис. 6.2) необходимо поддерживать правильное соотношение между частотой повторения импульсов F и частотой собственных колебаний зарядной цепи F_0 , т. е. для получения высокого КПД следует осуществлять коммутацию в момент времени, кратный половине периода T_0 . Это является существенным недостатком схемы, так как нельзя произвольно изменять частоту повторения импульсов F при заданной частоте F_0 . Этот недостаток устраняется включением последовательно с зарядным дросселем $L_{\text{з}}$ зарядного диода. Благодаря односторонней проводимости диода конденсатор $C_{\text{л}}$ не может разрядиться через $L_{\text{з}}$ и сохраняет напряжение до открывания тиратрона. Если выбрать время заряда $t_{\text{з}} > 0,5T_0$, то можно изменять частоту повторения F в широких пределах. Однако следует отметить, что диод VD3 должен быть высоковольтным и поэтому имеет достаточно большое сопротивление, что снижает КПД цепи заряда до 80–85 %. Зависимости для токов и напряжений в ИМ с ПРН на ДЛ изображены на рис. 6.5.

Из изложенного следует, что особенностью данного типа модуляторов является то, что длительность формируемого импульса определяется параметрами длинной линии. Это не позволяет оперативно управлять частотой повторения и длительностью импульсов. С другой стороны, значительно упрощаются требования к схеме подмодулятора, т. к. он должен создавать запускающие импульсы, имеющие только крутой фронт, а форма и длительность их не влияют на работу коммутатора-тиратрона.

Форма напряжения на нагрузке сильно зависит от соотношения сопротивлений нагрузки R_n и длинной линии. Для того чтобы получить прямоугольный импульс на выходе, необходимо обеспечить равенство R_n и волнового сопротивления ρ длинной линии. На рис. 6.6 приведены зависимости напряжения на нагрузке для различных соотношений между R_n и ρ . Для согласования длинной линии с нагрузкой используется импульсный трансформатор (ИТ), который и выполняет роль зарядно-разрядного элемента. При включении ИТ сопротивление нагрузки пересчитывается в первичную обмотку:

$$R'_n = R_n / K^2, \quad (6.8)$$

где K – коэффициент трансформации ИТ.

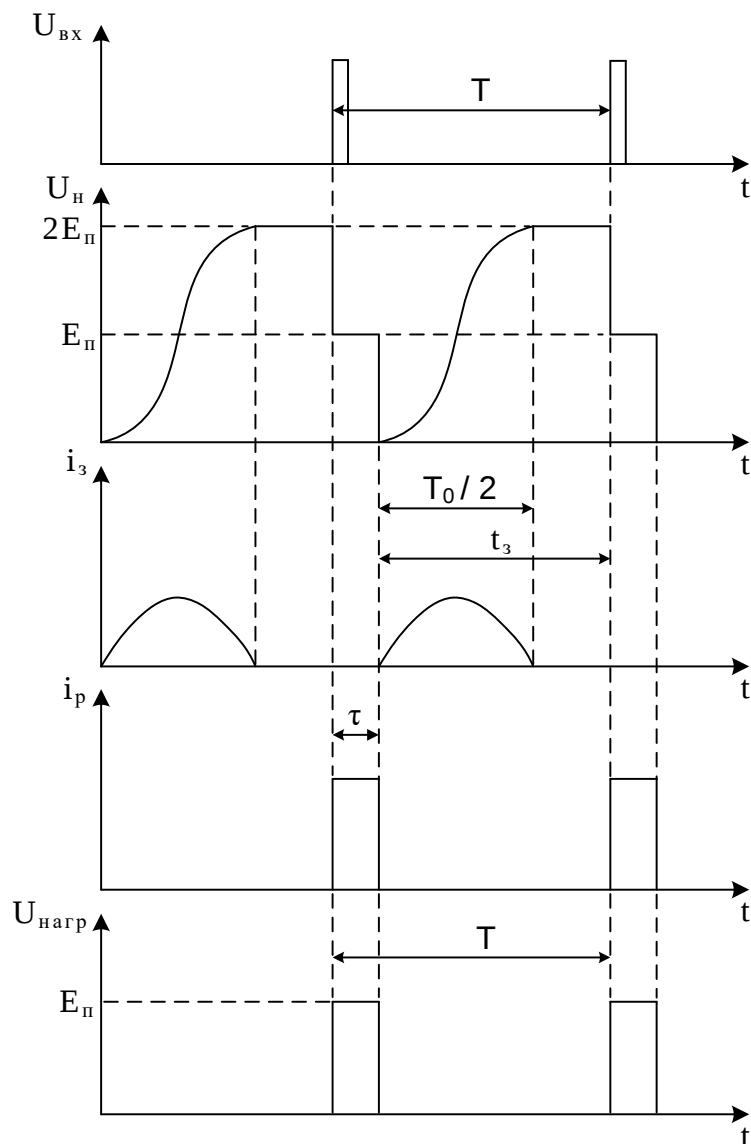


Рис. 6.5. Зависимости для токов и напряжений в ИМ с ПРН на ДЛ

В идеальном случае при $R_n = \rho$ на нагрузке формируется одиночный импульс с амплитудой, равной половине напряжения, до которого была заряжена линия. При $R_n > \rho$ и $R_n < \rho$ напряжение на нагрузке имеет ступенчатую форму. Добиться равенства R_n и ρ на практике очень сложно. Поэтому выбирают волновое сопротивление $\rho \approx (1,05 - 1,15)R'_n = \alpha R'_n$. При этом амплитуда импульса лишь незначительно меньше $U_{\max}/2$, а форма близка к идеальной. КПД цепи разряда ДЛ η_r определится КПД ИТ $\eta_{\text{ИТ}}$ и составит 80–90 %.

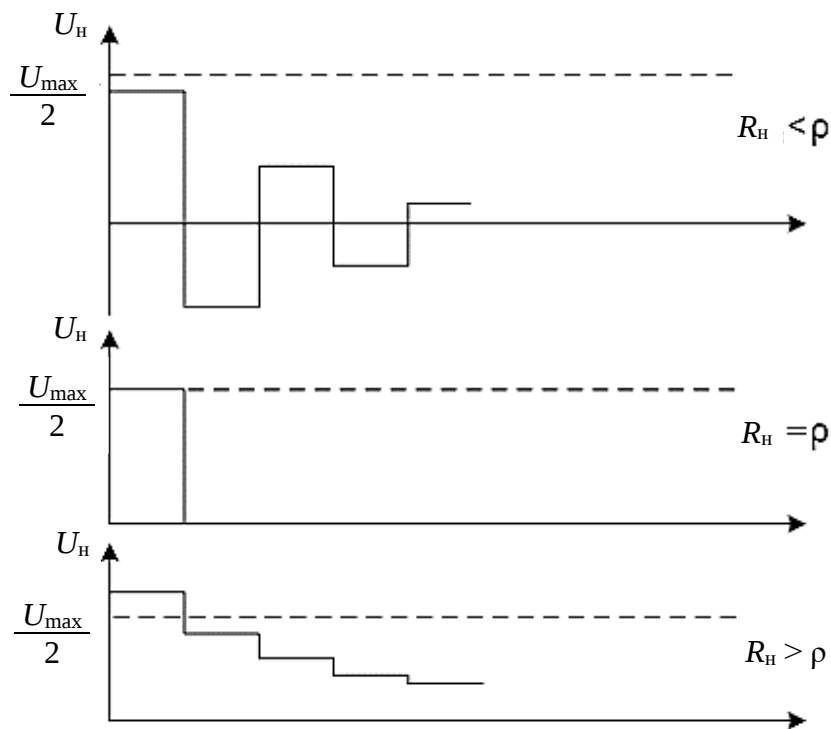


Рис. 6.6. Зависимости напряжения на нагрузке для различных соотношений между R_n и ρ

Длительность импульса, формируемого при разряде разомкнутой линии, при $R_n = \rho$ будет равна $\tau_{\text{и}} = 2l / v_{\text{ср}}$, где l и $v_{\text{ср}}$ – длина линии и фазовая скорость распространения волны в ней. Полагая, что $\tau_{\text{и}} = 1$ мкс, $v_{\text{ср}} = 3 \cdot 10^8$ м/с, получаем $l = 0,5\tau$, $v_{\text{ср}} = 150$ м. На практике линии такой длины трудно реализуемы и малопригодны. Поэтому их заменяют эквивалентными искусственными длинными линиями (ИДЛ) – двухполюсниками, составленными из реактивных элементов. На рис. 6.7 изображена схема ИМ с ПРН с использованием цепочечной ИДЛ. Импульсы на нагрузке, получаемые при разряде ИДЛ, отличаются от прямоугольных и имеют форму, изображенную на рис. 6.8. Фронт и спад импульса имеют конечную крутизну, а вершина характеризуется осцилляциями. Форма импульса, формируемого ИДЛ, определяется количеством ячеек, т. е. числом индуктивностей L и емкостей C . Чем больше число ячеек n , тем ближе форма импульса к прямоугольной.

Суммарные индуктивность и емкость цепочечной ИДЛ определяются как

$$L_{\Sigma} = Ln ; \quad C_{\Sigma} = Cn . \quad (6.9)$$

Если известно сопротивление нагрузки R_n и задана длительность импульса τ_n , то, определив волновое сопротивление как $\rho = R_n \tau_n \alpha / K^2$ и задавшись значением n , можно найти соответственно C и L :

$$C = \frac{\tau_n}{2\rho n} ; \quad L = \frac{\rho \tau_n}{2n} . \quad (6.10)$$

Длительность импульса в этом случае

$$\tau_n = n\sqrt{LC} . \quad (6.11)$$

Количество ячеек ИДЛ для получения заданной длительности фронта импульса может быть рассчитано как

$$n = \frac{0,4\tau_n}{\tau_{\phi}} . \quad (6.12)$$

Следует, однако, отметить, что при малых длительностях импульсов емкости и индуктивности ИДЛ малы и соизмеримы с паразитными параметрами схемы. Реально $n \leq 8-12$.

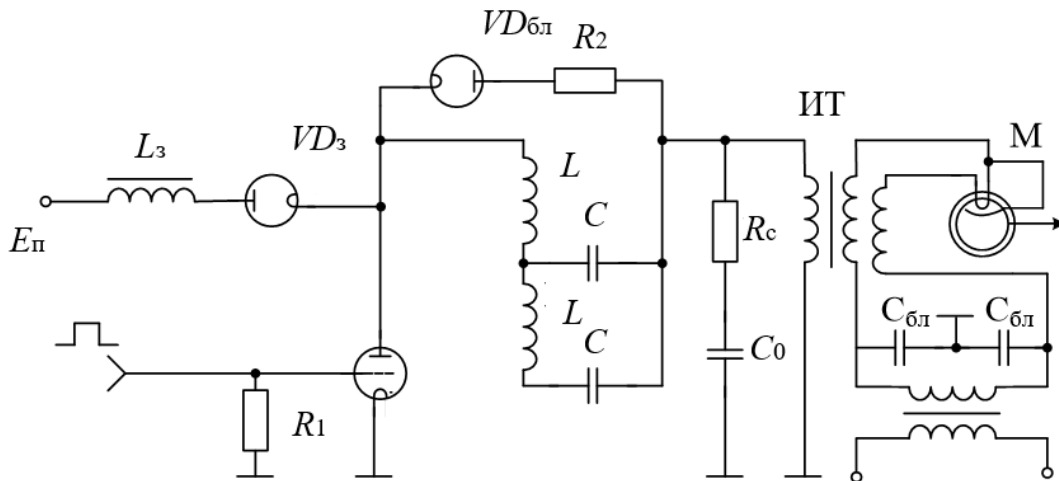


Рис. 6.7. Схема ИМ с ПРН с использованием цепочечной ИДЛ

Цепочечная ИДЛ проста в изготовлении, но имеет большие габариты и стоимость. Это связано с тем, что все конденсаторы должны быть рассчитаны на полное напряжение, до которого заряжается линия. От данного недостатка свободна ИДЛ, собранная по схеме с параллельными контурами, представленная на рис. 6.9. Здесь лишь один конденсатор C_0 должен быть рассчитан на полное

напряжение, а остальные – на значительно меньшее. Для данной ИДЛ значения элементов связаны следующими соотношениями:

$$C_k = 0,5C_0; \quad L_k = \frac{8L_0}{(K^2\pi^2)}; \quad K = 2, 4, 6, \dots \quad (6.13)$$

При коротком замыканий АЭ, например, «искрение» в магнетроне, или неточном согласовании линии, когда $R_n < \rho$, во время разряда линия передает в нагрузку только часть энергии, а остальная отражается так, что меняет знак на ИДЛ и тиратрон закрывается. Тогда новый цикл заряда накопителя начинается при отрицательном напряжении $U(0) = -U_{\text{нач}}$, и максимальное напряжение, до которого зарядится линия, возрастает. Этот процесс может продолжаться до пробоя тиратрона. С этой целью параллельно тиратрону (см. рис. 6.2) или ИДЛ (см. рис. 6.7) включают шунтирующий диод $VD_{\text{бл}}$ и резистор R_2 .

Особенностью генератора СВЧ на магнетроне (см. рис. 6.7) является непостоянство его внутреннего сопротивления в процессе возбуждения и установления колебаний. Оно изменяется в широких пределах. Если напряжение модулятора не достигло величины возбуждения, сопротивление нагрузки значительно превышает выходное сопротивление модулятора, так как $R_n \rightarrow \infty$. После возбуждения сопротивление генератора уменьшается до $R_n = K^2\rho$. Поэтому в период формирования фронта импульса ИДЛ разряжается на рассогласованную нагрузку, что приводит к нарушению стабильности частоты магнетрона. Для обеспечения постоянства нагрузки модулятора при формировании фронта и вершины импульса на выходе его параллельно первичной обмотке ИТ включают согласующую цепочку из последовательно соединенных сопротивления R_c и емкости C_c . Величина должна быть равной волновому сопротивлению ИДЛ. В начале формирования фронта конденсатор C_c не заряжен, R_n очень велико и $\rho = R_c$. По мере заряда C_c сопротивление цепочки растет, а R_n уменьшается. В момент времени $t = \tau_\phi$ (рис. 6.8) C_c полностью заряжается, т. е. сопротивление цепи $R_c C_c$ очень велико, а $R'_n = \frac{R_n}{K^2} = \rho$. Таким образом, в момент формирования фронта импульса ИДЛ оказывается все время нагруженной на постоянное сопротивление.

Особенностью схемы, изображенной на рис. 6.7, является то, что ИТ имеет двойную вторичную обмотку, через которую подается напряжение накала магнетрона. Это позволяет использовать низковольтный накальный трансформатор.

6.3. ОПИСАНИЕ ЛАБОРАТОРНОЙ УСТАНОВКИ

Лабораторная установка выполнена на базе изделия 1РЛ133. Данное изделие представляет собой переносную когерентно-импульсную радиолокационную станцию (РЛС), которая предназначена для поиска, обнаружения, сопровождения и измерения координат движущихся наземных целей на дальности до 5 км. РЛС состоит из следующих систем: антенно-

волноводной, приемно-передающей, дальности, селекции движущих целей (СДЦ), индикаторной, управления антенной и питания. Конструктивно РЛС выполнена в виде двух блоков: приемно-передатчика – блок П-01 и блока управления и индикации – блок П-02. В крышку блока П-01 вмонтирована параболическая антенна, а сам блок устанавливается на треногу, что позволяет осуществлять вращение антенны в угломестной и азимутальной плоскостях вместе с блоком. Питание станции осуществляется от аккумуляторной батареи напряжением 24–28 В.

Лабораторная установка, структурная схема которой показана на рис. 6.8, включает в себя блоки П-01 и П-02 изделия 1РЛ133, источник питания макета, блок управления и контроля и двухлучевой осциллограф. Устройство управления и контроля используется для измерения параметров электрической схемы модулятора и для подключения осциллографа к соответствующим точкам принципиальной схемы.

Принципиальная схема модулятора показана на рис. 6.9. Модулятор РЛС выполнен по схеме с полным разрядом накопителя, в качестве которого используется линия формирования (ЛФ). Зарядным элементом является дроссель («др. зар.»), коммутатором – тиристор VD_2 , на вход которого поступают импульсы поджига, а зарядно-разрядным элементом – импульсный согласующий трансформатор (Тр). В лабораторной установке вместо магнетрона в качестве нагрузки используется активное сопротивление R_n .

В установке предусмотрены два режима работы модулятора: штатный и нештатный. Штатный режим соответствует работе модулятора в РЛС. При этом переключатели SA_1 , SA_2 , SA_3 , расположенные в блоке управления и контроля макета, находятся в положении 1. В этом режиме происходит резонансный заряд линии формирования через зарядный дроссель («Др. зар.»). В нештатном режиме с помощью переключателей SA_1 – SA_3 можно изменять процесс формирования модулирующего импульса, подключая вместо «Др. зар.» активное сопротивление $R_{зар}$, а вместо линии формирования – накопительные конденсаторы C_1 или C_2 .

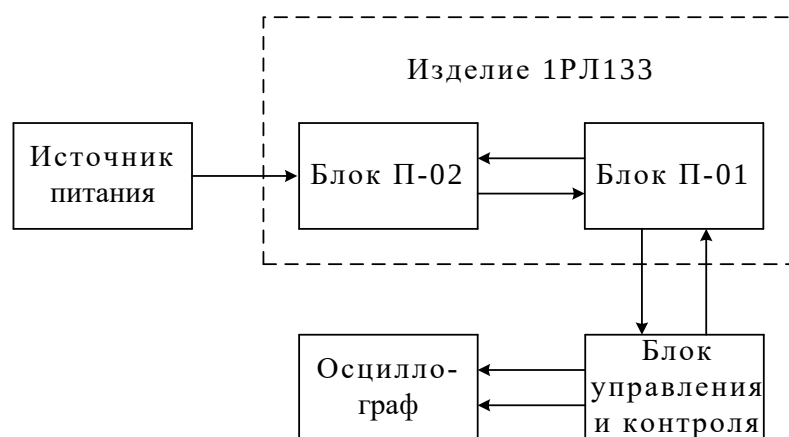


Рис. 6.8. Структурная схема лабораторной установки

Питание модулятора осуществляется с блока П-02 напряжением типа «меандр» с амплитудой $U_{\text{вх}} = 100 \text{ В}$ и частотой повторения $F_{\text{п}} = 4 \text{ кГц}$. В течение положительного полупериода этого напряжения в зависимости от цепи заряда происходит резонансный или экспоненциальный заряд накопительного элемента. После этого на тиристор поступает импульс поджига со схемы формирования бланков модулятора, который задержан на 7 мкс относительно момента окончания заряда накопителя. Накопитель разряжается через тиристор и первичную обмотку трансформатора, со вторичной обмотки которого снимается высоковольтный модулирующий импульс длительностью $\tau_{\text{и}} = (0,2-0,3) \text{ мкс}$.

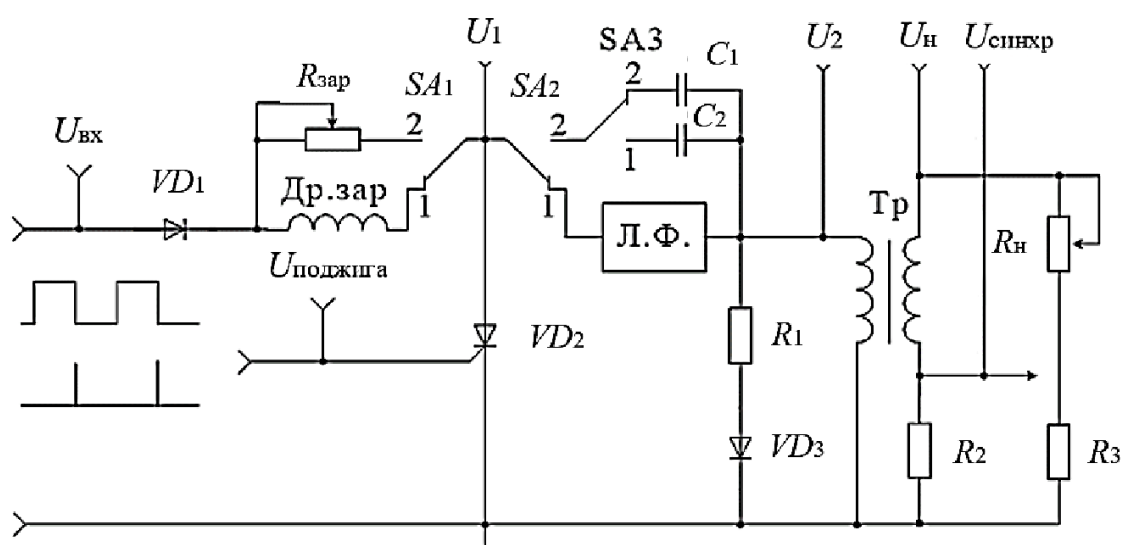


Рис. 6.9. Принципиальная схема модулятора

Параметры сигналов в контрольных точках модулятора измеряются с помощью осциллографа. Питание лабораторной установки осуществляется от двух сетевых блоков питания с напряжением 12 В каждый, соединенных последовательно.

6.4. ПОРЯДОК ВЫПОЛНЕНИЯ РАБОТЫ

6.4.1. Включение лабораторной установки

Перед включением макета установить органы управления блока П-02 в следующие положения:

- переключатель «Работа» – в нижнее положение;
- переключатель «Контроль» – в положение «24».

Переключатели SA_1-SA_3 блока управления и контроля макета поставить в положение 1 (штатный режим работы модулятора), потенциометр $R_{\text{н}}$ – в среднее положение.

Для включения установки необходимо:

- включить оба сетевых блока питания. При этом стрелка прибора «Контроль» блока П-02 должна находиться в пределах от 0 до 3 делений шкалы;
- переключатель «Работа» установить в верхнее положение;
- переключатель «Контроль» установить в положение 6. При этом стрелка прибора «Контроль» должна находиться в пределах красного сектора шкалы.

Через 2–3 минуты сработает реле времени передатчика, после этого установка готова к работе.

6.4.2. Исследование влияния различных типов накопителей на форму модулирующего импульса

Зарисовать осциллограммы сигналов в гнездах $U_{вх}$, $U_{поджига}$, U_1 , U_2 , U_n для штатного режима, привязывая их по времени к $U_{вх}$. Измерить параметры этих сигналов (амплитуду и длительность), длительность сигналов измерять на уровне 0,5 их амплитуды. При измерении амплитуды сигналов кроме $U_{поджига}$ необходимо учитывать коэффициент деления этих сигналов $K_{дел} = 100$.

Исследовать влияние накопительных конденсаторов C_1 и C_2 (нештатный режим) на характер формирования сигналов в гнездах U_1 , U_2 , U_n , зарисовав их и измерив амплитуду и длительность. Для этого установить переключатели в следующие положения: $SA_1 - 1$, $SA_2 - 2$, $SA_3 -$ сначала в положение 1 (C_1), а затем в положение 2 (C_2).

Данные внести в таблицу 6.1. Сделать сравнительную оценку влияния различных накопителей на параметры модулирующего импульса. Внимание обратить на характер заряда накопителя и параметры модулирующего импульса.

Таблица 6.1. Данные измерений

Тип накопителя	Сигналы в гнездах				
	U_1 , В	U_2		U_n	
		В	мкс	В	мкс
ЛФ					
C_1					
C_2					

6.4.3. Исследование зарядной цепи модулятора

Установить переключатели в положения $SA_1 - 2$, $SA_2 - 1$, $SA_3 - 1$. Зарисовать сигналы на гнездах $U_{вх}$, U_1 , U_2 и измерить их параметры при трех положениях потенциометра $R_{зар}$ ($R_{зар.min}$, $R_{зар.средн}$, $R_{зар.max}$).

Результаты измерений свести в таблицу 6.2 и сравнить их со штатным режимом работы модулятора. По результатам измерений сделать оценку влияния вида зарядной цепи на процесс формирования модулирующего импульса. Основное внимание обратить на форму напряжения на накопителе (U_1), на амплитуду и длительность модулирующего импульса (U_2).

Таблица 6.2. Результаты измерений

Вид зарядной цепи	Сигналы в гнездах		
	U_1 , В	U_2	
		В	мкс
Др. зар.			
$R_{зар.min}$			
$R_{зар.средн}$			
$R_{зар.max}$			

6.4.4. Исследование влияния сопротивления нагрузки на форму модулирующего импульса

Установить штатный режим работы модулятора. Подключить осциллограф к гнезду (U_2). Потенциометр R_n установить в крайнее левое положение. Развертку осциллографа выбрать так, чтобы можно было полностью наблюдать форму модулирующего импульса. Зарисовать форму модулирующего импульса и определить его амплитуду и длительность.

Измерения повторить для крайнего правого положения потенциометра R_n .

Исходя из теоретических сведений и наблюдаемой формы импульса, определить, для какого из положений R_n сопротивление нагрузки максимально, а для какого минимально.

Изменяя величину сопротивления нагрузки (R_n) по форме модулирующего импульса, установить его оптимальное сопротивление для данного типа ИДЛ и согласующего трансформатора. Зарисовать форму и определить параметры модулирующего импульса для $R_n = R_{n.орт}$.

6.4.5. Расчет параметров цепочечной искусственной длинной линии

Используя выражения (6.8)–(6.12), провести расчет ИДЛ для модулятора, работающего на нагрузку $R_n = 1$ кОм с коэффициентом трансформации ИТК = 5 и модулирующим импульсом со следующими параметрами: $\tau_{и} = 1 \cdot 10^{-6}$ с, $\tau_{\phi 1} = 0,1 \cdot 10^{-6}$ с, $\tau_{\phi 2} = 0,05 \cdot 10^{-6}$ с.

6.5. СОДЕРЖАНИЕ ОТЧЕТА

Отчет оформляется в соответствии с общепринятыми требованиями и должен содержать:

- цель работы;
- принципиальную схему модулятора;
- осциллограммы импульсов в конкретных точках;
- таблицы экспериментальных результатов и выполненных расчетов;
- выводы по работе.

6.6. КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

- 6.6.1. Каковы основные требования к импульсным модуляторам?
- 6.6.2. Изобразить ИМ с ПРН и пояснить особенности ее применения.
- 6.6.3. Как зависит форма модулирующего импульса от характера цепи заряда?
- 6.6.4. Какими элементами схемы определяется КПД модулятора?
- 6.6.5. Назовите преимущества и недостатки цепочечной ИДЛ и ИДЛ из последовательно соединенных параллельных контуров.
- 6.6.6. В чем преимущества схемы резонансного заряда ИДЛ?
- 6.6.7. Как зависит форма импульса от степени согласования линии с нагрузкой?
- 6.6.8. Как зависит длительность модулирующего импульса от числа ячеек ИДЛ?
- 6.6.9. В чем назначение и принцип действия согласующей КС цепочки, включаемой параллельно первичной обмотке импульсного трансформатора?
- 6.6.10. В чем назначение защитного диода в ИМ с ИДЛ?
- 6.6.11. Почему в качестве накопителя не используется емкость?

Список использованных источников

- 1. Радиопередающие устройства / под ред. В. В. Шахгильдяна. – Москва : Радио и связь, 2003. – 560 с.
- 2. Головин, О. В. Устройства генерирования, формирования, приема и обработки сигналов : учеб. пособие для вузов / О. В. Головин. – Москва : Горячая линия-Телеком, 2018. – 783 с.
- 3. Скляр, Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение / Б. Скляр ; пер. с англ. – 2-е изд. – Москва : Вильямс, 2003. – 1104 с.

Лабораторная работа № 7

ИССЛЕДОВАНИЕ ИМПУЛЬСНОГО МОДУЛЯТОРА С ЧАСТИЧНЫМ РАЗРЯДОМ НАКОПИТЕЛЯ

7.1. ЦЕЛЬ РАБОТЫ

7.1.1. Изучить принципиальную схему и конструкцию модулятора с частичным разрядом накопителя.

7.1.2. Экспериментально изучить физические процессы в модуляторе с частичным разрядом накопителя.

7.1.3. Оценить влияние измерения параметров схемы модулятора на качество работы магнетронного генератора.

7.2. КРАТКИЕ ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ СВЕДЕНИЯ

Импульсный модулятор с частичным разрядом (рис. 7.1) накопителя чаще всего применяется в магнетронных генераторах. Такой модулятор обладает рядом преимуществ по сравнению с модулятором с полным разрядом накопителя. Это объясняется двумя обстоятельствами. Во-первых, данный тип модулятора позволяет получить модулирующий импульс с любой, наперед заданной степенью приближения к прямоугольному, причем формирование каждого участка импульса (фронта, вершины и спада) может происходить практически независимо от двух других. Во-вторых, модулятор с частичным разрядом накопителя не требует согласования своего внутреннего сопротивления с сопротивлением нагрузки, что важно при модуляции магнетрона, представляющего собой нелинейную нагрузку.

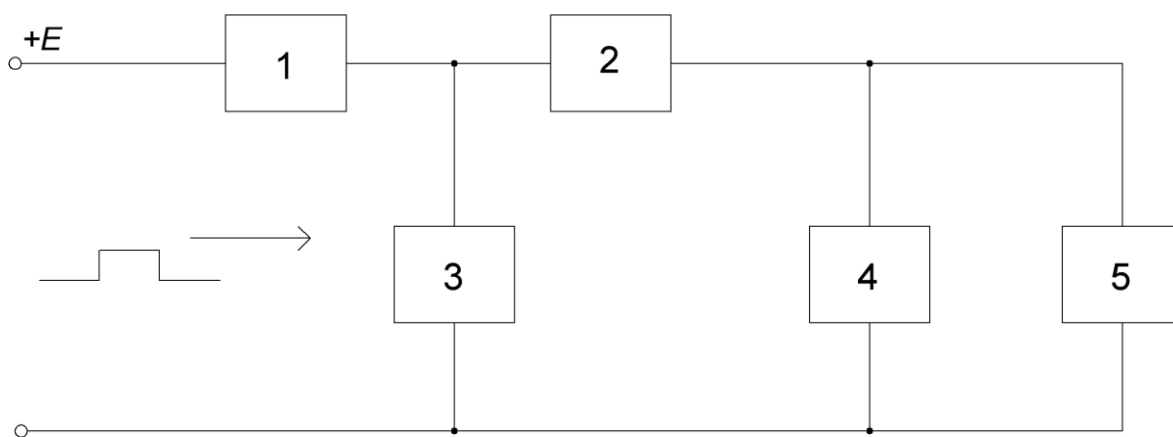


Рис. 7.1. Структурная схема модулятора:

1 – зарядный элемент; 2 – накопитель энергии; 3 – коммутирующее устройство (коммутатор); 4 – зарядно-разрядный элемент; 5 – нагрузка (активный элемент)

Основным недостатком модулятора с частичным разрядом накопителя является более низкий КПД, чем у модулятора с полным разрядом накопителя.

В настоящее время все достаточно мощные импульсные модуляторы строятся в соответствии со структурной схемой, показанной на рис. 7.1.

Модулятор работает следующим образом. В интервале между импульсами коммутирующее устройство 3 закрыто, и накопитель энергии 2 заряжается от источника питания E до напряжения U через зарядный элемент 1 и зарядно-разрядный элемент 4. При правильно выбранных параметрах схемы величина U близка к напряжению источника питания E . При открытии коммутатора положительным импульсом, форма, амплитуда и длительность которого определяются подмодулятором, накопитель энергии разряжается через коммутирующее устройство и нагрузку. Таким образом, импульсный модулятор преобразует энергию источника питания (ИП) во времени, при этом мощность ИП равна среднему значению импульсной мощности $P_{0\text{ср}} = P_{0\text{и}} / q$, где q – скважность импульсного процесса. Эту среднюю мощность ИП расходует длительное время (в паузах) на увеличение энергии в накопителе энергии (НЭ), а НЭ расходует ее за короткий интервал (длительность импульса).

В импульсных модуляторах с частичным разрядом накопителя в качестве коммутирующего устройства (КУ) используются только электронные модуляторные лампы или транзисторы. Это обусловлено тем, что при частичном разряде накопителя моменты включения и выключения КУ должны быть жестко фиксированы.

Наибольшее применение в качестве модуляторных ламп находят тетроды по следующим причинам:

1. Крутизна линии критического режима у тетрода больше, чем у триода, и при выборе рабочей точки на линии критического режима падение напряжения на аноде лампы невелико. Следовательно, при одинаковом токе лампы потери на аноде тетрода меньше, чем на триоде.

2. Мощность управления тетродом меньше, чем триодом, благодаря чему облегчаются требования к подмодулятору.

Накопитель должен быть электрически прочен и обеспечивать требуемую стабильность вершины модулирующего импульса. В качестве накопителя используется емкость, величина которой выбирается в зависимости от длительности и допустимой нестабильности вершины импульса.

Зарядный элемент должен ограничивать величину тока высоковольтного выпрямителя как через модуляторную лампу во время формирования импульса, так и через накопитель во время его подзаряда в промежутках между импульсами. Тип и параметры зарядного элемента выбираются исходя из двух противоречивых требований: желательно, чтобы для уменьшения величины тока выпрямителя через лампу сопротивление зарядного элемента было большим, но при этом для обеспечения заряда накопителя до заданной величины U потребуется большая величина напряжения E на выходе источника питания. В качестве зарядного элемента может применяться как активное сопротивление, так и индуктивность в сочетании с активным сопротивлением.

Зарядно-разрядный элемент должен:

- 1) обеспечивать требуемую длительность и форму спада модулирующего импульса;
- 2) по возможности не шунтировать нагрузку;
- 3) обладать малой паразитной емкостью.

Простейшим зарядно-разрядным элементом является активное сопротивление. Основной недостаток его состоит в том, что при реальных величинах паразитной емкости модулятора обеспечение требуемой длительности спада импульса возможно при сопротивлениях, сильно шунтирующих нагрузку. По этой причине в мощных модуляторах активное сопротивление в качестве зарядно-разрядного элемента практического применения не находит. Однако в маломощных модуляторах, когда энергетические соотношения существенной роли не играют, активное сопротивление может применяться как зарядно-разрядный элемент из-за своей простоты. В мощных модуляторах в качестве зарядно-разрядных элементов применяются либо индуктивность с гасящим диодом, либо индуктивность с активным сопротивлением.

Принципиальная электрическая схема модулятора, где в качестве зарядного и зарядно-разрядного элементов используются сопротивления (R_1 и R_2), показана на рис. 7.2.

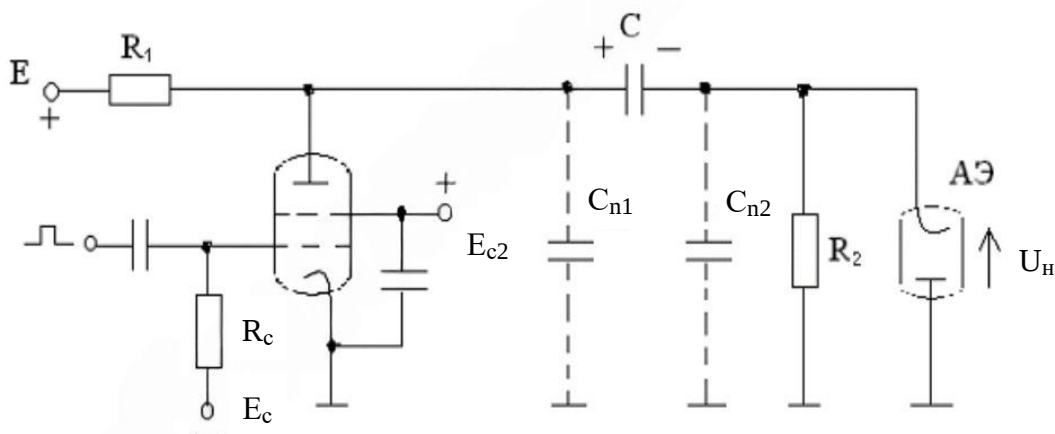


Рис. 7.2. Принципиальная схема модулятора

Рассмотрим влияние элементов схемы модулятора, представленной на рис. 7.2, на параметры модулирующего импульса. Форма импульса напряжения на нагрузке ($АЭ$) модулятора изображена на рис. 7.3.

Импульс разделен на участки, соответствующие характерным физическим процессам в модуляторе и этапам расчета формы импульса.

В момент времени $t = t_0$ от подмодулятора на управляющую сетку модуляторной лампы подается импульс положительной полярности.

Модуляторная лампа открывается и начинается разряд накопительного конденсатора C через лампу и включенные параллельно паразитные емкости ($C_{п1}$, $C_{п2}$) и зарядно-разрядное сопротивление (R_2).

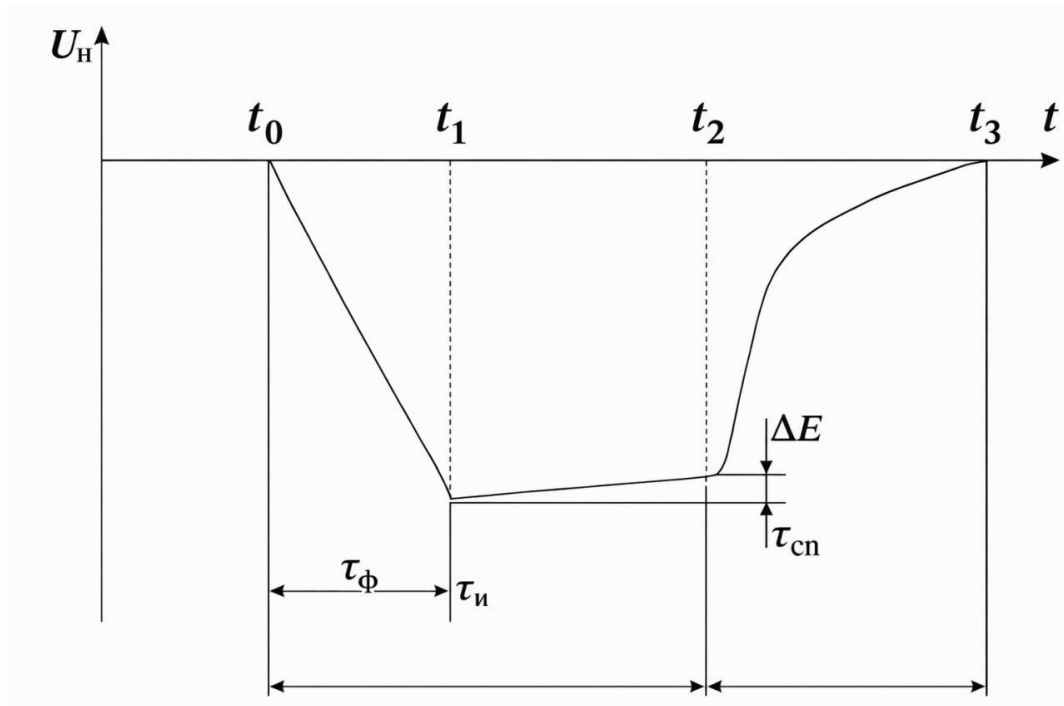


Рис. 7.3. Форма модулирующего импульса:

τ_ϕ – время фронта; $\tau_{и}$ – длительность импульса; $\tau_{сп}$ – время спада

На этом участке сопротивление магнетрона очень велико. Поэтому можно считать, что цепь нагрузки при этом разомкнута.

Крутизна фронта модулирующего импульса является важнейшим эксплуатационным параметром модулятора. Так, для магнетрона скорость нарастания напряжения обычно составляет 100–300 кВ/мкс, что соответствует $\tau_\phi = (0,1–0,2)\tau_{и}$. При слишком крутом фронте модулирующего импульса колебания на π -виде могут вообще не возбуждаться, а при слишком пологом фронте возникает опасность возбуждения низковольтных паразитных колебаний.

Скорость нарастания (и длительность) фронта модулирующего импульса ограничена постоянной времени заряда паразитной емкости модулятора C_π , подключенной параллельно магнетрону:

$$\tau_\phi \approx 2,2R_3C_\pi, \quad (7.1)$$

где $C_\pi = C_{п1} + C_{п2}$;

$$\frac{1}{R_3} \approx \frac{1}{R_i} = \frac{1}{R_2};$$

R_i – внутреннее сопротивление модуляторной лампы.

Величина паразитной емкости ($C_{\text{п}}$) складывается из выходной емкости модуляторной лампы, емкости монтажа, входной емкости АЭ и составляет $C_{\text{п}} = (50\text{--}200)$ пФ. Из соотношения (7.1) следует, что длительность фронта будет тем больше, чем больше паразитная емкость ($C_{\text{п}}$) и эквивалентное сопротивление (R_3).

Второй участок (от t_1 до t_2) модулирующего импульса характеризует процесс разряда накопительной емкости (C) на магнетрон и зарядно-разрядное сопротивление R_2 . Поскольку величина R_2 выбирается достаточно большой, то для спада напряжения на вершине модулирующего импульса можно записать следующее соотношение:

$$G = \frac{\Delta E}{U_{\text{max}}} = \frac{r_g \cdot \tau_{\text{и}}}{C(r_i + r_g)R_r} . \quad (7.2)$$

где r_g – динамическое сопротивление магнетрона;

r_i – внутреннее сопротивление модуляторной лампы в рабочей точке;

R_r – сопротивление магнетрона импульсному току.

Из соотношения (7.2) следует, что для получения малого спада напряжения на вершине импульса необходимо при заданном режиме работы модулятора увеличивать накопительную емкость.

Требования к относительной нестабильности напряжения на вершине импульса (G) достаточно жесткие и зависят от тока активного элемента. Обычно для лампового автогенератора $G \leq 0,1$, а для магнетронного генератора $G \leq 0,02$.

После запираания модуляторной лампы на участке ($t_2 < t < t_3$) происходит разряд паразитной емкости через нагрузку и шунтирующие цепи.

Время спада напряжения модулирующего импульса можно приближенно оценить как

$$\tau_{\text{сп}} \approx 2,2 C_{\text{п}} \frac{\frac{R_1}{R_2}}{R_1 + R_2} . \quad (7.3)$$

Поскольку R_1 и R_2 имеют достаточно большие значения, то время спада оказывается большим и значительно превышает длительность самого импульса.

Сокращение $\tau_{\text{сп}}$ путем уменьшения сопротивления R_2 недопустимо, поскольку приводит к увеличению его шунтирующего действия нагрузки и уменьшению КПД модулятора.

Для уменьшения времени спада ($\tau_{\text{сп}}$) иногда вместо R_2 в модуляторах включают корректирующую индуктивность (L) и демпфирующий диод VD . Принципиальная схема такого модулятора показана на рис. 7.4, а форма модулирующего импульса – на рис. 7.5.

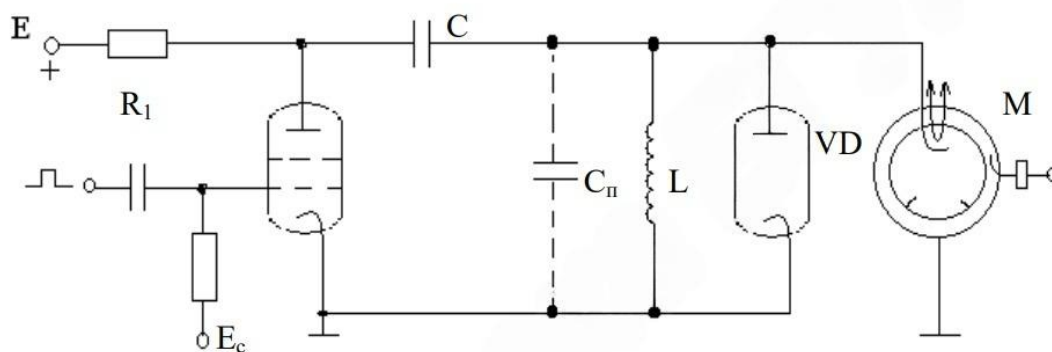


Рис. 7.4. Принципиальная схема модулятора

Процесс формирования фронта и вершины модулирующего импульса в схеме (рис. 7.4) практически не отличается от уже рассмотренных. Заметим только, что возрастание тока через индуктивность в процессе формирования вершины импульса приводит к увеличению суммарного разрядного тока накопительного конденсатора и большему спаду напряжения на плоской части импульса. Соответственно, и модуляторная лампа должна рассчитываться на большее значение тока.

После запираания модуляторной лампы и срыва колебаний в магнетроне паразитная емкость $C_{\text{п}}$ разряжается через индуктивность L . За счет контура, образованного $C_{\text{п}}L$, напряжение на магнетроне (при отсутствии демпфирующего диода) будет носить колебательный характер обычно с не резко выраженным затуханием (пунктирная линия на рис. 7.5).

Такой колебательный процесс по окончании модулирующего импульса нежелателен по двум причинам: во-первых, напряжение во время первой полуволны синусоиды, складываясь с напряжением на накопителе, оказывается приложенным между анодом и катодом модуляторной лампы, в связи с чем более вероятен ее пробой; во-вторых, во время следующей полуволны напряжения возможна повторная генерация магнетрона. Для предотвращения нежелательных явлений включается в схему диод VD . При соответствующем выборе внутреннего сопротивления диода можно обеспечить аperiодический процесс в контуре $C_{\text{п}}L$ (сплошная кривая на рис. 7.5). Включение диода в схему несколько усложняет и удорожает модулятор. Вот почему вместо индуктивности и диода иногда последовательно с индуктивностью включают активное сопротивление.

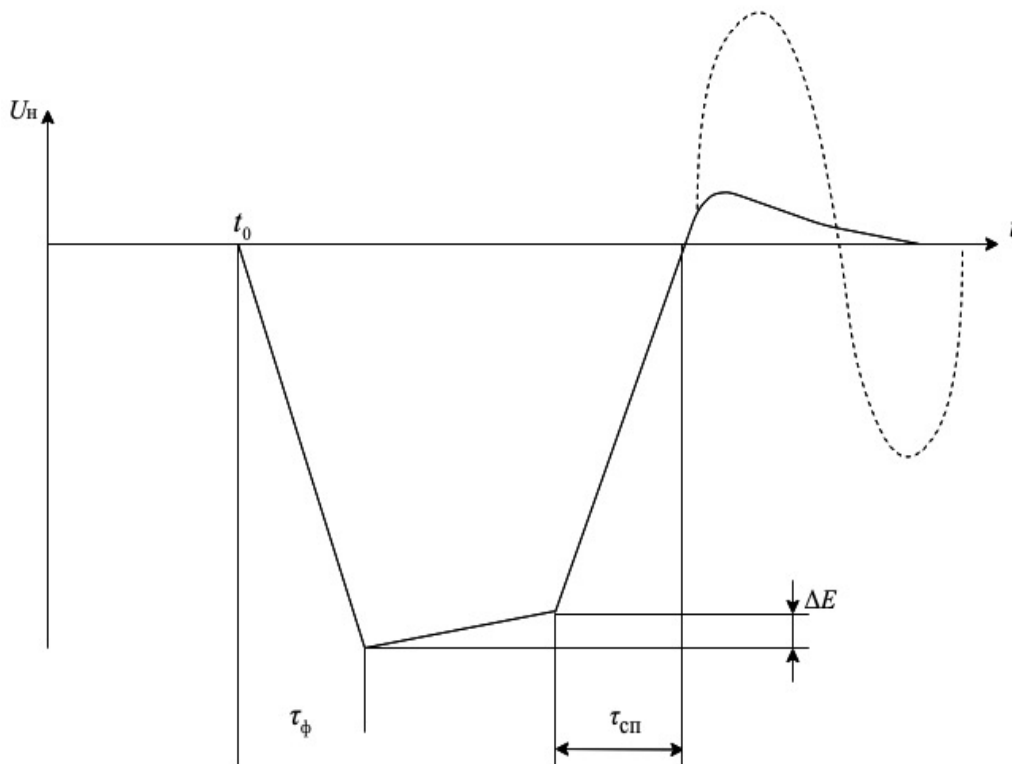


Рис. 7.5. Форма модулирующего импульса

При этом послеимпульсный колебательный процесс в контуре $LC_{\Pi}R$ сохраняется, однако амплитуда колебания невелика и имеет резко выраженный затухающий характер.

Для приближенной оценки длительности спада импульса можно воспользоваться выражением

$$\tau_{\text{сп}} \approx \frac{C_{\Pi} \cdot L}{\tau_{\text{и}}} . \quad (7.4)$$

Форма модулирующего импульса оказывает существенное влияние на спектр высокочастотного сигнала. При идеально прямоугольной форме модулирующего импульса огибающая амплитудного спектра подчиняется закону $(\sin(x))/x$. При неудовлетворительной форме модулирующего импульса спектр высокочастотного сигнала искажается.

Происходит расширение основного лепестка и изменение в амплитудных соотношениях между боковыми лепестками спектра. Спад напряжения на вершине импульса (ΔE) приводит к расширению спектра из-за паразитной частотной модуляции, которая обусловливается электронным смещением частоты в магнетроне.

Электронное смещение частоты (ЭСЧ) характеризуется зависимостью генерируемой магнетроном частоты от величины его анодного тока. Величина ЭСЧ магнетрона может быть оценена по следующему приближенному соотношению:

$$\varepsilon = \frac{\Delta f}{\Delta I} = \frac{(0,001-0,003) \cdot f}{I_a}, \frac{\text{МГц}}{\text{А}}. \quad (7.5)$$

7.3. ОПИСАНИЕ ЛАБОРАТОРНОЙ УСТАНОВКИ

Конструктивно лабораторная установка выполнена в виде отдельного устройства, имеющего откидную переднюю панель, на которой размещены органы управления и контроля работы модулятора, подмодулятора и выходной волноводной системы.

В состав установки входят: задающий генератор, определяющий период повторения запускающих импульсов; подмодулятор (ждуший блокинг-генератор), задающий амплитуду и длительность управляющего импульса, и собственно сам модулятор с частичным разрядом накопителя. Нагрузкой модулятора является магнетронный генератор трехсантиметрового диапазона с выходной импульсной мощностью порядка 10 кВт.

Принципиальная схема модулятора и выходного волноводного тракта показана на рис. 7.6.

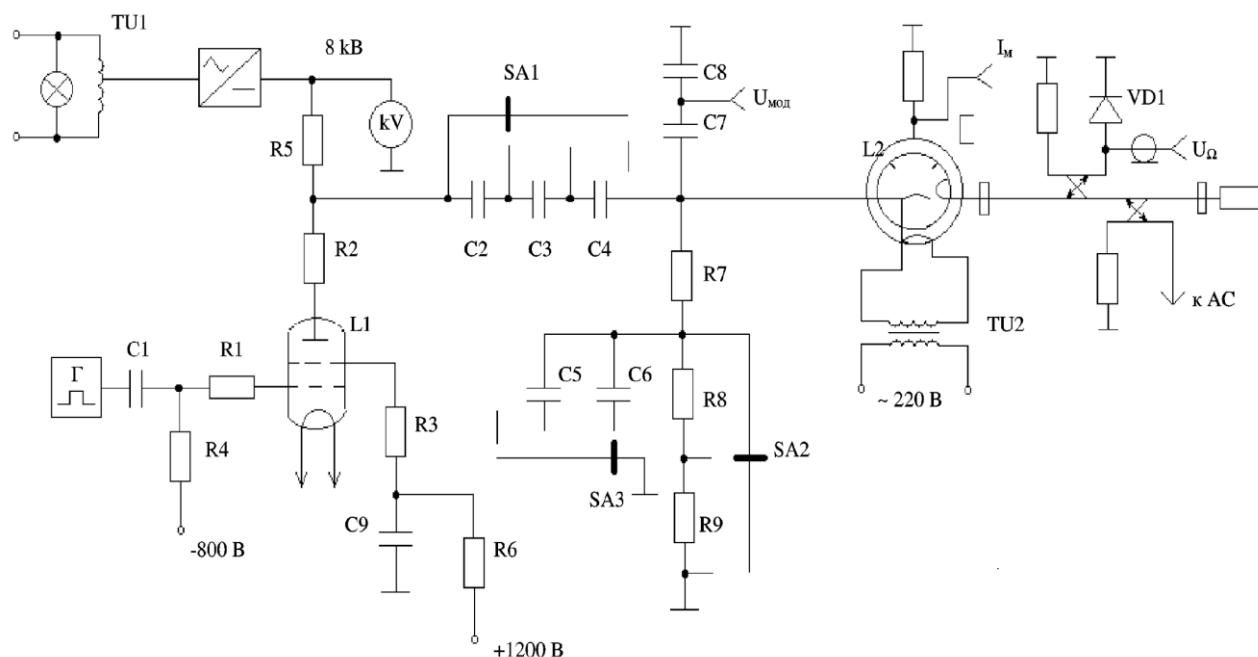


Рис. 7.6. Принципиальная схема макета

В качестве ключа в модуляторе использована электронная лампа (L1) типа ГМИ-83. Переключатель SA1 позволяет изменять значение накопительной емкости модулятора, а переключатель SA2 – величину зарядно-разрядного сопротивления (R7–R9). Параллельно магнетрону включены емкости C5 и C6, которые имитируют паразитную емкость схемы. Величина паразитной емкости устанавливается при помощи переключателя SA3.

Для включения высокого напряжения используется отдельный выключатель «Высокое». Установка высокого напряжения осуществляется при помощи ЛАТРа ($TU1$) и контролируется по прибору, выведенному на переднюю панель установки. Для ограничения токов при пробоях в модуляторной лампе и подавления паразитной генерации в цепи сеток и анода лампы включены защитные (антипаразитные) сопротивления ($R1-R3$). Переключатели $SA1-SA3$ выведены на переднюю панель. Для контроля формы модулирующего импульса на передней панели имеется специальный разъем ($U_{\text{мод}}$), подключенный к емкостному делителю ($C7, C8$).

В выходной тракт магнетрона через направленные ответвители подключены анализатор спектра (АС) типа ГКЧ-19А и амплитудный детектор ($VD1$) для контроля огибающей СВЧ-импульса. Наблюдение формы модулирующего импульса и огибающей СВЧ-сигнала производится при помощи осциллографа.

7.4. ПОРЯДОК ВЫПОЛНЕНИЯ РАБОТЫ

7.4.1. Подготовка к выполнению работы.

Рассчитать по выражениям (7.1)–(7.3) параметры модулирующего импульса ($\tau_{\text{ф}}$; $\tau_{\text{сп}}$; G) при следующих условиях:

- 1) внутреннее сопротивление модуляторной лампы $R_i = 1000 \text{ Ом}$;
- 2) зарядное и зарядно-разрядное сопротивление $R_1 = R_2 = 20 \text{ кОм}$;
- 3) паразитная емкость $C_{\text{п}} = 20 \text{ пФ}$;
- 4) динамическое сопротивление магнетрона $r_{\text{д}} = 150 \text{ Ом}$;
- 5) внутреннее сопротивление модуляторной лампы в рабочей точке $r_i = 180 \text{ Ом}$;
- 6) статическое сопротивление магнетрона импульсному току $R_{\text{г}} = 1200 \text{ Ом}$;
- 7) длительность импульса $\tau_{\text{и}} = 1 \cdot 10^{-6} \text{ с}$;
- 8) емкость накопительного конденсатора $C = 0,025 \text{ мкФ}$.

Значения параметров модулирующего импульса свести в таблицу.

7.4.2. Выполнение работы.

7.4.3. Ознакомиться со схемой установки, органами управления и измерительными приборами.

7.4.4. Включить измерительные приборы и подготовить прибор ГК-419 к работе согласно приложению.

7.4.5 Подготовить установку к работе. Для этого необходимо: поставить переключатель $C_{\text{н}}$ в положение 0,025; переключатель $C_{\text{п}}$ в положение 0; $R_{\text{зр}}$ в положение 20к; ЛАТР в крайнее левое положение.

Включить лабораторный макет и проверить питающие напряжения (не включая высокого напряжения). Дать макету прогреться в течение 2 минут.

Включить высокое напряжение и установить ЛАТРОм такое высокое напряжение, при котором появляется ток магнетрона (6,2–6,5 кВ).

Варьируя в небольших пределах высокое напряжение, добиться максимально симметричного спектра СВЧ-сигнала. Отметить это значение высокого напряжения и тока магнетрона и в дальнейшем считать их исходными.

Внимание. Все переключения в макете производить только при выведенном высоком напряжении.

7.4.6. Исследовать влияние величины зарядно-разрядного сопротивления на форму модулирующего импульса.

Для этого вывести высокое напряжение. Переключатель $R_{зр}$ поставить в положение 10к. Установить высокое напряжение согласно п. 4.2.3. Измерить по осциллографу параметры модулирующего импульса. Вывести высокое напряжение и поставить переключатель $R_{зр}$ в положение 30к. Повторить измерения параметров модулирующего импульса. Полученные данные записать в таблицу 7.1.

Таблица 7.1. Результаты измерений

Положение переключателя $R_{зр}$	$\tau_{ф}$, мкс	$\tau_{и}$, мкс	$\tau_{сп}$, мкс
10к			
20к			
30к			

Проанализировать полученные результаты и сделать соответствующие выводы.

7.4.7. Исследовать влияние паразитной емкости на форму модулирующего импульса.

Вывести высокое напряжение. Установить переключатель $R_{зр}$ в положение 20к, а переключатель $C_{п}$ в положение 47 пФ. Установить высокое напряжение, аналогичное п. 4.2.3. Измерить параметры модулирующего импульса и зарисовать форму спектра СВЧ-сигнала. Вывести высокое напряжение, установить переключатель $C_{п}$ в положение 100 пФ и повторить измерения.

Полученные данные свести в таблицу 7.2.

Таблица 7.2. Результаты измерений

Положение переключателя $C_{п}$	$\tau_{ф}$, мкс	$\tau_{и}$, мкс	$\tau_{сп}$, мкс	$I_{м}$, мА	Форма спектра СВЧ-сигнала
0					
47					
100					

Проанализировать полученные результаты.

7.4.8. Исследовать влияние накопительной емкости на параметры модулирующего импульса и форму спектра СВЧ-сигнала.

Поставить переключатели: $R_{зр}$ – в положение 20к; $C_{п}$ – в положение 0; $C_{н}$ – в положение 0,05. Установить высокое напряжение согласно п. 4.2.3. Измерить параметры модулирующего импульса и зарисовать форму спектра СВЧ-сигнала. Вывести высокое напряжение и установить $C_{н}$ в положение 0,075. Повторить измерения. Данные свести в таблицу 7.3.

Таблица 7.3. Результаты измерений

Положение переключателя $C_{н}$	$\tau_{ф}$, мкс	$\tau_{и}$, мкс	$\tau_{сп}$, мкс	G , %	$I_{м}$, мА	Форма спектра СВЧ-сигнала
0,025						
0,05						
0,075						

Проанализировать полученные результаты и сделать выводы.

7.4.9. Снять зависимость частоты, генерируемой магнетроном, от величины тока магнетрона.

Установить $R_{зр}$ в положение 20к; $C_{п}$ – 0; $C_{н}$ – 0,05. Изменяя высокое напряжение от 6 до 7 кВ по экрану анализатора спектра с помощью метки волномера снять зависимость генерируемой частоты от величины тока магнетрона ($f_{г} = \phi(I_{м})$). Полученные результаты представить в виде графика.

7.5. СОДЕРЖАНИЕ ОТЧЕТА

7.5.1. Принципиальная схема модулятора.

7.5.2. Результаты расчета параметров модулирующего импульса.

7.5.3. Результаты измерений в виде таблиц и графиков.

7.5.4. Выводы по соответствующим пунктам задания.

7.6. КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

7.6.1. Перечислите достоинства и недостатки модулятора с частичным разрядом накопителя.

7.6.2. Какие требования предъявляются к коммутирующему устройству?

7.6.3. Из каких соображений выбирается величина накопительной емкости?

7.6.4. Перечислите типы зарядных и зарядно-разрядных устройств и назовите требования, предъявляемые к ним.

7.6.5. Опишите влияние паразитной емкости модулятора на параметры модулирующего импульса и спектр СВЧ-сигнала.

7.6.6. Опишите влияние зарядно-разрядного сопротивления на форму модулирующего импульса.

7.6.7. Оцените влияние величины накопительной емкости на форму модулирующего импульса.

Список использованных источников

1. Радиопередающие устройства / под ред. В. В. Шахгильдяна. – Москва : Радио и связь, 2003. – 560 с.
2. Головин, О. В. Устройства генерирования, формирования, приема и обработки сигналов : учеб. пособие для вузов / О. В. Головин. – Москва : Горячая линия-Телеком, 2018. – 783 с.
3. Скляр, Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение / Б. Скляр ; пер. с англ. – 2-е изд. – Москва : Вильямс, 2003. – 1104 с.

Лабораторная работа № 8

ИССЛЕДОВАНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК ПЕРЕДАТЧИКА ПОДВИЖНОЙ СЛУЖБЫ

8.1. ЦЕЛЬ РАБОТЫ

Изучить структурную схему передатчика с угловой модуляцией и освоить методики измерения основных характеристик устройства.

8.2. КРАТКИЕ ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ СВЕДЕНИЯ

Угловая модуляция (УМ) обеспечивает значительно лучшую помехоустойчивость и более высокие энергетические показатели, чем амплитудная модуляция (АМ). Это обусловило ее широкое применение в системах радиосвязи различных диапазонов частот, радиовещании, звуковом сопровождении телевизионного вещания, наземной радиорелейной связи прямой видимости, тропосферной и космической линиях связи. Однако полоса занимаемых частот колебаний с УМ значительно шире, чем при АМ, поэтому применять УМ можно на относительно высоких частотах. Практически УМ используется, начиная с метровых длин волн.

При УМ амплитуда высокочастотного колебания остается неизменной, а изменяется его частота или фаза. При модуляции чисто гармоническим сигналом колебание с угловой модуляцией запишется в виде

$$U(t) = U_m \cos (\omega_0 t + m \sin \Omega t), \quad (8.1)$$

где $\Omega = 2\pi F_M$ – частота модулирующего колебания;

m – индекс модуляции.

Модуляция называется фазовой (ФМ), если индекс модуляции m пропорционален амплитуде модулирующего сигнала U_Ω и не зависит от его частоты Ω . Модуляция называется частотной (ЧМ), если девиация (отклонение) частоты $\Delta\omega$ от среднего значения ω_0 пропорциональна U_Ω и не зависит от частоты Ω , а индекс модуляции пропорционален U_Ω и обратно пропорционален Ω .

Таким образом:

$$\text{для ФМ} \quad m = k U_\Omega = \Delta\varphi; \quad \Delta\omega = k \Omega U_\Omega; \quad (8.2)$$

$$\text{для ЧМ} \quad m = \frac{k U_\Omega}{\Omega} = \frac{\Delta\omega}{\Omega}; \quad \Delta\omega = k U_\Omega, \quad (8.3)$$

где k – коэффициент пропорциональности.

Из этих выражений видно, что при неизменной амплитуде модулирующего сигнала девиация частоты при ЧМ неизменна, а при ФМ увеличивается

пропорционально частоте модулирующего сигнала или, как принято говорить, увеличивается со скоростью 6 дБ на октаву.

При угловой модуляции средняя мощность модулированного колебания не изменяется по сравнению с мощностью P_n немодулированного колебания, т. к. амплитуда остается постоянной. Однако происходит значительное перераспределение мощностей между колебанием P_n и суммарной мощностью боковых составляющих. Характерно, что при $m > 1$ основная часть мощности приходится на долю боковых составляющих, которые несут информацию. Этим и объясняется более высокая помехоустойчивость и хорошие энергетические показатели при угловой модуляции.

Основные характеристики и показатели качества при угловой модуляции, как и при других видах модуляции, определяются статическими (СМХ) и динамическими (ДМХ) модуляционными характеристиками. СМХ $\omega = f(E_{\text{мод}})$ или $\varphi = f(E_{\text{мод}})$, где $E_{\text{мод}}$ – постоянное напряжение, подаваемое на вход модулятора. Эти характеристики должны быть достаточно линейны в пределах требуемой девиации. ДМХ бывает двух видов:

- 1) амплитудная (АДМХ) $\Delta f; m; \Delta\varphi = f(U_\Omega)$ при $\Omega = \text{const}$;
- 2) частотная (ЧДМХ) $\Delta f; \Delta\varphi = f(\Omega)$ при $U_\Omega = \text{const}$.

Спектр колебания с угловой модуляцией теоретически бесконечен. Поэтому при определении практической ширины полосы занимаемых частот колебания (Π) с угловой модуляцией учитывают лишь те составляющие спектра, амплитуда которых не менее 5 % или 1 % относительно амплитуды немодулированного сигнала. При этом полоса занимаемых частот определяется выражениями:

$$\Pi_{1\%} = 2F_M(1 + \sqrt{m} + m); \quad \Pi_{5\%} = 2F_M(1 + m). \quad (8.4)$$

Осуществлять угловую модуляцию можно прямыми и косвенными методами. При прямых методах модулирующее колебание непосредственно воздействует на необходимый для данной модуляции параметр: частоту или фазу высокочастотного колебания.

В первом случае частотный модулятор представляет собой автогенератор, в контур которого включен реактивный элемент, управляемый модулирующим сигналом. Прямая фазовая модуляция обычно осуществляется в цепи, через которую проходит ВЧ-колебание, и сдвиг фазы выходного сигнала изменяется под действием сигнала модуляции.

Прямая ЧМ позволяет получить большую девиацию частоты, однако стабильность средней частоты при этом невысокая.

Косвенные методы предполагают получение нужного вида угловой модуляции осуществлением модуляции другого вида и соответствующим преобразованием сигнала.

Так, ЧМ-колебание косвенным методом можно получить, осуществляя модуляцию по фазе (ФМ), но при этом необходимо устранить зависимость

девиации частоты $\Delta\omega$ от частоты модулирующего сигнала Ω , присущую ФМ. Это нетрудно выполнить, пропустив модулирующий сигнал через корректирующую цепь с коэффициентом передачи, пропорциональным $\frac{1}{\Omega}$ (интегрирующую цепь).

Параметры передатчиков с УМ определяются действующими стандартами. Основными из них являются мощность и диапазон частот. Диапазон частот устанавливается в соответствии с Регламентом радиосвязи и решениями Госкомитета по распределению частот (ГКРЧ). Высокие требования предъявляются и к стабильности частоты. Чтобы удовлетворить требованиям к стабильности частоты, используют следующие методы: применяют фазовую модуляцию с устройствами преобразования ФМ в ЧМ (косвенный метод); используют в качестве модулятора управляемый по частоте кварцевый автогенератор; осуществляют ЧМ на пониженной (промежуточной) частоте; используют системы автоматической подстройки частоты (АПЧ).

Нормируется также и ряд других параметров передатчика: максимальная девиация частоты, разнос частот между каналами, ширина полосы излучаемых частот, допустимые нелинейные искажения, допустимый уровень паразитной АМ, неравномерность АЧХ и уровень шума.

Важным параметром передатчика является чувствительность модуляционного входа. Она определяется уровнем модулирующего сигнала, при котором достигается номинальная девиация частоты.

8.3. ОСОБЕННОСТИ ПОСТРОЕНИЯ ПЕРЕДАТЧИКОВ ПОДВИЖНОЙ СЛУЖБЫ

Передатчики данного класса входят в состав радиостанций различных систем радиосвязи. Эти радиостанции могут быть стационарными (центральные, диспетчерские), возимыми, носимыми или портативными. Основные параметры передатчиков определяются действующими стандартами [1].

Кроме того, ГОСТ предусматривает обязательную предкоррекцию модулирующего сигнала, т. е. увеличение коэффициента передачи модулирующей цепи на верхних модулирующих частотах со скоростью в 6 дБ на октаву, так, что передатчик, по существу, излучает фазомодулированный сигнал. Предкоррекция необходима для повышения помехоустойчивости передачи речи, поскольку с ростом модулирующей частоты индекс частотной модуляции уменьшается.

В соответствии с ГОСТ 12252-86 «Радиостанции с угловой модуляцией сухопутной подвижной службы» передатчики должны удовлетворять следующим требованиям:

- выходная мощность, Вт.....0,1–50;
- диапазон частот, МГц.....30–50; 117–174;
230–335; 340–430; 440–470; 890–960;
- максимальная девиация частоты, кГц–5 или 10;
- разнос частот каналов, кГц.....25 или 50;
- относительная нестабильность частоты..... $(5–30) 10^{-6}$
- ширина полосы излучаемых частот, кГц.....20;
- полоса передаваемых частот, Гц.....300–3400;
- допустимые нелинейные искажение, %.....7–15;
- допустимый уровень паразитной АМ, дБ.....30.

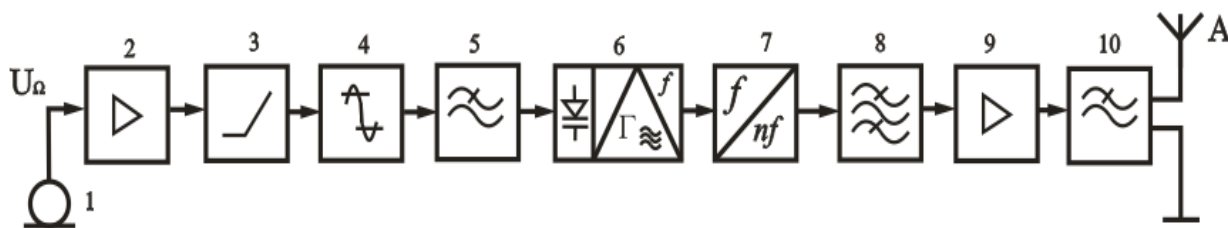
На рис. 8.1 представлены типовые структурные схемы передатчиков подвижной службы с УМ. В целом любой передатчик данного типа состоит из четырех основных блоков: подмодулятора (каскады 1–5), возбуждителя с модулятором (6, 11, 12), блока усиления (7–10) и антенны.

В первой схеме (рис. 8.1, а) применяется прямая частотная модуляция кварцевого автогенератора варикапом. В блоке подмодулятора низкочастотный сигнал U_{Ω} от микрофона 1 усиливается в усилителе низкой частоты 2. В соответствии с ГОСТом в предкорректоре 3 осуществляется подъем верхних модулирующих частот со скоростью 6 дБ на октаву, что обеспечивает повышение помехоустойчивости передачи речи. Затем производится ограничение его по амплитуде (или сжатие динамического диапазона) в ограничителе 4 и ограничение спектра модулирующего сигнала приблизительно до 3,5 кГц с помощью фильтра нижних частот (ФНЧ) 5. В кварцевом автогенераторе 6 осуществляется прямая частотная модуляция. Затем с целью повышения глубины модуляции (Δf) и увеличения частоты до рабочего диапазона системы радиосвязи производится умножение частоты (каскад 7). Полосовой фильтр 8 ослабляет нежелательные спектральные составляющие, возникающие при умножении частоты.

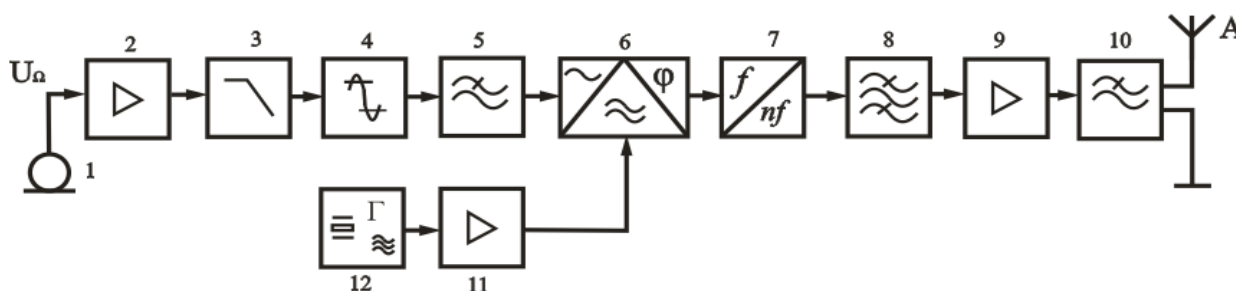
Усилитель мощности ВЧ-сигнала 9 обеспечивает необходимый уровень выходной мощности передатчика, ФНЧ 10 – ослабление излучения высших гармоник (около 40–60 дБ согласно ГОСТу) и согласование с антенной.

Структурная схема передатчика, использующего косвенный метод получения ЧМ-колебаний, показана на рис. 8.1, б.

Здесь в фазовом модуляторе 6 осуществляется модуляция несущего колебания, спектр модулирующего сигнала перед входом модулятора может подвергаться дополнительной коррекции в интеграторе 3. Частота задающего генератора 12 стабилизируется кварцевым резонатором, а буферный усилитель 11 уменьшает влияние последующих цепей на частоту автогенератора. Назначение остальных элементов аналогично схеме, показанной на рис. 8.1, а.



a



б

Рис. 8.1. Структурные схемы передатчиков с угловой модуляцией, использующих прямой (*a*) и косвенный (*б*) методы модуляции

Следует отметить, что реализация каждого из вышеперечисленных блоков, в особенности возбудителя и блока усиления и обработки модулирующего сигнала, для различных передатчиков подвижной связи имеет свои особенности. Это определяется прежде всего их назначением, уровнем выходной мощности, полосой передаваемых частот, числом каналов связи и рядом других факторов.

8.4. СТРУКТУРНАЯ СХЕМА ПЕРЕДАТЧИКА

Лабораторная установка собрана на базе передатчика радиотелефонной мобильной абонентской станции типа «Алтай», осуществляющей беспoisковую автоматическую связь на одном из восьми равнодоступных каналов.

Радиостанция состоит из передатчика (РПдУ), приемника (РПрУ), блока автоматики, пульта управления, устройства приоритета, переходного вспомогательного устройства (ПВУ), блока питания и антенно-разделительного фильтра (АРФ), обеспечивающего работу передатчика и приемника на общую антенну. Структурная схема радиостанции показана на рис. 8.2.

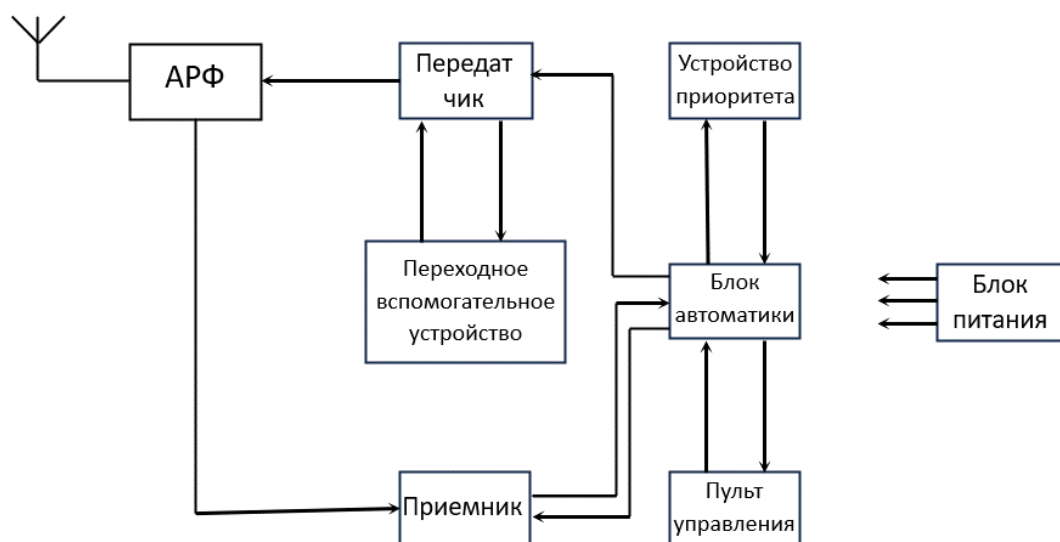


Рис. 8.2. Структурная схема радиостанции «Алтай»

Структурная схема передатчика станции «Алтай» показана на рис. 8.3. Она построена в соответствии со структурной схемой, приведенной на рис. 8.1, а.

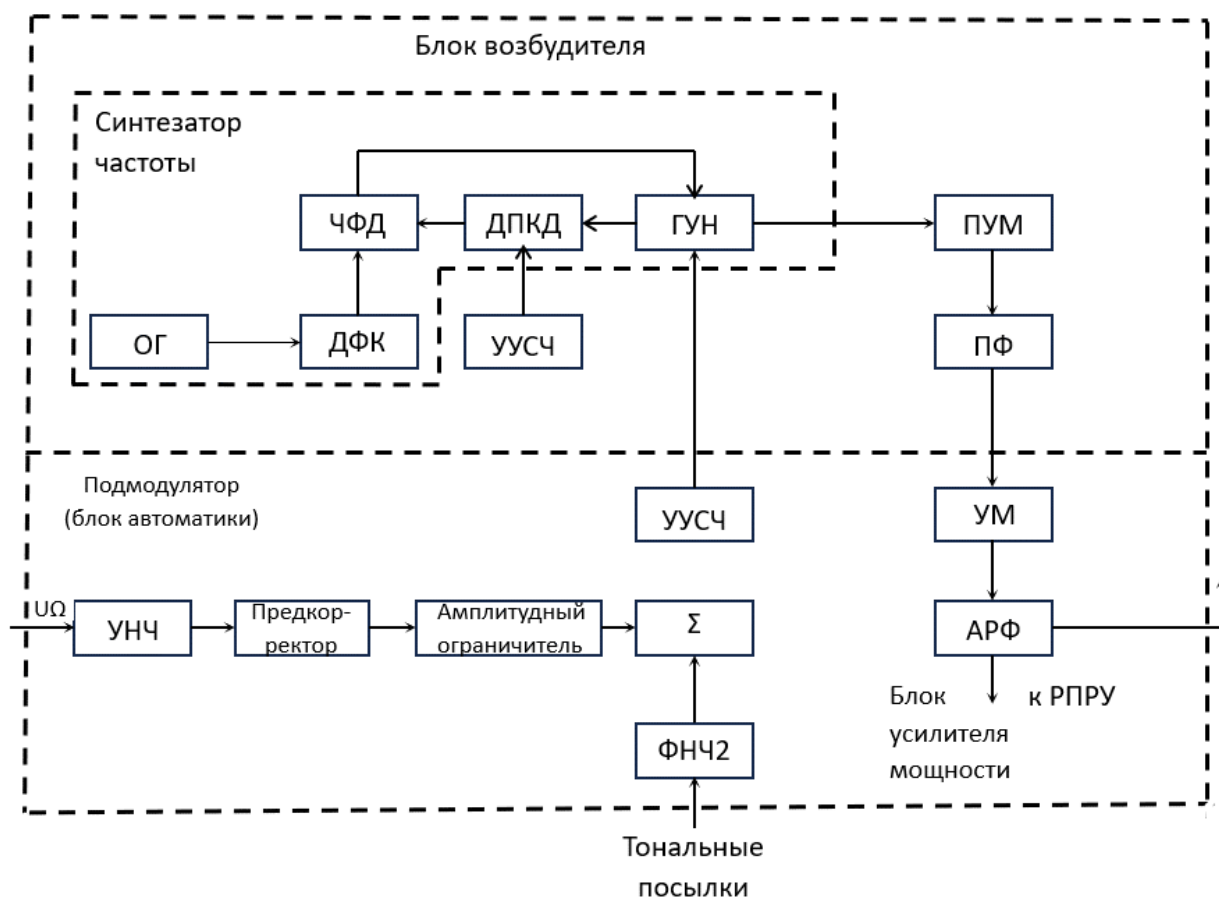


Рис. 8.3. Структурная схема передатчика станции «Алтай»

В данном передатчике также используется прямая частотная модуляция варикапом в автогенераторе.

Как и в описанной выше схеме, подмодулятор состоит из усилителя низкой частоты (УНЧ), усиливающего модулирующий сигнал, каскада предкоррекции с подъемом модулирующих частот со скоростью 6 дБ на октаву, ограничителя по амплитуде и фильтра нижних частот (ФНЧ1) с частотой среза 3,7 кГц. В отличие от типовой схемы (см. рис. 8.1, а) в нем предусмотрена также передача тональных посылок, которые поступают в блок подмодулятора через ФНЧ2 и суммируются с информационным сигналом в усилителе-сумматоре. С выхода последнего через ФНЧ1 сигнал подмодулятора подается в блок возбуждителя на частотный модулятор, построенный в виде генератора, управляемого напряжением (ГУН).

Блок возбуждителя состоит из синтезатора частоты (СЧ), предварительного усилителя мощности (ПУМ) и полосового фильтра (ПФ). СЧ предназначен для формирования сетки высокочастотных колебаний в соответствии с управляющим сигналом от устройства управления СЧ (УУСЧ) и используется в качестве задающего генератора передатчика. Кроме того, СЧ обеспечивает модуляцию ВЧ-колебания сигналом передаваемой информации, поступающим из подмодулятора.

Синтезатор частоты выполнен на основе метода косвенного синтеза, т. е. с использованием кольца фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) и частотно-фазового детектора (ЧФД).

Принцип работы СЧ заключается в следующем. Опорный генератор (ОГ), представляющий собой термокомпенсированный автогенератор с кварцевой стабилизацией частоты, генерирует опорный ВЧ-сигнал с частотой 10 МГц. С помощью делителя с фиксированным коэффициентом деления (ДФКД) частота сигнала ОГ делится до частоты сравнения $f_{\text{ср}} = 6,25$ кГц и поступает на один из входов ЧФД. Одновременно частота сигнала f_n , где n – номер одного из восьми каналов связи, вырабатываемого ГУН, делится с помощью делителя с переменным коэффициентом деления (ДПКД) до значения $f_{\text{ср}}$ и подается на второй вход ЧФД, где сравнивается с частотой опорного колебания $f_{\text{ср}}$. Напряжение сигнала ошибки, вырабатываемое ЧФД, пропорционально разности фаз колебаний, действующих на его выходах. Выходное напряжение ЧФД воздействует на управляющий элемент ГУН. При этом стабильность частоты ГУН будет стремиться к стабильности частоты опорного генератора.

ЧФД обеспечивает реализацию режима захвата и удержания по частоте и по фазе колебаний ГУН. Фазовый детектор ЧФД с пропорционально-интегрирующим фильтром имеет полосу захвата меньше полосы удержания. Для расширения полосы захвата дополнительно используется частотный детектор (устройство вычитания частот). Напряжение на выходе частотного детектора пропорционально разности частот сигналов, поступающих на его входы. Когда эта разность становится меньше полосы захвата, в действие вступает фазовый детектор и происходит захват частоты ГУН системой ФАПЧ.

Установка выходной частоты $f_{\text{вых}}$ производится путем выбора соответствующего коэффициента деления ДПКД, что осуществляется пятиэлементным двоично-десятичным кодом, поступающим с устройства управления синтезатором частоты (УУСЧ). УУСЧ предназначено для управления частотой синтезатора в пределах одного ствола (диапазон частот шириной в восемь каналов связи). ДПКД представляет собой перестраиваемый декадный делитель, позволяющий изменять коэффициент деления в пределах 24 091–28 201.

Данный синтезатор частоты позволяет формировать сетку рабочих частот со стабильностью частоты, равной стабильности частоты опорного генератора.

Генератор, управляемый напряжением (рис. 8.4), выполнен по схеме емкостной трехточки с общим эмиттером и заземленным по ВЧ коллектором на транзисторе VT2. Неполное включение варикапа VD1 в контур позволяет существенно уменьшить уровень шумов. Модулирующий сигнал подается на варикап через дроссель $L2$, служащий для развязки НЧ- и ВЧ-колебаний. Кроме того, на варикап подается напряжение смещения $E_{\text{см}}$ для выбора рабочей точки и напряжение сигнала ошибки $U_{\text{с.о}}$ с фазового детектора. Установка частоты контура производится индуктивностью $L1$. Выходной сигнал снимается с эмиттера транзистора и поступает на предварительный усилитель мощности (ПУМ).

ПУМ предназначен для усиления выходного сигнала синтезатора частоты до уровня, обеспечивающего нормальную работу блока усилительных каскадов на транзисторах. Необходимая полоса пропускания обеспечивается двухрезонаторным полосовым фильтром (ПФ) на спиральных резонаторах.

В состав блока усилителя мощности входят усилитель мощности (УМ) и антенно-разделительный фильтр (АРФ). УМ предназначен для обеспечения необходимой мощности ВЧ-колебаний в антенне радиостанции (5–15 Вт) в полосе рабочих частот.

Он содержит четыре каскада усиления и схему автоматической регулировки мощности.

АРФ обеспечивает:

- работу передатчика и приемника радиостанции на общую нагрузку;
- фильтрацию по частоте сигналов приема и передачи;
- необходимое затухание сигнала передатчика на входе приемника;
- необходимую избирательность приемника по зеркальному каналу.

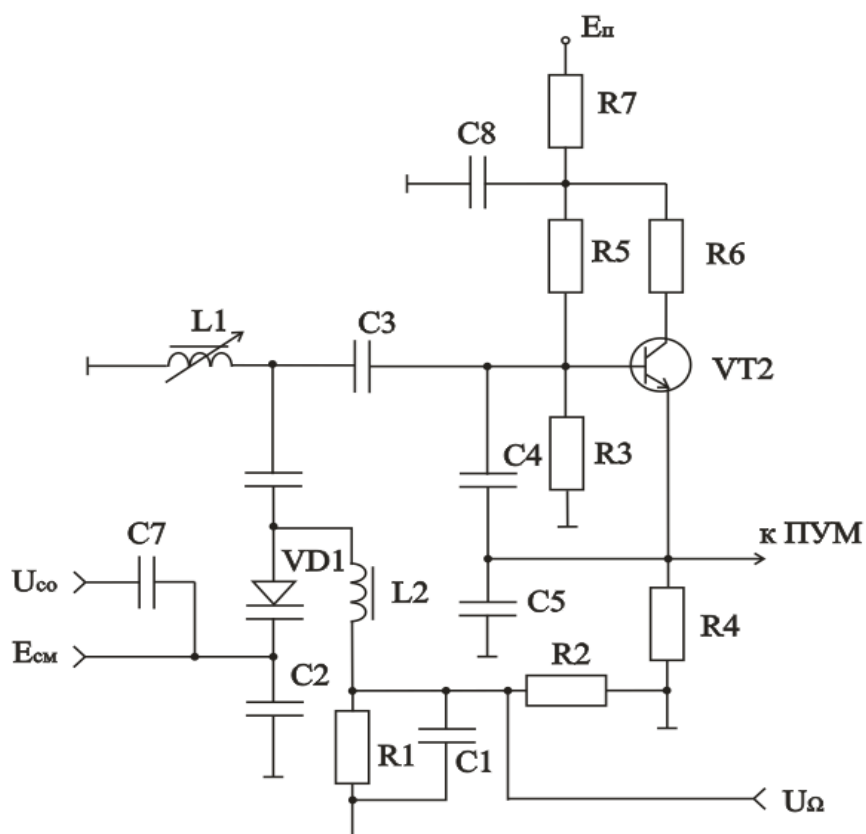


Рис. 8.4. Принципиальная схема ГУН

АРФ собран на спиральных резонаторах, каждый из которых размещен в отдельном экране.

8.5. ОПИСАНИЕ ЛАБОРАТОРНОЙ УСТАНОВКИ

Лабораторная установка состоит из радиостанции, блока питания и контрольно-измерительных приборов (рис. 8.5). Для включения, настройки и проверки радиостанции используется специальное переходное вспомогательное устройство (ПВУ). Назначение органов управления следующее:

1. Гнезда ГНЧ1, ГНЧ2, ГНЧ3 предназначены для подключения НЧ-генераторов. Сигнал генераторов контролируется в гнездах «ВНЕШН. МОДУЛ.» и кнопкой «МК» может быть подан на вход модуляционного тракта радиостанции.

2. Переключателем «АСПК» производится автоматический или ручной режим коммутации каналов. Ручное переключение осуществляется кнопкой «КАНАЛ», а индикация первого канала производится по индикатору «КАНАЛ 1».

3. Радиостанция включается кнопкой «РС». Сигнализацией включения является загорание индикатора красного цвета на пульте управления.

4. Включение передатчика осуществляется кнопкой «ПРД».

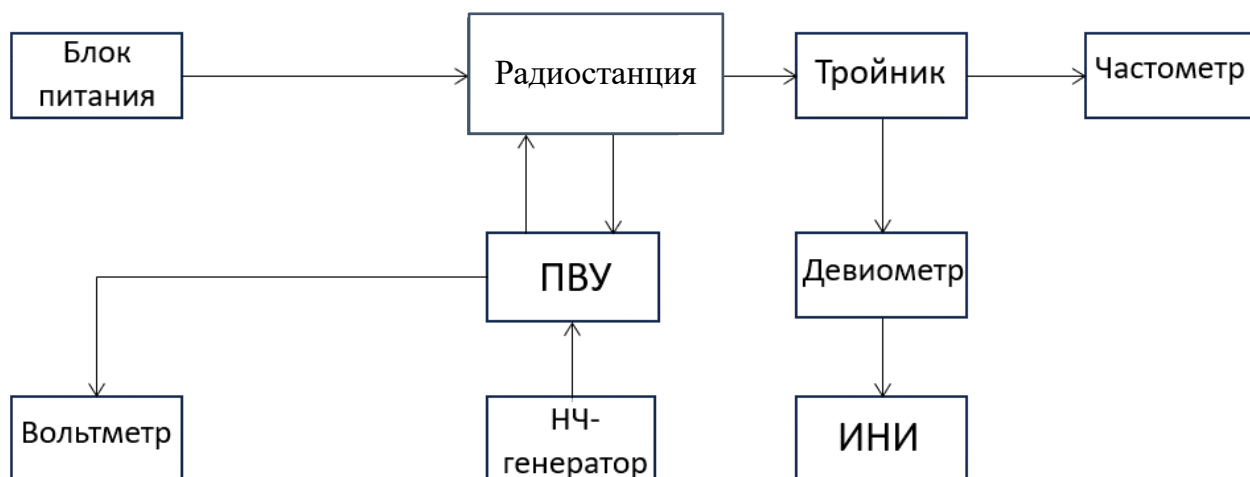


Рис. 8.5. Структурная схема лабораторной установки

Перед началом измерений все тумблеры на ПВУ должны находиться в выключенном состоянии (переключатель «АСПК» – в положении «РУЧН.», переключатель «КОНТРОЛЬ» – в положении «ПРД»).

Соединение блоков радиостанции и необходимых контрольно-измерительных приборов производится в соответствии со схемой, показанной на рис. 8.5. Антенный выход радиостанции через тройник подключен к частотомеру и измерителю девиации частоты.

К ПВУ подключены: к гнездам ГНЧ1 – модулирующий НЧ-генератор; к гнездам «ВНЕШН. МОДУЛ.» – вольтметр, измеряющий амплитуду модулирующего сигнала на входе модуляционного тракта.

8.6. ПОРЯДОК ВЫПОЛНЕНИЯ РАБОТЫ

Прежде чем приступить к выполнению работы, необходимо ознакомиться со схемой установки и измерительными приборами. Включить контрольно-измерительные приборы.

8.6.1. Определение чувствительности модуляционного входа передатчика.

Включить радиостанцию с помощью ПВУ в режим передачи на любом из восьми каналов связи. Подать на вход ПВУ от НЧ-генератора сигнал с частотой 1 кГц такого уровня, чтобы девиация частоты, измеренная девиометром на выходе передатчика, была равна 3 кГц.

Амплитуда НЧ-сигнала, подаваемая на вход ГУН и измеренная вольтметром в гнездах «ВНЕШН. МОДУЛ.», будет соответствовать чувствительности модуляционного входа передатчика, которая, согласно паспортным данным, должна быть равна 50 ± 10 мВ.

8.6.2. Определение относительной нестабильности частоты передатчика.

Частотомером на любом из восьми каналов связи произвести в течение 3–5 минут 10 измерений значения частоты выходного сигнала передатчика.

Определить номинальное значение частоты как среднее из измеренных по выражению $f_0 = \sum_{n=1}^{10} \frac{f_{n \text{ изм}}}{n}$, где n – количество измерений. Вычислить максимальное отклонение частоты как разность $\Delta f = f_{\text{изм. max}} - f_0$. Согласно паспортным данным допустимое отклонение частоты от номинального значения должно быть не более ± 3 кГц.

Определить относительную нестабильность частоты как отношение максимального отклонения частоты к номинальному значению: $\varepsilon = \frac{\Delta f}{f_0}$.

8.6.3. Проверка работоспособности устройства управления синтезатором частоты.

Измерить частоту выходного сигнала передатчика каждого канала связи. Для этого на ПВУ необходимо 8 раз нажать кнопку «КАНАЛ». Переписать значение частот каналов по мере их возрастания, определить разнос по частоте между соседними каналами. В зависимости от модификации радиостанции разнос по частоте может быть равен 25 или 50 кГц.

8.6.4. Исследование модуляционных характеристик передатчика.

Снять динамическую амплитудную модуляционную характеристику. Для этого подать на ПВУ от НЧ-генератора сигнал с частотой 1 кГц. Изменяя его амплитуду (U_Ω) от 0,1 до 4 В, снять зависимость $\Delta f = \varphi(U_\Omega)$, где Δf – девиация частоты, которая измеряется девиометром. Амплитуда модулирующего сигнала измеряется по прибору генератора низкой частоты. Рассчитать и построить зависимость индекса модуляции (m) от амплитуды модулирующего сигнала: $m = \frac{\Delta f}{F} (U_\Omega)$, где F – частота модулирующего сигнала; Δf – девиация частоты.

Снять динамическую частотную модуляционную характеристику. Для этого подать на ПВУ от НЧ-генератора сигнал амплитудой $U_\Omega = 0,5$ В. Изменяя частоту модулирующего сигнала от 50 до 4000 Гц, снять и построить зависимость девиации частоты от частоты модулирующего сигнала: $\Delta f = \varphi(F)$.

8.6.5. Измерение коэффициента нелинейных искажений передатчика.

Подать на вход ПВУ от НЧ-генератора сигнал с частотой 1 кГц такого уровня, чтобы девиация частоты сигнала на выходе передатчика, измеренная девиометром, была равна 3 кГц. Кнопка «КОНТРОЛЬ» ПВУ при этом находится в положении «ПРД». Измерить коэффициент нелинейных искажений ($K_{н.и}$) соответствующим прибором, подключенным к гнездам «ИНИ» блока ПВУ. Согласно паспортным данным $K_{н.и}$ должен быть не более 5 %.

8.7. СОДЕРЖАНИЕ ОТЧЕТА

8.7.1. Структурная схема передатчика радиостанции «Алтай».

8.7.2. Принципиальная схема ГУН.

8.7.3. Значения чувствительности модуляционного входа передатчика и относительной нестабильности частоты.

8.7.4. Таблицы и графики зависимости $m = \varphi(U_\Omega)$ и $\Delta f = \varphi(F)$.

8.7.5. Краткие выводы по проведенным исследованиям.

8.8. КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

- 8.8.1. Какие способы получения ЧМ-колебаний вы знаете?
- 8.8.2. Что такое индекс частотной (фазовой) модуляции? На что он влияет?
- 8.8.3. Изобразите структурную схему передатчика с частотной (фазовой) модуляцией.
- 8.8.4. С какой целью применяют предкоррекцию модулирующего сигнала при ЧМ?
- 8.8.5. Чем характеризуется спектр колебания с угловой модуляцией при индексе модуляции $m = 2,4$?
- 8.8.6. Как осуществляется стабилизация средней частоты в ЧМ-передатчиках?
- 8.8.7. Что такое статические и динамические модуляционные характеристики ЧМ-передатчиков?
- 8.8.8. Объясните принцип действия системы ФАПЧ.
- 8.8.9. С какой целью в синтезаторе частоты используется ДФКД?

Список использованных источников

1. Радиопередающие устройства / под ред. В. В. Шахгильдяна. – Москва : Радио и связь, 2003. – 560 с.
2. Головин, О. В. Устройства генерирования, формирования, приема и обработки сигналов : учеб. пособие для вузов / О. В. Головин. – Москва : Горячая линия-Телеком, 2018. – 783 с.
3. Скляр, Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение / Б. Скляр ; пер. с англ. – 2-е изд. – Москва : Вильямс, 2003. – 1104 с.

Учебное издание

Листопад Николай Измаилович
Титович Николай Алексеевич
Мурашкина Зоя Николаевна
Горошко Сергей Максимович

ФОРМИРОВАНИЕ И ГЕНЕРИРОВАНИЕ РАДИОСИГНАЛОВ. ЛАБОРАТОРНЫЙ ПРАКТИКУМ

ПОСОБИЕ

Редактор *Ю. В. Граховская*
Компьютерная правка, оригинал-макет *А. А. Луцикова*

Подписано в печать 19.06.2026. Формат 60×84 1/16. Бумага офсетная. Гарнитура «Таймс».
Отпечатано на ризографе. Усл. печ. л. 7,56. Уч.-изд. л. 7,7. Тираж 100 экз. Заказ 139.

Издатель и полиграфическое исполнение: учреждение образования
«Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники».
Свидетельство о государственной регистрации издателя, изготовителя,
распространителя печатных изданий №1/238 от 24.03.2014,
№2/113 от 07.04.2014, №3/615 от 07.04.2014.
Ул. П. Бровки, 6, 220013, г. Минск