

МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
РЯЗАНСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ РАДИОТЕХНИЧЕСКИЙ
УНИВЕРСИТЕТ им. В.Ф. УТКИНА

УСТРОЙСТВА ГЕНЕРИРОВАНИЯ И ФОРМИРОВАНИЯ РАДИОСИГНАЛОВ

Методические указания
к лабораторным работам



Рязань 2019 г.

УДК 621.396.61 (021)

Устройства генерирования и формирования радиосигналов: методические указания к лабораторным работам / Рязан. гос. радиотехн. ун-т.; сост.: А.С. Богданов, Е.В. Васильев, С.В. Колесников, П.А. Крестов, С.П. Озеран; под ред. П.А. Крестова. Рязань, 2019. 132 с.

Содержат рекомендации по выполнению цикла лабораторных работ и упражнений.

Предназначены для студентов факультета радиотехники и телекоммуникаций специальности 11.05.01 «Радиоэлектронные системы и комплексы», а также для обучающихся по программам бакалавриата по направлениям «Радиотехника» 11.03.01, «Инфокоммуникационные технологии и системы связи» 11.03.02 и магистратуры по направлению «Радиотехника».

Табл. 3 Ил. 9 Библиогр.: 11 назв.

Генератор, отсечка, напряженность, крутизна, колебательная мощность, к.п.д., режим работы, стабильность частоты, модуляция, искажения

Печатается по решению редакционно-издательского совета Рязанского государственного радиотехнического университета.

Рецензент: кафедра радиотехнических устройств РГРТА (зав. кафедрой д-р техн. наук Ю.Н. Паршин)

Устройства генерирования и формирования радиосигналов
Составители: Б о г д а н о в Александр Сергеевич (л.р.№ 7)
В а с и л ь е в Евгений Викторович (л.р.№ 1)
К о л е с н и к о в Сергей Валерьевич (л.р.№ 9)
К р е с т о в Петр Анатольевич (л.р.№ 2,3,5,6)
О з е р а н Светлана Петровна (л.р.№ 10)

Редактор М.Е. Цветкова

Корректор С.В. Макушина

Подписано в печать 13.08.19. Формат бумаги 60 x 84 1/16.

Бумага писчая. Печать трафаретная. Усл. печ. л. 8,25.

Тираж 100 экз. Заказ

Рязанский государственный радиотехнический университет.

390005, Рязань, ул. Гагарина, 59/1.

Редакционно-издательский центр РГРТУ.

Содержание

Описание лабораторной установки.....	2
Описание осциллографа DSOX2002A и правила пользования его органами управления.....	5
Порядок выполнения лабораторных работ	15
Лабораторная работа № 1. Исследование режимов работы транзисторного усилителя мощности.....	16
Лабораторная работа № 2. Исследование нагрузочных характеристик генератора с внешним возбуждением.....	32
Лабораторная работа № 3. Исследование усилителя мощности с резонансной цепью согласования.....	46
Лабораторная работа № 5. Исследование одноконтурных автогенераторов с параметрической стабилизацией.....	62
Лабораторная работа № 6. Исследование автогенераторов с кварцевой стабилизацией частоты	76
Лабораторная работа № 7. Исследование амплитудной модуляции смещением по базе.....	88
Лабораторная работа № 9. Исследование частотного модулятора на варикапе.....	101
Лабораторная работа № 10. Исследование частотного модулятора на реактивном транзисторе.....	115
Библиографический список.....	131

Описание лабораторной установки

Установка предназначена для выполнения ряда работ по исследованию различных каскадов радиопередающих устройств: усилителей мощности, цепей согласования, умножителей частоты, автогенераторов, амплитудных и частотных модуляторов.

Лабораторная установка состоит из базового макета (рис.1) и комплекта измерительных приборов.

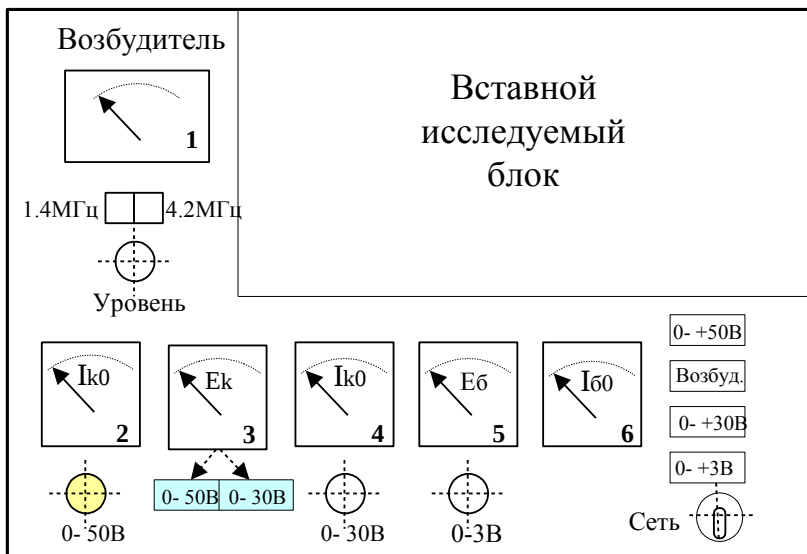


Рис.1. Макет лабораторной установки

1. Индикатор уровня напряжения возбуждения.
2. Измерение уровня коллекторного тока, потребляемого от источника (0 – +50 В).
3. Измерение уровня коллекторного напряжения от источников (0 – +50 В) или (0 – +30 В).
4. Измерение уровня коллекторного тока, потребляемого от источника (0 – +30 В).
5. Измерение уровня смещения на базе транзистора от источника (0 – +3 В).
6. Измерение постоянной составляющей базового тока.

Комплект приборов включает в себя двухлучевой осциллограф DSOX2002A, генератор низких частот ГЗ-109, два высокочастотных вольтметра ВУ-15 (БК7-9), частотомер ЧЗ-33.

В корпусе базового макета размещаются блок питания, блок возбудителя и исследуемый сменный блок каскетного типа, в котором смонтирован исследуемый каскад. Он вставляется в корпус базового макета по направляющим и подключается к источнику питания через стандартный разъем.

Блок питания базового макета позволяет получить следующие стабилизированные и регулируемые напряжения:

«0...+30 В», «0...+50 В» – для питания коллекторных цепей исследуемых каскадов;

«0 ...+3 В» – для обеспечения смещения базовых цепей исследуемых каскадов;

«Возб.» – для питания возбудителя макета.

Органы управления блоком питания и приборы контроля постоянных токов и напряжений размещены на передней панели в нижней части корпуса базового макета. Включение блока питания в сеть осуществляется тумблером "Сеть". Постоянные напряжения в сменный блок подаются после нажатия соответствующих клавиш «0 – 3 В», «0 – 30 В», «0 – 50 В». Напряжение питания возбудителя подается при нажатии клавиши "Возб". Повторное нажатие клавиш приводит к отключению соответствующих напряжений.

Требуемые значения напряжений выставляются ручками «0–3В», «0–30 В», «0–50 В» и контролируются по двум стрелочным приборам «Е_б» и «Е_к». Вольтметр «Е_к» подключается к источнику «0...30 В» или «0...50 В» нажатием соответствующих клавиш (0–30 В) или (0–50 В), расположенных под прибором. Постоянные токи, протекающие в базовой и коллекторной цепях, измеряются тремя стрелочными приборами. Прибор «I_{б0}» измеряет постоянную составляющую базового тока, правый прибор «I_{к0}» измеряет постоянную составляющую коллекторного тока при источнике 0–30В, и левый прибор «I_{к0}» измеряет постоянную составляющую коллекторного тока при источнике 0–50 В. Пределы шкал измерения тока у приборов «I_{к0}» (0–30 В) и «I_{к0}» (0–50 В) в разных лабораторных работах различны и указаны в табл.1.

Таблица 1

№ работы		1	2	3	4	5	6
Пределы шкал измерения тока, мА	I_{k0} Ист.(0–+30 В)	150	30	-	-	30	30
	I_{k0} Ист.(0 –+50 В)	-	-	50	25	-	25

Блок возбудителя вырабатывает колебания двух частот 1,4 и 4,2 МГц. Требуемая частота колебаний на выходе возбудителя устанавливается клавишным переключателем. Уровень амплитуды колебаний регулируется ручкой "Уровень" и контролируется по стрелочному прибору в относительных единицах.

Порядок включения лабораторной установки

Включить измерительные приборы, необходимые для выполнения работы. Вольтметры прогреть в течение 5 мин и затем калибровать.

При подаче питающих напряжений необходимо строго соблюдать следующий порядок.

1. Установить в крайнее левое положение ручки регулировки питающих напряжений "0–3В", "0–30В" и "0–50В", а также "Уровень" на передней панели корпуса базового макета и "Регулировка выхода" на лицевой панели ГЗ-109 (если последний используется в данной работе).

2. Поставить тумблер "Сеть" на лабораторном макете в положение "Вкл."

3. Включить источники напряжения, необходимые для выполнения лабораторной работы, с помощью клавиш "0–+30В", "0–+50В", "0–+3 В", "Возб."

4. Выставить ручкой "0–30В" (или "0–50В") необходимую величину коллекторного напряжения.

5. Выставить ручкой "0–3В" необходимую величину напряжения базового смещения.

6. Установить необходимую частоту колебаний возбудителя нажатием клавиши "Частота". Выставить необходимую частоту на генераторе ГЗ-109, если он задействован в лабораторной работе.

7. Установить ручкой "Рег. уровня" известный из расчета уровень напряжения возбуждения (напряжение возбуждения измеряется одним из ВЧ вольтметров на клемме "U_б" сменного блока).

8. Установить ручкой "Регулировка выхода" на передней панели генератора низких частот известный из расчета уровень модулирующего напряжения.

Выключение напряжений производится в обратном порядке.

Примечание.

Предполагается в качестве возбудителя исследуемых генераторных каскадов в качестве возбудителя использовать генераторный выход осциллографа DSOX2002A. Требуемая частота сигнала и уровень амплитуды возбуждения устанавливаются органами управления осциллографа. Описание органов управления осциллографа DSOX2002A и правила ими пользования представлены в следующем параграфе.

Описание осциллографа DSOX2002A и правила пользования его органами управления

Цифровые запоминающие осциллографы (ЦЗО или DSO) были созданы для того, чтобы можно было компенсировать недостатки, присущие аналоговым осциллографам. В цифровом осциллографе подаваемый на вход сигнал оцифровывается с помощью аналого-цифрового преобразователя (АЦП). На рис. 2 показана архитектура одного канала осциллографа DSOX2002A компании Keysight Technologies.



Рис. 2. Архитектура цифрового осциллографа Keysight серии InfiniiVision 2000 X

Аттенюатор предназначен для масштабирования сигнала. Усилитель вертикального отклонения обеспечивает дополнительное масштабирование сигнала перед его подачей на АЦП. Аналого-цифровой преобразователь производит выборку и оцифровку входного сигнала. Эти данные затем сохраняются в памяти прибора. Система синхронизации осуществляет поиск событий запуска, а блок временной развертки определяет длительность интервала времени, отображаемого на экране осциллографа. Микропроцессор выполняет заданную пользователем дополнительную пост-обработку, после чего сигнал, наконец, воспроизводится на экране осциллографа.

Наличие данных в цифровой форме позволяет осциллографу выполнить множество измерений различных параметров сигнала. Кроме того, сигналы могут храниться в памяти сколь угодно долго. Данные могут быть распечатаны или переданы на компьютер с помощью флеш-накопителя или через интерфейсы LAN и USB. В настоящее время программное обеспечение позволяет управлять осциллографом с компьютера с использованием виртуальной передней панели.

Перед началом измерений

Когда вы приступаете к работе с осциллографом, прежде всего проверьте, что используемый входной канал включен. Для установки осциллографа в исходное состояние по умолчанию нажмите клавишу [Default Setup] (Настройки по умолчанию). Затем нажмите клавишу [Autoscale] (Автоматическое масштабирование). Это позволяет автоматически настроить вертикальный и горизонтальный масштаб так, чтобы сигнал отображался на дисплее наилучшим образом. Эти настройки могут рассматриваться в качестве отправной точки, и в них затем можно вносить необходимые изменения. Если сигнал вдруг будет потерян или возникнут проблемы с отображением сигнала, рекомендуется повторить эти шаги. Передние панели большинства осциллографов включают, по крайней мере, четыре основных блока: органы управления системами вертикального и горизонтального отклонения, органы управления системой запуска и органы управления входными каналами. На рис. 3 представлена передняя панель осциллографа серии Keysight InfiniiVision 2000 X.

Органы управления системой вертикального отклонения

Органы управления системой вертикального отклонения осциллографа обычно объединяются в блок, который обозначен как «Vertical». Эти элементы позволяют настраивать параметры

отображения сигнала по вертикальной оси дисплея. Так, например, среди них есть регуляторы, с помощью которых задается число вольт на деление (коэффициент отклонения) по оси Y сетки экрана. Вы можете растягивать осциллограмму по вертикали, уменьшая значение коэффициента отклонения, или, наоборот, сжимать ее, увеличивая эту величину. Кроме того, в блок «Vertical» входят органы управления положением (смещением) сигнала по вертикали. Эти регуляторы позволяют просто перемещать всю осциллограмму вверх или вниз по дисплею. На рис. 4 показан



Рис. 3. Передняя панель осциллографа

блок органов управления системой вертикального отклонения осциллографа Keysight серии InfiniiVision 2000X.

Органы управления системой горизонтального отклонения

Органы управления системой горизонтального отклонения на передней панели осциллографа обычно объединяются в блок, который обозначен как «Horizontal». Эти органы управления обеспечивают настройку горизонтального масштаба осциллограммы. Один из элементов этого блока позволяет задавать масштаб по оси X — число секунд на деление (или коэффициент развертки). Уменьшая величину коэффициента развертки, вы можете уменьшить интервал времени, отображаемый на экране. Еще один регулятор этого блока предназначен для управления положением (смещением) осциллограммы по горизонтали. Он позволяет перемещать

осциллограмму по экрану слева направо и наоборот точно в нужное положение.



Рис. 4. Блок органов управления системой вертикального отклонения осциллографа

На рис. 5 показан блок органов управления системой горизонтального отклонения осциллографа Keysight серии InfiniiVision 2000X.



Рис. 5. Блок органов управления системой горизонтального отклонения осциллографа

Органы управления системой запуска

Как уже упоминалось ранее, система запуска (синхронизации) обеспечивает стабильное, удобное для работы представление сигнала и позволяет синхронизировать систему захвата осциллографа с той частью осциллограммы, которую необходимо исследовать.

Органы управления этой системой позволяют подобрать вертикальный уровень запуска (например, напряжение, при котором должен запускаться процесс захвата данных осциллографом) и выбирать между различными возможностями запуска. Далее рассматриваются примеры наиболее распространенных типов запуска.

Запуск по фронту сигнала

Запуск по фронту сигнала является наиболее часто используемым видом запуска. Событие запуска наступает, когда входной сигнал пересекает заданный пороговый уровень напряжения. Вы можете выбрать запуск по нарастающему или по спадающему фронту сигнала. На рис. 6 показано графическое представление запуска по нарастающему фронту.



Рис. 6. Графическое представление запуска по нарастающему фронту сигнала

При использовании запуска по нарастающему фронту сигнала запуск осциллографа осуществляется при достижении напряжением сигнала заданного порогового значения.

Запуск по длительности импульса

Запуск по длительности импульса используется для обнаружения импульсов определенной длительности. Это более общий вид запуска, так как он дает возможность осуществлять запуск по импульсам любой заданной длительности. При этом может быть выбрана полярность импульса — положительная или отрицательная. Кроме того, можно установить положение запуска по горизонтальной оси. Это позволяет увидеть события, которые произошли до события запуска или после него. Если установить задержку по горизонтальной оси равной нулю, то событие запуска будет расположено в центре экрана. События, произошедшие непосредственно перед событием

запуска, будут отображаться в левой части экрана, а те, которые произошли после события запуска, — в правой. Кроме того, пользователь может настроить режим входа запуска, а также установить источник сигнала, по которому будет осуществляться запуск. При этом совсем не обязательно запуск должен осуществляться по исследуемому сигналу, для этого можно использовать любой другой сигнал, имеющий отношение к данной измерительной задаче. На рис. 7 показан блок органов управления системой запуска на передней панели осциллографа.

Органы управления входными каналами

Как правило, осциллограф имеет два или четыре аналоговых канала. Они пронумерованы, при этом для каждого канала имеется отдельная кнопка, которая позволяет включать или отключать соответствующий канал. На передней панели располагается функциональная клавиша, которая позволяет задавать тип входа: закрытый (AC) или открытый (DC). Если выбран режим открытого входа, входной сигнал не подвергается обработке и подается непосредственно на усилитель системы вертикального отклонения осциллографа.



Рис. 7. Блок органов управления системой запуска осциллографа

В режиме закрытого входа фильтруется постоянная составляющая сигнала, и осциллограмма центрируется относительно уровня 0 вольт («земля»). Кроме того, с помощью клавиши выбора может быть задан импеданс пробника для каждого канала.

Генератор сигналов

В осциллограф DSOX2002A встроен генератор сигналов. На разъем Gen Out BNC выводятся синусоидальные, прямоугольные, пилообразные, опорные, импульсные сигналы. Чтобы открыть меню "Генератор сигналов" и включить/выключить выход генератора сигналов на разъеме Gen Out BNC лицевой панели, нажмите кнопку [Wave Gen] (Генер.сигналов). Если выход генератора сигналов включен, кнопка [Wave Gen] (Генер.сигналов) подсвечивается. Если выход генератора сигналов выключен, кнопка [Wave Gen] (Генер.сигналов) не горит. **Внимание!** Для защиты от перегрузки генератора схеме защиты от перегрузки требуется около 10 мс. Если вы мгновенно подадите напряжение выше ~ 40 В, вы, вероятно, повредите схему генератора сигналов, прежде чем цепь защиты сможет отключить выход.

В меню "Генератор сигналов" нажмите программную кнопку «Сигнал» и поверните ручку ввода, чтобы выбрать тип сигнала. В зависимости от выбранного типа сигнала настройте характеристики сигнала с помощью имеющихся программных кнопок и ручки ввода. Для настройки параметров синусоидального сигнала используйте программные кнопки «Частота / Точная настройка частоты / Периодичность / Точная настройка периода / Амплитуда / Высокий уровень и Смещение / Низкий уровень». Частоту можно задать в диапазоне от 100 МГц до 20 МГц.

Для всех типов сигналов выходную амплитуду парного импульса (при 50 Ω нагрузке) можно задать в диапазоне от 10 мВ до 2,5 В (или от 20 мВ до 5 В при высокоомной нагрузке). Нажав программную кнопку, с помощью которой устанавливаются параметры сигнала, можно открыть меню и выбрать тип настройки. Например, можно ввести как значения амплитуды и смещения, так и значения высокого уровня и низкого уровня. Можно также ввести значения частоты и значения периода. Нажимайте программную кнопку, пока не будет выбран подходящий тип настройки. Чтобы задать значение, поверните ручку ввода. Обратите внимание, что для частоты, периода и длительности можно выполнить как грубую, так и точную настройку.

Органы управления осциллографом DSOX2002A

На рис. 8 указаны все органы управления осциллографом, расположенные на передней панели. В табл. 2 и 3 приводятся

описание основных органов управления, используемых при выполнении лабораторных работ.

Таблица 2

№	Наименование «ручки»	Описание
1	Выключатель питания	Чтобы включить питание, нажмите один раз; нажмите еще раз, чтобы отключить питание
2	Программные кнопки	Функции этих кнопок зависят от меню, отображаемых сразу над ними на дисплее. С помощью кнопки "Назад/вверх" выполняется перемещение в иерархии меню программных кнопок. При переходе к верхней части иерархической структуры кнопка "Назад/вверх" отключает меню. Вместо них на экране отображаются сведения об осциллографе
4	Ручка ввода	Ручка ввода используется для выбора элементов меню и изменения значений. Функция ручки ввода меняется в зависимости от выбранных меню и программной кнопки. Обратите внимание, что, когда с помощью ручки ввода можно выбрать значение, знак в виде изогнутой стрелки над ней подсвечивается. Кроме того, когда символ ручки ввода отображается на одной из программных кнопок, также можно выбрать значение с помощью ручки ввода. Часто для осуществления выбора достаточно поворота ручки ввода. Иногда ручку ввода можно нажать, чтобы подтвердить или отменить выбор. Также нажатием ручки ввода с экрана убираются всплывающие меню
6	Средства управления запуском	С помощью этих элементов управления задаются параметры запуска осциллографа для сбора данных

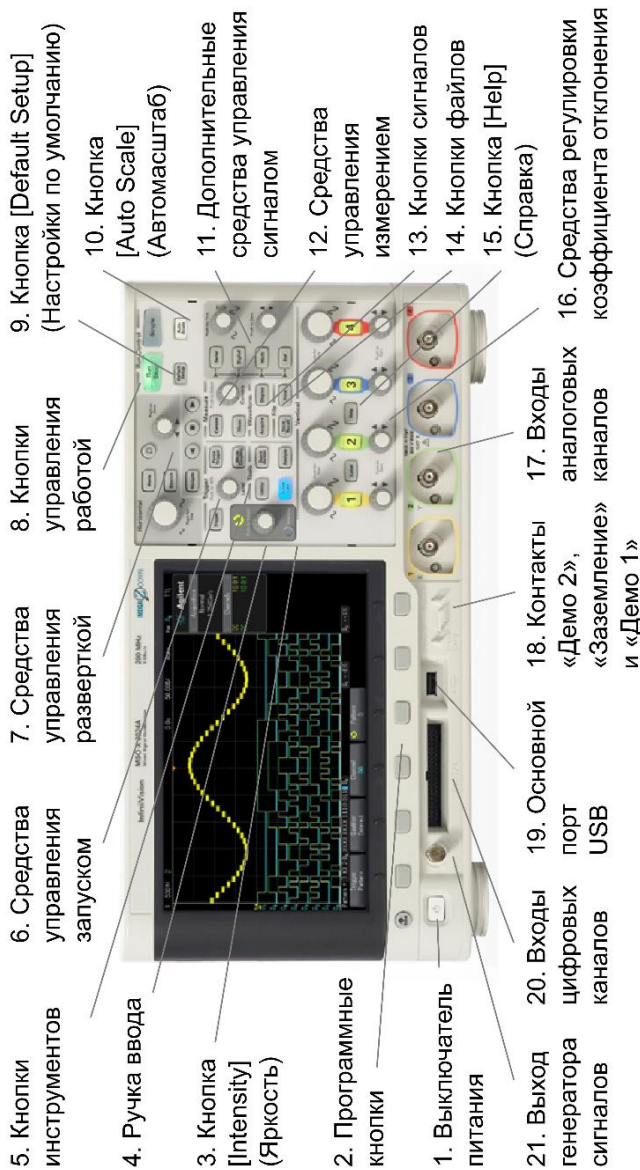


Рис. 8. Органы управления осциллографа Keysight серии InfiniiVision 2000 X.

Таблица 3

№	Наименование «ручки»	Описание
7	Средства управления разверткой	К средствам управления разверткой относятся следующие: • Ручка коэффициента развертки — поверните ручку в секции развертки, чтобы отрегулировать настройку времени/деления (скорость развертки). Знаки под этой ручкой означают, что с ее помощью можно развернуть или уменьшить сигнал за счет масштабирования по горизонтали. • Ручка положения коэффициента развертки — поверните ручку для горизонтального перемещения по сигналу. При этом можно отобразить полученный сигнал до момента запуска (поворот ручки по часовой стрелке) или после (поворот ручки против часовой стрелки). Если перемещение по сигналу происходит при остановленном осциллографе (не находящемся в режиме работы), то отображаются данные сигнала, полученного последним. • Кнопка [Horiz] (Горизонт.) — нажмите эту кнопку, чтобы открыть меню "Развертка", где можно выбрать режимы "XY" и "Качение", включить или выключить масштабирование и точную настройку времени/деления по горизонтали, а также выбрать точку отсчета времени запуска. • Кнопка масштаба — нажмите кнопку масштаба чтобы разделить дисплей осциллографа на экраны "Нормальный" и "Масштаб", не открывая меню "Развертка"
8	Кнопки управления работой	Когда кнопка [Run/Stop] (Пуск/Стоп) светится зеленым светом, осциллограф работает, то есть, при соблюдении условий запуска выполняется сбор данных. Для останова сбора данных нажмите кнопку [Run/Stop] (Пуск/Стоп). Когда кнопка [Run/Stop] (Пуск/Стоп) светится красным светом, сбор данных остановлен. Для запуска сбора данных нажмите кнопку [Run/Stop] (Пуск/Стоп). Для однократного запуска и отображения данных (вне зависимости, работает осциллограф или остановлен) нажмите кнопку [Single] (Однократный запуск). Пока идет запуск осциллографа, кнопка [Single] (Однократный запуск) светится желтым светом
9	Кнопка [Default Setup] (Настр.по умолчанию)	Нажмите эту кнопку, чтобы восстановить настройки осциллографа по умолчанию
16	Средства регулировки коэффициента отклонения	К средствам регулировки коэффициента отклонения относятся следующие: • Кнопки включения/выключения аналоговых каналов — эти кнопки используются для включения или выключения канала или для доступа к меню программных кнопок канала. Для каждого канала имеется своя кнопка включения/выключения. • Ручка масштаба коэффициента отклонения — Для каждого канала имеются ручки, обозначенные как . Эти ручки используются для изменения чувствительности по вертикали (усиление) каждого из аналоговых каналов. • Ручки положения коэффициента отклонения — эти ручки используются для изменения на дисплее положения канала по вертикали. Для каждого канала имеется свой регулятор положения по вертикали

Порядок выполнения лабораторных работ

1. Подготовка к работе

В процессе подготовки к работе следует:

- 1) ознакомиться с описанием лабораторной работы;
- 2) изучить теоретический материал по теме;
- 3) выполнить предварительные расчеты, предусмотренные заданием;
- 4) изучить принципиальную схему исследуемого каскада и назначение ее отдельных элементов;
- 5) продумать и хорошо уяснить характерные особенности экспериментальных зависимостей, которые предлагается снять;
- 6) ознакомиться с измерительной аппаратурой на рабочем месте.

Перед выполнением работы каждый студент обязан представить преподавателю заготовленную форму отчета, содержащую титульный лист, принципиальную схему исследуемого каскада и данные предварительных расчетов.

2. Выполнение работы

При выполнении работ студенты должны соблюдать правила техники безопасности, ознакомление с которыми проводится в форме предварительного инструктажа и подтверждается подписями студентов в специальном журнале.

Выполнению лабораторной работы предшествует проверка готовности студента в следующем порядке:

- 1) студент предъявляет преподавателю заготовленную форму отчета;
- 2) если результаты предварительных расчетов выполнены правильно, то студент получает контрольные вопросы. При положительных ответах студент допускается к выполнению работы. В случае неудовлетворительных ответов на вопросы студент к выполнению работы не допускается и прорабатывает рекомендованный материал в ходе занятия.

Работа выполняется в полном соответствии с описанием и считается законченной после утверждения преподавателем экспериментальных материалов, представляемых в форме рисунков, осциллограмм, таблиц и графиков.

По окончании работы необходимо выключить установку в требуемой последовательности и сдать рабочее место преподавателю или учебному мастеру.

3. Оформление отчета

Отчет о лабораторной работе составляется каждым студентом индивидуально и после зачета сдается преподавателю.

Графики вычерчиваются на листах миллиметровой бумаги, которые вклеиваются в отчет. Результаты, полученные в ходе эксперимента, отмечаются на графиках точками.

Отчет обязательно должен содержать краткие выводы, в которых дается теоретическое объяснение полученных экспериментальных результатов и причин отклонения результатов эксперимента от теоретических положений (если они имеются).

4. Получение зачета

Студент получает зачет по работе после представления полностью оформленного отчета и положительных ответов на вопросы по теме.

В случае правильных ответов перед работой (см. п. 2) для получения зачета студенту достаточно представления оформленного отчета.

Студент, не отчитавшийся по предыдущей работе, к выполнению следующей работы не допускается и в ходе занятия должен устранить отставание.

Студент, отчитавшийся по всем работам, автоматически получает зачет по лабораторному практикуму.

Пропущенные лабораторные занятия по договоренности с преподавателем выполняются с другими группами либо в специально отведенное для отработки время.

Лабораторная работа № 1 **Исследование режимов работы** **транзисторного усилителя мощности**

1. Цель работы

1. Освоение методики энергетического расчета режима транзисторного усилителя мощности.

2. Ознакомление со схемой усилителя мощности, назначением отдельных элементов и выбором их величин.

3. Исследование влияния питающих напряжений и сопротивления нагрузки на режим работы и форму импульсов коллекторного, эмиттерного и базового токов в транзисторном усилителе мощности.

4. Изучение особенностей формы импульсов тока транзисторного усилителя при работе на повышенных частотах.

2. Теоретическая часть

Генераторы с внешним возбуждением (ГВВ) являются **усилителями мощности** высокочастотных колебаний и используются в качестве промежуточных и оконечных каскадов радиопередатчиков.

Основными энергетическими параметрами ГВВ являются: выходная колебательная мощность $P_{\sim}$, коэффициент полезного действия η , коэффициент усиления по мощности K_p , потребляемая от источника питания мощность $P_{к0}$. Для получения высоких энергетических показателей ГВВ должен работать в режиме большого сигнала (в классе В или С, т.е. с отсечкой коллекторного тока) на определенную нагрузку, обеспечивающую заданную напряженность режима.

Для биполярных транзисторов существуют четыре области работы (рис. 1.1):

- активная область: эмиттерный переход открыт, коллекторный переход закрыт, через транзистор протекает коллекторный ток, соответствующий базовому току (такой режим называют также линейным или активным, это основной усилительный режим);
- область отсечки тока: оба перехода закрыты, тока через транзистор нет;
- область насыщения: оба перехода открыты, транзистор неуправляем по базовому току;
- инверсная область: эмиттерный переход закрыт, коллекторный открыт.

Области работы транзистора можно отметить на статических вольт-амперных характеристиках (рис. 1.1):

- входная характеристика, $i_b = f(u_b)$;
- проходная характеристика, $i_k = f(u_b)$;
- выходная характеристика, $i_k = f(u_k)$.

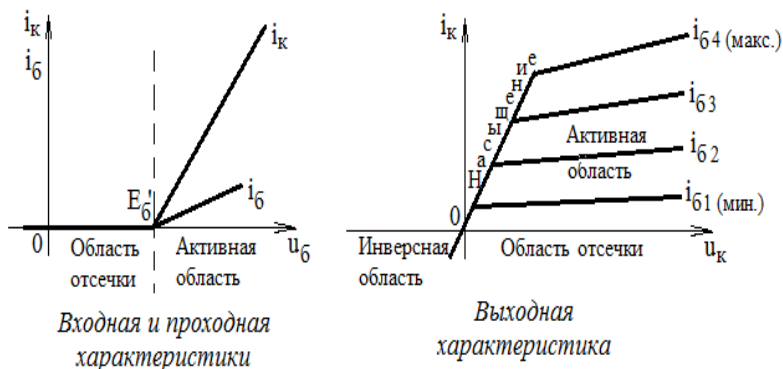


Рис. 1.1. Статические ВАХ биполярного транзистора

Усиливаемый сигнал (возбуждение) подают вместе с постоянным напряжением смещения в цепь базы транзистора. При этом через транзистор протекают импульсы коллекторного тока. Существуют три вида режимов ГВВ в зависимости от того, в каких областях работает транзистор в течение периода усиливаемого колебания:

- недонапряженный режим, при котором транзистор периодически переходит из активного состояния в состояние отсечки;
- перенапряженный режим, при котором транзистор периодически переходит из активного состояния в состояние отсечки, но в течение части периода заходит в область насыщения (т.е. открывается коллекторный переход при открытом эмиттерном переходе);
- критический режим, граничный между недонапряженным и перенапряженным режимами (заход в область насыщения кратковременный).

Сильно перенапряженный режим получил название ключевого режима. В этом режиме потери в транзисторе существенно уменьшаются, т.е. он работает с высоким КПД, но при меньшем коэффициенте усиления.

При гармоническом возбуждении транзистора в недонапряженном и критическом режимах работы импульс тока коллектора имеет косинусоидальную форму. В перенапряженном режиме, за счет захода рабочей точки в течение части периода колебаний в область насыщения, в импульсах эмиттерного и

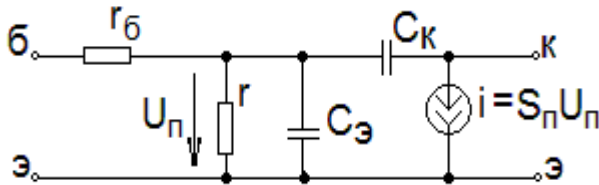


Рис. 1.3. Упрощенная эквивалентная схема биполярного транзистора

В области отсечки эмиттерный переход закрывается, емкость перехода резко уменьшается, крутизна по переходу становится $S_n = 0$. В области насыщения открывается коллекторный переход, что на эквивалентной схеме отражается увеличением емкости коллекторного перехода и шунтированием ее сопротивлением открытого перехода.

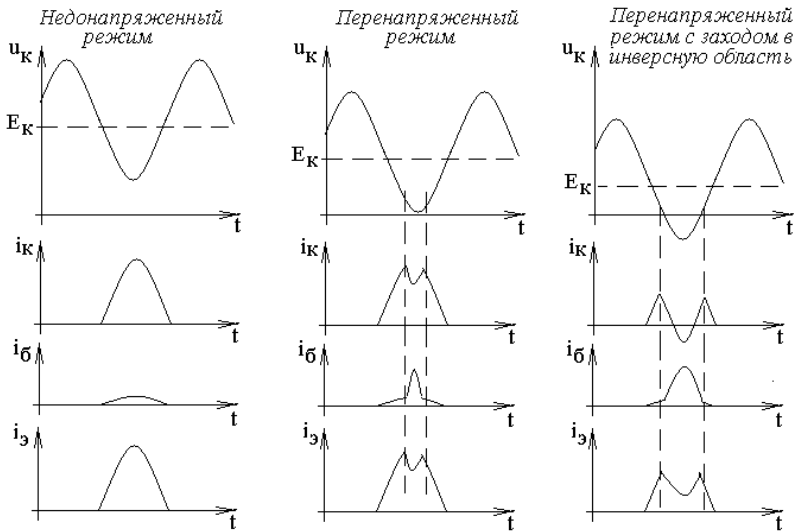


Рис. 1.4. Напряжения и токи электродов биполярного транзистора в различных режимах ГВВ

При работе транзисторного генератора в перенапряженном режиме, как было указано выше, в импульсе коллекторного тока появляется провал, а в импульсе тока базы – всплеск за счет захода

транзистора в область насыщения (рис. 1.4). Выходное сопротивление транзистора в области насыщения шунтирует колебательную систему в коллекторной цепи генератора. Если добротность контура при шунтировании его сопротивлением насыщения больше 3, она достаточна для поддержания синусоидальной формы напряжения на коллекторе. При этом форма провала в импульсе коллекторного тока будет симметричной. В случае большой амплитуды тока провала транзистор может перейти в инверсную область, т.е. направление прохождения коллекторного тока изменится на обратное. Заметим, что ток провала в коллекторной цепи замыкается не только через базовую цепь, но и через открытый эмиттерный переход, поэтому в импульсе тока эмиттера в отличие от катодного тока лампового генератора также наблюдается провал. Если высокое значение добротности колебательной системы получить не удастся, напряжение на коллекторе уплощается (становится ближе к прямоугольному, чем к гармоническому), а форма провала в импульсе коллекторного тока становится несимметричной.

Для характеристики частотных свойств биполярного транзистора вводят понятия граничных частот:

f_β – частота, при которой модуль коэффициента усиления по току в схеме с общим эмиттером β уменьшается в $\sqrt{2}$ по отношению к β_0 , измеренному на низкой частоте;

f_α – частота, при которой модуль коэффициента усиления по току в схеме с общей базой α уменьшается в $\sqrt{2}$ по отношению к α_0 , измеренному на низкой частоте;

f_T – определяется, как произведение частоты и модуля $|\beta|$, измеренного на этой частоте, т.е. при $f = f_T$ по определению $|\beta| = 1$;

f_s – частота, при которой модуль крутизны S_n уменьшается в $\sqrt{2}$ раз.

Граничные частоты находятся в следующей зависимости:

$f_\alpha \approx 1,2 f_T$ – для диффузионных транзисторов;

$f_\alpha \approx (1,6 \dots 1,8) f_T$ – для дрейфовых транзисторов;

$f_T = \beta_0 f_\beta$;

$f_s = f_\alpha / (r_b S_n) \approx f_\alpha / (20 \dots 30)$.

На частотах $f < (0,02 \dots 0,03) f_\alpha$ влияние емкостей переходов на работу транзисторного генератора незначительно и его можно не учитывать. Такие частоты называют пониженными для данного типа транзисторов.

Частоты $(0,02...0,03)f_\alpha < f < (0,2...0,3)f_\alpha$ называют повышенными. На этих частотах проявляется комплексный характер входного сопротивления транзисторного генератора, вызывающий значительный рост базового тока за счет появления фазового сдвига между эмиттерным и коллекторным токами.

На частотах $f > 0,3f_\alpha$ начинает проявляться инерционность носителей заряда. Время пробега носителей в области базы становится соизмеримым с периодом высокочастотных колебаний. В результате запаздывание (фазовый сдвиг) коллекторного тока относительно эмиттерного продолжает нарастать, резко ухудшаются усилительные свойства, снижаются колебательная мощность и КПД генератора.

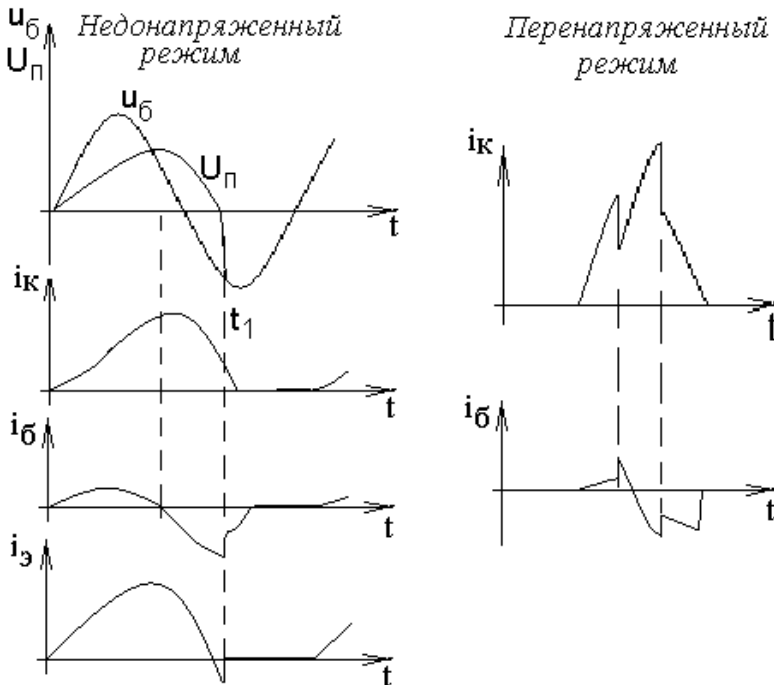


Рис. 1.5. Особенности работы биполярного транзистора в ГВВ на повышенных частотах

При работе транзистора на повышенных частотах формы импульсов коллекторного и базового токов существенно изменяются.

Это связано с отставанием напряжения на эмиттерном переходе транзистора U_n от напряжения на выводе базы за счет действия цепочки r_b, C_j, r (см. рис. 1.3). Поведение этой цепочки достаточно сложное, так как номиналы двух последних из указанных выше ее элементов зависят от напряжения U_n и тока эмиттера.

Упрощенно (в случае большого сигнала) можно считать, что при $U_n > 0$ в цепи перехода действует диффузионная составляющая емкости $C_j = C_{j \text{ диф}}$, тогда как при $U_n < 0$ действует барьерная составляющая этой емкости $C_j = C_{j \text{ бар}}$, причем само переключение емкости происходит практически мгновенно (ключом), а $C_{j \text{ бар}} \ll C_{j \text{ диф}}$. В таком случае ясно, что рекомбинация носителей заряда в диффузионной емкости закрывающегося эмиттерного перехода и обеспечивает отставание напряжения U_n от напряжения на выводе базы, что влечет за собой искажение импульсов токов базы и коллектора и запаздывание импульса тока коллектора относительно импульса тока базы, как это показано на рис. 1.5. На этом рисунке отмечен момент времени t_1 , соответствующий закрытию перехода при $U_n = 0$. Отрицательный выброс в импульсе базового тока обусловлен разрядом емкости C_j на временном интервале, соответствующем падающему участку зависимости $U_n(t)$. В токе эмиттера также наблюдается отрицательный выброс, так как он является суммой токов базы и коллектора.

В перенапряженном режиме на повышенных частотах ток открытого коллекторного перехода, в первую очередь, определяется током диффузионной емкости этого перехода. Форма токов сильно искажена (рис. 1.5) и зависит от добротности колебательной системы ГВВ.

3. Практическая часть

3.1. Описание лабораторной установки

Работа выполняется на лабораторной установке, содержащей сменный блок, в котором смонтирован исследуемый усилитель мощности (ГВВ). Он выполнен на германиевом мощном транзисторе VT1 ГТ705А с последовательным питанием коллекторной и базовой цепей. Схема исследуемого усилителя приведена на рис. 1.6. С помощью переключателя S1 изменяется нагрузка транзисторного генератора. В положении "I" переключателя S1 исследуется работа усилителя на пониженных частотах. Нагрузкой усилителя в этом случае является колебательный контур L1, C1, резонансная частота которого находится в интервале 8...10 кГц. С помощью переключателя S2 изменяется резонансное сопротивление нагрузочного контура L1,

C1 путем переключения шунтирующих резисторов $R6...R8$ с различным сопротивлением. В положении "II" переключателя **S1** исследуется работа генератора на повышенных частотах. В этом случае нагрузкой усилителя является контур **L2, C2**, резонансная частота которого находится в интервале 80...100 кГц, а резонансное сопротивление равно $R_{кр}$.

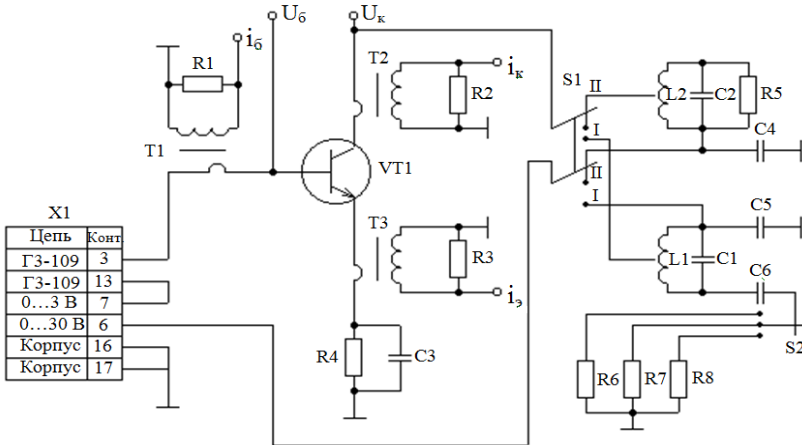


Рис. 1.6. Схема макета ГВВ

Напряжение возбуждения подается от звукового генератора ГЗ-109 и измеряется вольтметром ВУ-15 или ВК7-9, подключенным к гнезду " U_6 ". Точное соответствие частоты напряжения возбуждения резонансной частоте исследуемого усилителя проверяется по форме импульсов на экране осциллографа. В слегка перенапряженном режиме провал в импульсе коллекторного тока должен находиться в центре импульса. При этом напряжение на коллекторе, измеряемое вольтметром, подключенным к гнезду " U_k ", максимально.

Для наблюдения формы импульсов базового, коллекторного и эмиттерного токов используются трансформаторы тока **T1, T2** и **T3**, выполненные на ферритовых кольцах. Вторичные обмотки трансформаторов нагружены на резисторы **R1, R2, R3**, величина сопротивления которых выбрана из условия передачи неискаженной формы импульсов. Напряжения, действующие на этих сопротивлениях, с гнезд " i_6 ", " i_s " и " i_k " подаются на один из входов двухлучевого осциллографа.

Трансформаторы Т2 и Т3 идентичны, имеют равные коэффициенты трансформации, что позволяет получить осциллограммы коллекторного и эмиттерного токов в одном масштабе. Коэффициент трансформации трансформатора Т1 больше, а следовательно, больше и масштаб осциллограммы базового тока. Цепь эмиттерного автосмещения **R4, C3** ограничивает величину постоянной составляющей эмиттерного тока, т.е. защищает транзистор от перегрузки.

3.2. Задание для самостоятельной подготовки

1. Ознакомиться с описанием лабораторной работы и установки. Изучить порядок включения и выключения питающих напряжений. Ознакомиться с необходимыми для выполнения работы приборами.
2. Используя рекомендуемую литературу [1,2,3], разобраться в теоретическом материале по теме, продумать ответы на вопросы, помещенные в конце описания данной работы.
3. Произвести энергетический расчет критического режима транзисторного усилителя мощности на заданную колебательную мощность по приведенной ниже методике.
4. Нарисовать схему исследуемого усилителя.

Расчет режима транзисторного усилителя может быть выполнен в следующем порядке.

Исходные данные для расчета:

$P_{\sim} = 1 \text{ Вт}$, $E_{\kappa} = 8 \text{ В}$, $\theta = 70^\circ$, $\alpha_0 = 0,253$, $\alpha_1 = 0,436$, $f = 10 \text{ кГц}$.

Параметры и данные режима транзистора ГТ705А:

$e_{\kappa \text{ max}} = 20 \text{ В}$, $I_{\kappa \text{ max}} = 3,5 \text{ А}$, $P_{\kappa \text{ max}} = 1,6 \text{ Вт}$, $f_T = 230 \text{ кГц}$, $U_{б \text{ э max}} = 2 \text{ В}$, $f_s = 13 \text{ кГц}$, $S = 1,1 \text{ А/В}$, $S_{\kappa p} = 0,77 \text{ А/В}$, $r_{\tau} = 5 \text{ Ом}$, $\alpha_0 = 0,96$, $\beta_0 = 23$, $D = 0,017$, $E_{б} = +0,15 \text{ В}$, $C_{\kappa} = 50 \text{ пФ}$, $C_{\text{э}} = 500 \text{ пФ}$.

Коэффициент использования коллекторного напряжения

$$\epsilon_{\kappa p} = 0,5 + 0,5 \sqrt{1 - \frac{8P_{\sim}}{\alpha_1 S_{\kappa p} E_{\kappa}^2}}.$$

Амплитуда напряжения на коллекторе

$U_{\text{мк}} = \epsilon_{\kappa p} E_{\kappa}$, причем обязательно $E_{\kappa} + U_{\text{мк}} \leq e_{\kappa \text{ max}}$ (проверить).

Первая гармоника коллекторного тока

$$I_{\text{мк1}} = 2P_{\sim} / U_{\text{мк}}.$$

Постоянная составляющая коллекторного тока

$$I_{\kappa 0} = (\alpha_0 / \alpha_1) I_{\text{мк1}} < I_{\kappa \text{ max}}.$$

Эквивалентное сопротивление нагрузки

$$R_3 = U_{нк} / I_{нк1} .$$

Мощность, потребляемая от источника коллекторного питания,

$$P_{к0} = I_{к0} E_к .$$

Мощность, рассеиваемая на коллекторе

$$P_к = P_{к0} - P_{\sim} < P_{кmax} .$$

КПД генератора по коллекторной цепи

$$\eta = P_{\sim} / P_{к0} .$$

Угол дрейфа

$$\varphi_{др} = 360^\circ \cdot f / (2\pi f_T) .$$

Угол отсечки эмиттерного тока

$$\theta_3 = \theta - 0,5\varphi_{др} ; \alpha_1(\theta_3) ; \cos\theta_3 .$$

Коэффициент усиления по току на рабочей частоте

$$\alpha_f = \frac{\alpha_0 \beta_f}{1 + \beta_f} , \text{ где } \beta_f = \beta_0 \text{ при } f \leq f_T / \beta_0 ,$$

$$\beta_f = f_T / f \text{ при } f > f_T / \beta_0 .$$

Величина импульса эмиттерного тока

$$i_{3max} = I_{нк1} / (\alpha_f \alpha_1(\theta_3)) .$$

Амплитуда напряжения первой гармоники на эмиттерном переходе

$$U_{нб} = \frac{i_{3max}}{S(1 - \cos\theta_3)} + D U_{нк} .$$

Постоянная составляющая тока базы

$$I_{б0} = I_{к0} (1 - \alpha_0) / \alpha_0 = I_{к0} / \beta_0 .$$

Коэффициент передачи напряжения возбуждения от внешних входных зажимов транзистора к эмиттерному переходу

$$|K_{пер}| = \frac{1 - a g_3 r_6}{\sqrt{1 + (a f / f_s)^2}} ,$$

$$\text{где } g_3 = \frac{S}{\beta_0} , \quad a = \frac{\alpha_1(\theta_3)(1 - \cos\theta_3)}{1 - g_3 r_6 (\alpha_1(\theta_3)(1 - \cos\theta_3))} ,$$

коэффициенты, учитывающие работу транзистора в режиме большого сигнала.

Модуль и аргумент обратной связи в транзисторе

$$|K_{oc}| = \omega C_K / \sqrt{g_3'^2 + [\omega(C_K + C_3)]^2},$$

$$\varphi_{oc} = \pi/2 - \operatorname{arctg} \frac{\omega(C_K + C_3)}{g_3'},$$

где $g_3' = \frac{a g_3}{1 - a g_3 r_6}$; $\omega = 2\pi f$.

Амплитуда напряжения возбуждения на входных зажимах транзистора

$$U_{m6f} = \frac{\sqrt{[U_{m6} + |K_{oc}| U_{mk} \cos(\varphi_{oc} - \varphi_{др})]^2 + [|K_{oc}| U_{mk} \sin(\varphi_{oc} - \varphi_{др})]^2}}{|K_{пер}|}.$$

Требуемое смещение на базе транзистора

$$E_6 = E_6' - U_{m6f} \cos \theta_3.$$

Амплитуда первой гармоники базового тока

$$I_{m61} = I_{mk1} \sqrt{(1/\alpha_f - \cos \varphi_{др})^2 + \sin^2 \varphi_{др}}.$$

Требуемая мощность возбуждения

$$P_{\sim 6} = 0,5 U_{m6f} I_{m61}.$$

Коэффициент усиления по мощности

$$K_p = P_{\sim} / P_{\sim 6}.$$

3.3. Задание для экспериментального исследования

1. Изучить конструкцию установки, расположение приборов, органов включения и регулировки питающих напряжений. Ознакомиться с табл. 1 (см. описание лабораторной установки).

2. Переключателем S1 подключить колебательный контур I для исследования формы импульсов токов цепей транзисторного усилителя на средних частотах. Переключатель S2 поставить в среднее положение, что соответствует резонансному сопротивлению контура, равному $R_{кр}$.

3. Включить установку. Установить питающие напряжения E_K и E_6 согласно заданию и расчету. Переменное напряжение на базе при этом должно быть равно нулю.

В н и м а н и е !

Транзисторы не выдерживают напряжений и токов больше допустимых! Увеличивайте питающее напряжение до требуемой величины постепенно!

4. Подсоединить один из входов осциллографа к гнездам " i_e " для просмотра формы импульсов эмиттерного тока. Другой вход подсоединить или к гнездам " i_k " для просмотра формы импульсов коллекторного тока, или к гнездам " i_b " при рассмотрении формы импульсов базового тока.

5. Установить на звуковом генераторе частоту $f = 10$ кГц. Ручкой "Регулировка выхода" звукового генератора установить напряжение возбуждения, равное расчетному значению:

$U_{\text{брас}} = U_{\text{нб}} f / \sqrt{2}$. Импульс коллекторного тока на осциллографе должен при этом быть уплощенным или с небольшим провалом, что соответствует работе усилителя в критическом режиме. В случае, если режим отличается от критического, напряжением возбуждения добиться критического режима.

Подстроить частоту звукового генератора так, чтобы провал в импульсе коллекторного тока находился примерно в центре импульса (рис.1.4).

Ручками "Усиление" двухлучевого осциллографа добиться одинаковой высоты импульсов эмиттерного и коллекторного токов и в дальнейшем при проведении работы положение этих ручек не менять.

Зарисовать форму импульсов эмиттерного, коллекторного и базового токов. Записать полученные значения токов I_{k0} , I_{b0} и напряжений U_k , U_b , E_k , E_b , сравнить с расчетными. Далее считать эти значения соответствующими критическому режиму.

6. Изучить влияние питающих напряжений (E_k , E_b , U_b) и сопротивления нагрузки на режим работы транзисторного усилителя. Сохраняя положения ручек "Усиление" двухлучевого осциллографа неизменными, зарисовать осциллограммы последовательностей импульсов коллекторного, эмиттерного и базового токов при значениях:

а) E_k , равном $0,5E_{k \text{ кр}}$; $E_{k \text{ кр}}$; $1,5E_{k \text{ кр}}$ при $E_b = E_{b \text{ кр}}$, $U_b = U_{b \text{ кр}}$;

б) E_b , равном нулю; $E_{b \text{ кр}}$; $2E_{b \text{ кр}}$ при $E_k = E_{k \text{ кр}}$, $U_b = U_{b \text{ кр}}$;

в) U_b , равном $0,5U_{b \text{ кр}}$; $U_{b \text{ кр}}$; $1,5U_{b \text{ кр}}$ при $E_k = E_{k \text{ кр}}$, $E_b = E_{b \text{ кр}}$;

г) при трех положениях переключателя S_2 :

положение "1" – $R_z = 0,5R_{z \text{ кр}}$; положение "2" – $R_z = R_{z \text{ кр}}$;

положение "3" – $R_z = 1,5R_{z \text{ кр}}$ при $E_k = E_{k \text{ кр}}$; $E_b = E_{b \text{ кр}}$ и $U_b = U_{b \text{ кр}}$.

В каждой последовательности импульсов для оценки углов отсечки изображать не менее двух соседних импульсов.

Сделать выводы относительно изменения формы, угла отсечки импульсов и режима работы усилителя.

7. Установить питающие напряжения и сопротивление нагрузочного контура соответствующими критическому режиму. Совместить осциллограммы импульсов эмиттерного и коллекторного токов на экране осциллографа, убедиться в отсутствии заметного фазового сдвига между импульсами эмиттерного и коллекторного токов на низкой частоте.

8. Уменьшить напряжение возбуждения до нуля. Перестроить звуковой генератор на повышенную частоту ($f = 100$ кГц). Переключатель S1 поставить в положение "II", при этом к транзистору подключается контур L2, C2, частота которого лежит в интервале 80...100 кГц. Постепенно увеличивая напряжение возбуждения, получить на экране осциллографа импульсы эмиттерного и коллекторного токов, соответствующие критическому режиму.

Подстроить частоту звукового генератора так, чтобы провал в импульсе коллекторного тока находился в центре импульса.

Зарисовать осциллограммы и определить фазовый сдвиг между импульсами эмиттерного и коллекторного токов на повышенных частотах.

9. Изменяя напряжение возбуждения при неизменном положении ручек "Усиление" двухлучевого осциллографа, зарисовать отдельно импульсы эмиттерного, коллекторного и базового токов в критическом, недонапряженном и перенапряженном режимах. Сравнить углы отсечки коллекторного и эмиттерного токов.

10. Сделать выводы о соотношении базового и коллекторного токов на пониженных и повышенных частотах.

4. Содержание отчета

1. Схема электрическая принципиальная исследуемого усилителя.
2. Расчет согласно п. 3.2 задания.
3. Экспериментально снятые осциллограммы.
4. Краткие выводы.

Примечание. В отчете все экспериментально снятые осциллограммы изображаются с координатными осями $i = f(t)$, цифровая разметка осей не производится. Около каждой осциллограммы проставляется значение изменяемого параметра, влияние которого исследуется.

Контрольные вопросы для подготовки к зачету

1. Нарисуйте статические вольт-амперные характеристики электронных ламп (пентодов) и транзисторов. В чем отличие статических характеристик транзисторов и ламп?

2. Что такое угол отсечки коллекторного, базового, эмиттерного токов? Коэффициенты разложения косинусоидального импульса тока α_n . Физический смысл α_n . Приведите зависимости α_n от угла отсечки при $n = 0, 1, 2, 3$.

3. Какие классы работы используются в мощных ламповых и транзисторных усилителях, какие углы отсечки рекомендуется при этом использовать?

4. Постройте проходную динамическую характеристику анодного (коллекторного) тока при различных сопротивлениях нагрузки усилителя для случаев: а) $\theta = 90^\circ$; б) $\theta < 90^\circ$; в) $\theta > 90^\circ$.

5. Постройте выходную динамическую характеристику анодного (коллекторного) тока при различных сопротивлениях нагрузки усилителя для случаев: а) $\theta = 90^\circ$; б) $\theta < 90^\circ$; в) $\theta > 90^\circ$.

6. Дайте понятие о недонапряженном, критическом и перенапряженном режимах работы транзисторного усилителя. Как определяется коэффициент использования коллекторного напряжения?

7. По нагрузочным характеристикам усилителя обоснуйте выбор критического режима в качестве рабочего для генераторов с внешним возбуждением.

8. Поясните (с помощью осциллограмм) фазовые соотношения между переменным напряжением на базе, первой гармоникой коллекторного тока и напряжением на коллекторе. Как определить максимальное значение импульса базового тока по реальным статическим характеристикам?

9. Как влияет постоянное напряжение на коллекторе на режим работы усилителя и форму импульсов эмиттерного, коллекторного и базового токов на пониженных частотах? (см. примечание).

10. Как влияет напряжение смещения на режим работы и форму импульсов? (см. примечание).

11. Как влияет напряжение возбуждения на режим работы и форму импульсов? (см. примечание).

12. Как влияет сопротивление нагрузки на режим работы и форму импульсов? (см. примечание).

13. Расскажите об особенностях работы транзистора на повышенных частотах. Как влияет повышение частоты на изменение

формы и величины импульсов коллекторного, базового и эмиттерного токов?

14. Сравните между собой величину критического сопротивления нагрузки транзисторного и лампового усилителя (например, для $P_{\Sigma} = 10$ Вт).

15. Дайте определение и объясните физическую сущность граничных частот f_t , f_{ω} , f_{β} , f_s . Изобразите их расположение на оси частот.

16. Нарисуйте схему транзисторного усилителя мощности:

а) с последовательным питанием по коллекторной цепи и с последовательной схемой подачи смещения базовой цепи. Назначение элементов и выбор их величин;

б) с параллельным питанием по коллекторной цепи и с параллельной схемой подачи смещения базовой цепи. Назначение элементов и выбор их величин;

в) с параллельным питанием по коллекторной цепи и с последовательной схемой подачи смещения базовой цепи. Назначение элементов и выбор их величин;

г) с последовательным питанием по коллекторной цепи и с параллельной схемой подачи смещения базовой цепи. Назначение элементов и выбор их величин.

17. Нарисуйте возможные варианты схем подачи напряжения смещения на базу транзистора в усилителе мощности.

18. Нарисуйте схему усилителя мощности на пентоде:

а) с последовательным питанием по анодной цепи и с последовательной схемой подачи смещения на управляющую сетку. Назначение элементов и выбор их величин;

б) с параллельным питанием по анодной цепи и с параллельной схемой подачи смещения на управляющую сетку. Назначение элементов и выбор их величин;

в) с последовательным питанием по анодной цепи и с параллельной схемой подачи смещения на управляющую сетку. Назначение элементов и выбор их величин;

г) с параллельным питанием по анодной цепи и с последовательной схемой подачи смещения на управляющую сетку. Назначение элементов и выбор их величин.

19. Нарисуйте возможные варианты схем подачи напряжений на управляющую сетку, экранную и защитную сетки в усилителе мощности на пентоде.

Примечание. Объяснение по п.п. 9, 10, 11, 12 проводить с привлечением проходных или выходных динамических характеристик. За исходный режим считать критический.

Лабораторная работа № 2

Исследование нагрузочных характеристик генератора с внешним возбуждением

1. Цель работы

1. Освоение понятия нагрузочной способности генератора с внешним возбуждением (ГВВ).
2. Расчет сопротивления нагрузки по коллекторной цепи.
3. Экспериментальное исследование нагрузочной способности ГВВ с резонансной цепью согласования.

2. Теоретическая часть

Под нагрузочными характеристиками ГВВ понимают зависимость основных энергетических характеристик ГВВ от сопротивления коллекторной нагрузки R_3 . Основными энергетическими характеристиками являются: колебательная мощность $P_{\sim}$, отдаваемая транзистором в нагрузку, мощность, потребляемая от источника коллекторного питания P_0 , мощность рассеяния по коллекторной цепи P_p , электронный КПД ГВВ η_0 , коэффициент усиления по мощности k_p . При этом предполагается, что напряжение коллекторного питания E_k , напряжение смещения по базе $E_{см}$, амплитуда напряжения возбуждения U_{mb} и частота ω_0 постоянны и не меняются при изменении R_3 .

Сопротивление нагрузки R_3 представляет собой входное сопротивление цепи согласования (ЦС) по коллекторной цепи. В данной лабораторной работе ЦС выполнена в виде параллельного контура, к которому коллектор транзистора подключен с определенным коэффициентом включения p_k . Величина коэффициента включения рассчитывается по формуле

$$p_k = \frac{X_{св}}{\rho_k},$$

где $X_{св}$ – реактивное сопротивление элемента связи, ρ_k – характеристическое (волновое) сопротивление контура. На рис. 2.1 представлены варианты подключения коллектора транзистора к контуру.

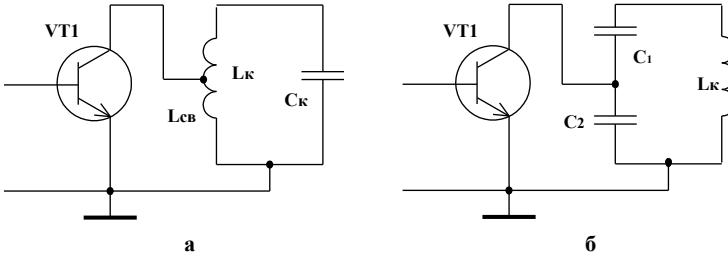


Рис. 2.1. Способы подключения коллектора транзистора к контуру

В схеме рис.2.1, а использована индуктивная связь. Элементы L_k, C_k – полные значения индуктивности и емкости контура, полученные при его последовательном обходе. L_1 – индуктивность нижнего плеча катушки индуктивности. Индуктивность связи определяется с учетом взаимной индуктивности нижнего и верхнего плеч

$$L_{св} = L_2 + M, \text{ где } M = k_{св} \sqrt{L_1 L_2}, \text{ , } L_k = L_1 + L_2 + 2M.$$

Для однослойных катушек индуктивности конструктивный коэффициент взаимной индуктивности мал, поэтому $L_k \approx L_1 + L_2$, $L_{св} \approx L_2$ и коэффициент включения коллектора в контур определяется соотношением

$$\rho_k = \frac{L_2}{L_k}.$$

В схеме рис.2.1, б использована емкостная связь. Значение L_k – полное значение индуктивности контура. Полное значение емкости контура, полученное при последовательном обходе, выражается формулой

$$C_k = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}.$$

Коэффициент включения коллектора в контур определяется из соотношения

$$p_k = \frac{C_k}{C_2} = \frac{C_1}{C_1 + C_2}.$$

Кроме рассмотренных видов связи, связь коллектора с контуром может быть трансформаторной и комбинированной.

Изменение входного сопротивления ЦС R_3 без существенного изменения настройки контура можно выполнить разными методами (рис. 2.2).

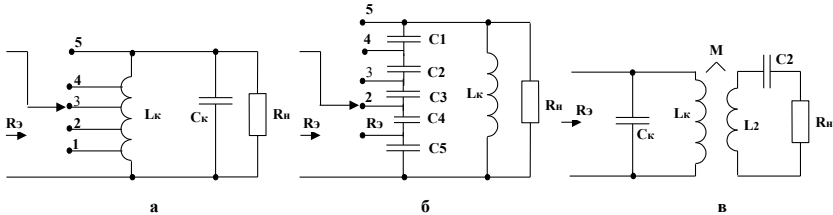


Рис. 2.2. Способы изменения коллекторной нагрузки

Например, дискретное изменение R_3 можно получить путем использования контурной катушки с отводами (рис. 2.2, а) или гирлянды последовательно включенных конденсаторов (рис. 2.2, б). Плавное изменение R_3 можно осуществить за счет изменения коэффициента связи между обмотками ВЧ трансформатора (рис. 2.2, в).

Следует отметить, что идеальной сохранности частоты настройки не происходит, поскольку выходная емкость транзистора будет по-разному влиять на резонансную частоту коллекторного контура при изменении коэффициента включения коллектора. В случае заметного влияния потребуются небольшая подстройка контура на частоту возбуждающего сигнала.

Для проведения исследования нагрузочной способности ГВВ целесообразно получить аналитические зависимости основных энергетических параметров от сопротивления коллекторной нагрузки. Их можно установить из анализа основного уравнения генератора и уравнений динамических характеристик для недонапряженного и перенапряженного режимов. Полученные таким путем аналитические зависимости получаются сложными. Более простым и наглядным следует признать графоаналитический метод исследования нагрузочной способности ГВВ.

Рассмотрим известные аналитические соотношения для основных энергетических параметров ГВВ:

$$\begin{aligned}
P_{\sim} &= 0.5 \cdot I_{\text{мк}}^2 \cdot R_{\text{э}}; & P_0 &= I_{\text{к0}} \cdot E_{\text{к}}; & P_{\text{р}} &= P_0 - P_{\sim}; \\
\eta_0 &= 0.5 \cdot \frac{I_{\text{мк}}^2}{I_{\text{к0}}} \cdot \frac{R_{\text{э}}}{E_{\text{к}}}; & |k_i| &= \frac{I_{\text{мк}}}{I_{\text{мб}}}; & |k_u| &= \frac{U_{\text{мк}}}{U_{\text{мб}}}; \\
U_{\text{мк}} &= I_{\text{мк}} \cdot R_{\text{э}}; & k_{\text{р}} &= |k_i| \cdot |k_u|.
\end{aligned}$$

Из приведенных формул следует, что ряд энергетических параметров ГВВ имеют непосредственную аналитическую связь с нагрузкой. Такими параметрами являются $P_{\sim}$, $P_{\text{р}}$, η_0 , $k_{\text{р}}$. Некоторые величины, использованные в формулах, являются постоянными. В частности, такими величинами являются $E_{\text{к}}$ и $U_{\text{мб}}$. Но вместе с тем имеет место завуалированная (не явная) зависимость токов от сопротивления нагрузки.

Рассмотрим графоаналитическим методом зависимости основных токов транзистора от сопротивления нагрузки:

$$I_{\text{мк}}, I_{\text{мб}}, I_{\text{к0}} = \varphi(R_{\text{э}}).$$

Активный элемент ГВВ может работать в различных классах. Для определенности воспользуемся классом «В». Привлекательной особенностью этого класса является независимость нижнего угла отсечки коллекторного и базового токов θ от сопротивления нагрузки.

Как было показано ранее, при работе ГВВ в недонапряженном режиме и вплоть до критического режима токи коллектора и базы представляют собой последовательность косинусоидальных импульсов. Поскольку $\theta_{\text{к}} = \theta_{\text{б}} = \theta$, значения $I_{\text{мк}}, I_{\text{к0}}, I_{\text{мб}}$ можно рассчитать по формулам:

$$I_{\text{мк}} = \alpha_1(\theta) \cdot i_{\text{кmax}}; \quad I_{\text{к0}} = \alpha_0(\theta) \cdot i_{\text{кmax}}; \quad I_{\text{мб}} = \alpha_1(\theta) \cdot i_{\text{бmax}},$$

где $\alpha_1(\theta)$ – коэффициент Берга, показывающий вес первой гармоники коллекторного и базового токов в косинусоидальной импульсной последовательности; $\alpha_0(\theta)$ – коэффициент Берга по постоянной составляющей коллекторного тока.

В перенапряженном режиме расчет $I_{\text{мк}}, I_{\text{к0}}, I_{\text{мб}}$ более сложен, поскольку из-за перераспределения токов в импульсах коллекторного тока появляется провал, а в импульсах базового тока – всплеск косинусоидальной формы. Провалы в импульсах коллекторного тока уменьшают вес первой гармоники коллекторного тока, а всплески в импульсах базового тока, наоборот, увеличивают вес первой

гармоники базового тока. Анализ импульсной последовательности такой формы выполнен С.И. Евтяновым и приведен в его учебнике «Радиопередающие устройства».

Воспользуемся для исследования динамическими характеристиками ГВВ в выходной системе координат. При изменении сопротивления нагрузки $R_Э$ от 0 до $R_{Экр}$ режим работы ГВВ недонапряженный, импульсы коллекторного и базового токов сохраняют неизменными косинусоидальную форму и нижний угол отсечки. Высота импульсов $i_{к\max}$ и $i_{б\max}$ меняется незначительно из-за малого угла наклона выходной характеристики в активной области работы транзистора. Сказанное демонстрируется рис. 2.3.

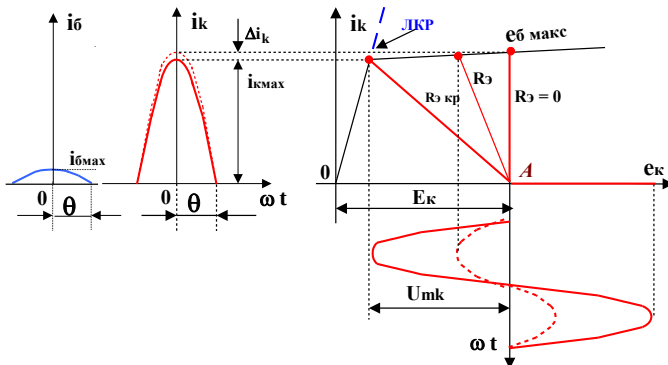


Рис. 2.3. Работа ГВВ в недонапряженном и критическом режимах

При изменении сопротивления нагрузки от $R_Э = R_{Экр}$ в большую сторону режим работы ГВВ становится перенапряженным. Начинается уменьшение высоты коллекторного импульса и рост провала. В результате вес первой гармоники коллекторного тока в такой импульсной последовательности резко уменьшается.

Импульсная последовательность базового тока ведет себя иначе. Высота импульсов базового тока растет, и растет первая гармоника базового тока. Сказанное демонстрируется рис. 2.4.

На рис. 2.5 показан характер изменения токов транзистора и напряжения $U_{нк}$ при изменении коллекторной нагрузки. Характер этих изменений говорит о следующем. Транзистор в области недонапряженного режима ведет себя, как источник тока. В схемах замещения на относительно низких частотах его можно представлять в

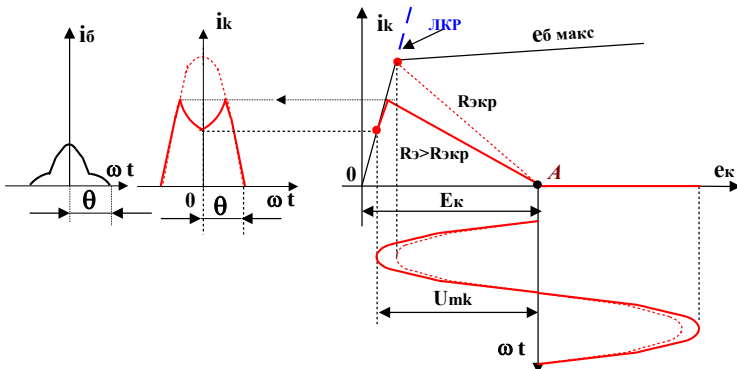


Рис. 2.4. Работа ГВВ в перенапряженном режиме

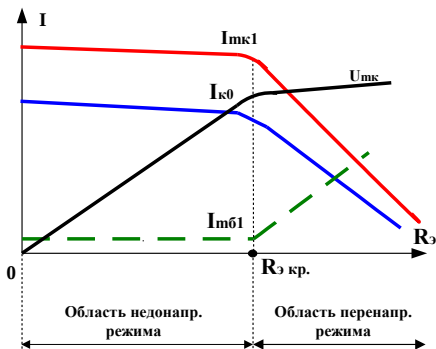


Рис. 2.5. Характер изменения токов транзистора при изменении сопротивления коллекторной нагрузки

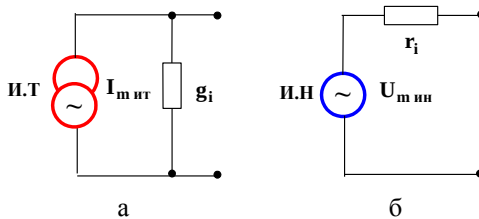


Рис. 2.6. Эквивалентные схемы замещения транзистора

виде идеального управляемого источника тока, шунтированного малой (в идеале стремящейся к нулю) внутренней проводимостью g_i (рис.2.6, а).

В перенапряженном режиме характер поведения транзистора меняется. Токи уменьшаются практически обратно пропорционально изменению нагрузки, а амплитуда напряжения первой гармоники на коллекторе транзистора меняется незначительно. Такое поведение характерно для источника напряжения с малым внутренним сопротивлением. Поэтому схемой замещения транзистора в области перенапряженного режима служит идеальный источник напряжения с последовательно включенным малым внутренним сопротивлением r_i (рис. 2.6, б).

Значения амплитуд эквивалентных источников тока и источника напряжения, а также их внутренняя проводимость и внутреннее сопротивление рассчитываются по формулам

$$I_{m \text{ ит}} = S \cdot U_{mб}, \quad U_{m \text{ ин}} = \xi_{кр} \cdot E_K,$$

$$g_i = \frac{1}{R_i} = S \cdot D, \quad r_i = r_{нас} \approx \frac{1}{S_{кр}},$$

где S – крутизна аппроксимированной проходной характеристики транзистора, $\xi_{кр}$ – коэффициент использования коллекторного напряжения источника питания соответственно; $S_{кр}$ – крутизна линии критического режима; D – проницаемость транзистора по полю коллектора.

Проведенное графоаналитическое исследование позволяет представить качественную картину поведения основных энергетических характеристик ГВВ при изменении R_{Ω} . Вид этих зависимостей приведен на рис. 2.7.

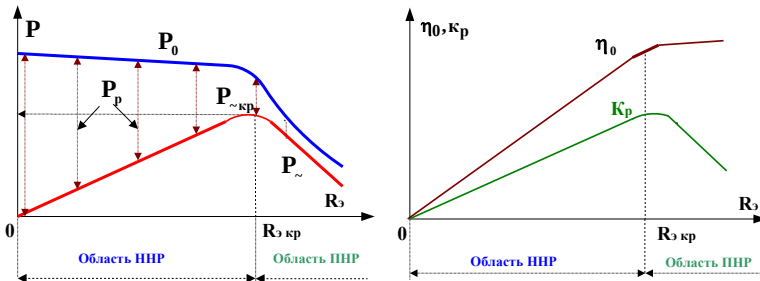


Рис. 2.7. Нагрузочные характеристики ГВВ

Из рисунков видно, что наиболее оптимальным режимом работы ГВВ по напряженности следует считать критический режим работы. В этом режиме максимальное значение принимают такие важные энергетические показатели ГВВ, как $P_{\text{к}}$ и k_p . Близкое к максимально возможному значение имеет величина электронного КПД η_0 . Мощность рассеяния на коллекторе незначительно превышает минимально возможный уровень, который имеет место в перенапряженном режиме. По перечисленным причинам критический режим работы ГВВ является наиболее востребованным в генераторных устройствах.

Одновременно нагрузочные характеристики дают представление о том, что произойдет в ГВВ, если его режим станет сильно недонапряженным или сильно перенапряженным. В первом случае увеличивается мощность рассеяния на коллекторе $P_{\text{к}}$. Ее максимальное значение имеет место в режиме короткого замыкания (к.з.) коллекторной нагрузки ($R_{\text{э}} = 0$). Режим к.з. весьма опасен. Он приводит к перегреву транзистора и выходу его из строя.

При переходе в перенапряженный режим заметно снижается коэффициент усиления транзистора по мощности k_p , увеличивается шунтирующее действие контура выходным сопротивлением транзистора, ухудшается избирательность контура, возрастает вес высших гармоник в коллекторном токе. Сказанное приводит к увеличению пикового напряжения на коллекторно-базовом переходе и вызывает его пробой. Пиковое значение напряжения на переходе можно оценить по формуле

$$U_{\text{кбпик}} = U_{\text{тк}} + U_{\text{тб}} + \sum_{n=2}^{\infty} U_{\text{ткпн}}.$$

3. Практическая часть

3.1. Описание лабораторной установки

Работа выполняется на лабораторной установке, содержащей лабораторный макет с вставленным в него сменным блоком и два высокочастотных вольтметра типа ВК7-9 или ВУ-15. В сменном блоке смонтирован генератор с внешним возбуждением с выходной цепью согласования в виде параллельного контура. Возбудителем ГВВ служит автогенератор с кварцевой стабилизацией, работающий на

частоте $f_0 = 4.2 \text{ МГц}$. Возбудитель выполнен в виде отдельного блока, размещенного в лабораторном макете. На лицевую сторону макета выведены ручка «Рег. уровня» для плавной регулировки уровня амплитуды выходного напряжения возбудителя и индикатор «Уровень возбуждения» для ее контроля. Напряжение возбуждения поступает на базу транзистора ГВВ через разъем. В сменном блоке для контроля уровня напряжения возбуждения и переменного напряжения на коллекторе транзистора предусмотрены клеммы Г1 и Г2, в которые вставляются головки высокочастотных вольтметров.

Принципиальная схема исследуемого ГВВ приведена на рис.2.8.

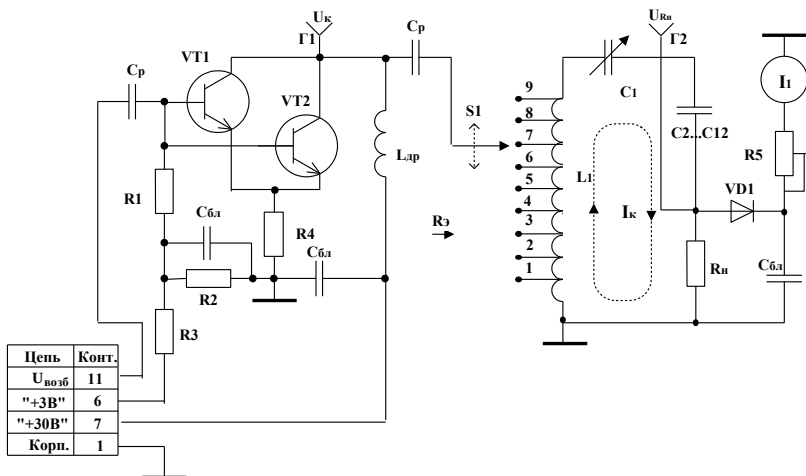


Рис. 2.8. Принципиальная схема исследуемого ГВВ

Генератор с внешним возбуждением собран на двух параллельно соединенных транзисторах VT1 и VT2 типа КТ603Б с параллельным питанием коллекторной и базовой цепей. Напряжение смещения на базы транзисторов VT1 и VT2 поступает от источника (0...3) В через делитель R2, R3 и резистор R1. Коэффициент деления делителя R2, R3 равен пяти, поэтому на вольтметре «0...3В» устанавливается напряжение смещения, в 5 раз большее того, которое будет действовать на базе транзисторов. Это повышает точность установки смещения и его отсчета. Например, если по прибору «0...3В» выставить 2В, то смещение на базе транзистора будет равно $E_6 = 0,4 \text{ В}$. Напряжение коллекторного питания поступает с источника «0...30В» и устанавливается ручкой «0 – 30В».

Каждый из 12 вариантов вставных блоков имеет свои особенности и требует установки индивидуальных значений напряжения смещения на базе транзистора. Конкретные значения E_6 указаны в табл. 2.1 и соответствуют номеру рабочего места.

Таблица 2.1

№ макета	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
E_6 , В	0,4	0,2	0,2	0,3	0,2	0,3	0,3	0,35	0,25	0,4	0,15	0,15

Контур коллекторной цепи включает в себя элементы L1, C1 и гирлянду последовательно соединенных конденсаторов C2...C12. Нагрузкой ГВВ является сопротивление $R_{н}=30\text{Ом}$, включенное непосредственно в контур. Катушка индуктивности имеет 9 отводов, к каждому из которых с помощью переключателя S1 может быть подключен коллектор транзистора. Настройка контура на частоту f_0 осуществляется конденсатором переменной емкости C1. Настройка ведется по индикатору «I₁». Индикатор включен в цепь нагрузки амплитудного детектора (диод VD1, C_{бл.}) Его показания пропорциональны величине контурного тока и достигают максимума при резонансе. Чувствительность индикатора «I₁» регулируется с помощью потенциометра R5. Ручка потенциометров выведена на переднюю панель сменного блока рядом с индикатором.

Параметры коллекторного контура ГВВ:

индуктивность катушки $L_1 = 20\text{мкГ}$; добротность катушки индуктивности $Q_L \approx 100$; конденсаторы C2...C12 имеют емкость **1600 пФ** каждый, их общая емкость **146 пФ**; катушка индуктивности L1 однослойная и имеет 27 витков и девять отводов, которые сделаны через три витка: 1–3 в, 2–6 в, 3–9 в, 4–12 в, 5–15 в, 6–18 в, 7–21 в, 8–24 в, 9–27в. Выходная емкость транзисторов $C_k = 15 \text{ пФ}$; зависимость изменения емкости конденсатора C1 от угла поворота его ротора представлена на рис. 2.9; максимальная емкость конденсатора $C_{1\text{max}} = 250 \text{ пФ}$.

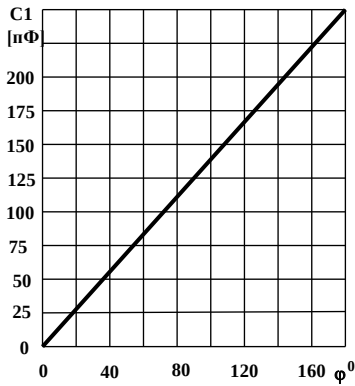


Рис. 2.9. Зависимость емкости конденсатора C_1 от угла поворота ротора

3.2. Задание для самостоятельной подготовки

1. Изучить теоретический материал, приведенный во 2 части описания, и литературу [1,2,3]. Продумать ответы на поставленные в конце описания контрольные вопросы.

2. Ознакомиться с описанием лабораторной установки.

3. Произвести расчет колебательной системы ГВВ и оценить:

а) характеристическое (волновое) сопротивление контура

$$\rho_k = 2\pi f_0 L_1 ;$$

б) емкость контура

$$C_k = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 L_1} ;$$

в) требуемое значение емкости конденсатора настройки C_1

$$C_1 = \frac{146 \cdot C_k}{146 - C_k} ;$$

г) потери в катушке индуктивности

$$r_{\text{пот}} = \frac{\rho_k}{Q_L} ;$$

д) полное омическое сопротивление контура

$$r_k = r_{\text{пот}} + R_n ;$$

е) добротность нагруженного контура

$$Q_n = \frac{\rho_k}{r_k} ;$$

ж) коэффициент полезного действия контура

$$\eta_{\sim} = \frac{R_{\Pi}}{r_{\text{пот}} + R_{\Pi}} ;$$

з) сопротивление контура при полном включении

$$R_{\text{Эпол}} = \rho_{\kappa} Q_{\Pi} ;$$

и) входное сопротивление в точках подключения транзисторов к контуру на резонансной частоте.

$$R_{\text{Э}j} = p_j^2 \cdot R_{\text{Эпол}} ; \quad p_j = \frac{3 \cdot j}{27} ; \quad j = 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9 .$$

к) составить таблицу (см. табл. 2.2) и нарисовать график зависимости $R_{\text{Э}} = \varphi(p_j)$.

Таблица 2.2

p_j									
$R_{\text{Э}j}$									

3.3. Задание для экспериментального исследования

1. Включить высокочастотные вольтметры. Прогреть в течение 5...8 минут. Выполнить калибровку вольтметров ВК7-9 (ВУ-15), выставить ожидаемые пределы измерения. Вставить измерительные головки в соответствующие гнезда сменного блока для измерения U_{κ} и U_{Π} в исследуемом генераторе. Вольтметры показывают эффективное значение измеряемых напряжений.

2. Тумблером «Сеть» включить лабораторный макет. Ручку возбудителя «Рег. уровня» установить в крайнее левое положение. Нажатием клавиш "0...30В", "0...3В", "Возб." включить требуемые источники питания. Ручкой «0-30В» установить напряжение коллекторного питания $E_{\kappa} = 20\text{В}$. Руководствуясь табл. 2.1 и сделанными выше замечаниями, ручкой «0-3В» установить требуемое смещение на базе.

3. Установить коэффициент включения коллектора транзисторов в контур согласно приведенной табл.2.3.

Таблица 2.3

№ макета	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
p_j	3	4	5	6	3	4	5	6	3	4	5	6

4. Снять зависимости $U_K, U_{Rн}, I_1, I_{K0}, I_{60}$ от уровня возбуждающего напряжения. Отсчеты уровней проводить по индикатору «Уровень возбуждения» от 0 через 5 делений. Построить графики снятых зависимостей. По графикам U_K и $U_{Rн}$ установить критический режим работы ГВВ и требуемый уровень возбуждающего напряжения.*

* Максимальное показание индикатора « I_1 » не должно превышать 0,7 от максимального значения шкалы. Чувствительность индикатора устанавливается ручкой потенциометра R_5 . В последующем чувствительность индикатора не менять.

5. Выставить уровень возбуждающего напряжения, соответствующий критическому режиму работы ГВВ. Снять зависимости $U_K, U_{Rн}, I_1, I_{K0}, I_{60}$ от сопротивления нагрузки $R_Э$, изменяя переключателем $S1$ положение коэффициента включения от 1 до 9.

6. По данным, полученным в п. 5, выполнить расчет основных нагрузочных характеристик ГВВ:

$$P_{\sim н} = \frac{U_{Rн}^2}{R_н}; \quad P_{\sim} = \frac{P_{\sim н}}{\eta_{\sim}}; \quad P_0 = I_{K0} E_K; \quad P_p = P_0 - P_{\sim}; \quad \eta_0 = \frac{P_{\sim}}{P_0}.$$

Построить графики основных нагрузочных характеристик, а также зависимостей $U_K = \varphi(R_Э)$ и $I_{60} = \varphi(R_Э)$ и сделать надлежащие выводы.

7. Провести расчет мощности $P_{\sim}$ по формуле

$$P_{\sim} = \frac{U_K^2}{R_Э}$$

и сравнить с ранее полученными значениями. При наличии значительного расхождения объяснить причину его появления.

8. Вернуться к исходному критическому режиму ГВВ. Снять зависимости $U_K, U_{Rн}, I_1, I_{K0}, I_{60}$ от небольшой расстройки коллекторного контура, для чего изменить значение емкости конденсатора $C1$ на $\pm 10\%$ от его номинального значения. Построить графики изменений показаний.

4. Содержание отчета

1. Схема принципиальная электрическая исследуемого УМ.
2. Расчеты согласно п. 3 задания.
3. Результаты экспериментов (таблицы, графики).

4. Выводы.

5. Контрольные вопросы

1. Дайте определение генератора с внешним возбуждением. Какими основными параметрами характеризуется ГВВ.

2. Дайте понятие нагрузочных характеристик транзисторного ГВВ. Приведите графики нагрузочных характеристик и поясните их поведение при изменении сопротивления нагрузки.

3. Какой режим работы ГВВ следует считать оптимальным и почему? Поясните, какими особенностями обладают транзисторы при работе в области недонапряженного и перенапряженного режимов.

4. Как определяется коэффициент включения коллектора транзистора в контур через его элементы? Приведите формулы для расчета включения через элементы контура.

5. Почему при изменении коэффициента включения коллекторной цепи в контур последний необходимо подстраивать?

6. Приведите формулу оценки влияния выходной емкости транзистора на резонансную частоту контура.

7. Поясните, как можно настроить коллекторный контур по приборам, измеряющим I_{k0} и I_1 . Поясните, чем объясняется характер поведения токов.

8. Почему при настройке ГВВ целесообразно понижать напряжение возбуждения или напряжение коллекторного питания?

9. Как изменяется режим работы ГВВ при расстройке контура в коллекторной цепи?

10. Какую роль играет коллекторная цепь ГВВ в его работе? Рассмотрите это на примере исследуемой схемы ГВВ.

11. Нарисуйте схемы неполного включения коллекторной цепи транзистора в индуктивную и емкостную ветви контура.

12. Поясните, как целесообразно выбирать емкость разделительных и блокировочных конденсаторов и почему?

13. Поясните, как целесообразно выбирать индуктивность разделительных дросселей и почему?

14. Рассмотрите порядок настройки ГВВ с одноконтурной цепью согласования в резонанс. Какими будут при этом показания измерительных приборов, используемых в работе?

15. Поясните, к чему приведет обрыв или короткое замыкание того или иного блокировочного или разделительного элемента в исследуемом ГВВ.

16. Поясните, в чем состоит опасность короткого замыкания сопротивления нагрузки.

17. Поясните, чем опасен сильно перенапряженный режим работы ГВВ.

Лабораторная работа № 3 Исследование усилителя мощности с резонансной цепью согласования

1. Цель работы

1. Освоение теории и методики расчета резонансных цепей согласования ГВВ.
2. Исследование одноконтурной и двухконтурной цепи согласования выходного усилителя мощности (ВУМ).

2. Теоретическая часть

Цепью согласования (ЦС) ГВВ является пассивная часть схемы, обеспечивающая трансформацию оконечного сопротивления нагрузки Z_n к требуемой расчетной величине $R_{Экв}$ во всем диапазоне рабочих частот $f_{pmin} \div f_{pmax}$.

Оконечные каскады являются самыми мощными каскадами генераторных устройств. От качества их работы зависят многие технические показатели и, прежде всего, надежность, стоимость, габаритные размеры и масса, уровень гармоник в излучаемом сигнале и другие. Эти ГВВ принято именовать выходными усилителями мощности (ВУМ). Резонансные ЦС ВУМ называются «**схемами выхода**». Они решают задачу трансформации сопротивления нагрузки и одновременно обеспечивают фильтрацию гармоник основной частоты излучаемого сигнала. В настоящее время область применения генераторных устройств с резонансными цепями согласования наметилась в передатчиках, работающих на фиксированной частоте или узком диапазоне частот с коэффициентом перекрытия по диапазону $k_f = f_{pmax} / f_{pmin} < 1.1$, в промышленных и бытовых генераторах, в лечебных медицинских УВЧ и СВЧ аппаратах.

Различают простую и сложную схемы выхода. Простая схема выхода содержит один резонансный контур, который включает в себя оконечную нагрузку с полным либо частичным коэффициентом включения (рис.3.1, а). Достоинством простой схемы выхода является простота ее настройки и регулировки, недостатком – слабая фильтрующая способность.

Сложная схема выхода содержит два (реже – три) связанных резонансных контура. Первый контур называется промежуточным

контуром (ПК), последний – нагрузочным (антенным) контуром (АК) (рис. 3.1,б).

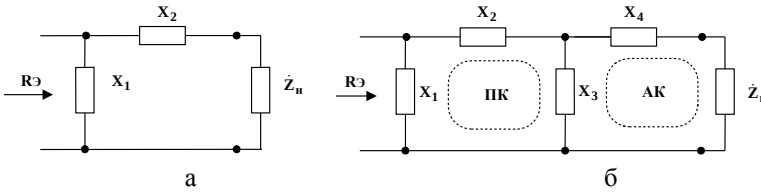


Рис. 3.1.Обобщенная простая и сложная схемы выхода ВУМ

Особенностью резонансных схем является то, что все элементы контуров, кроме $\dot{Z}_н$, высокодобротные. Для них справедливо следующее соотношение:

$$\dot{Z}_m = r_m + jx_m; \quad Q_m = \frac{X_m}{r_m} \gg 1,$$

где Q_m – собственная добротность m-го элемента.

Основными параметрами простой и сложной схем выхода являются:

$\dot{k}_z$ – коэффициент трансформации нагрузки;

$\eta_{\sim}$ – коэффициент полезного действия ЦС (коэффициент передачи по мощности),

Φ_n – коэффициент фильтрации высших гармоник;

$|\dot{Z}_{\Xi}| = \varphi(\omega)$ – амплитудно-частотная характеристика входного сопротивления ЦС.

В аналитической форме эти параметры определяются следующими соотношениями:

$$\dot{k}_z = \frac{\dot{Z}_н}{R_{Экр}}; \quad \eta_{\sim} = \frac{P_{\sim н}}{P_{\sim}}; \quad |\dot{Z}_{\Xi}| = |\dot{Z}_{\Xi}(\omega)|;$$

$$\Phi_n = \frac{I_{nm(AЭ)} / I_{m1(n)}}{I_{m1(AЭ)} \cdot I_{nm(n)}} = \frac{I_{nm(AЭ)} \cdot I_{m1(n)}}{I_{m1(AЭ)} \cdot I_{nm(n)}},$$

где $P_{\sim н}$ – мощность, выделяющаяся в нагрузке; $P_{\sim}$ – мощность, отдаваемая генератором и действующая на входе цепи согласования; $I_{nm(AЭ)}$ и $I_{m1(AЭ)}$ – амплитуды n-й и 1-й гармоник в выходном токе активного элемента ВУМ; $I_{nm(n)}$ и $I_{m1(n)}$ – амплитуды n-й и 1-й гармоник тока в нагрузке.

При анализе сложной схемы выхода ВУМ принято представлять ЦС в виде, показанном на рис.3.2.

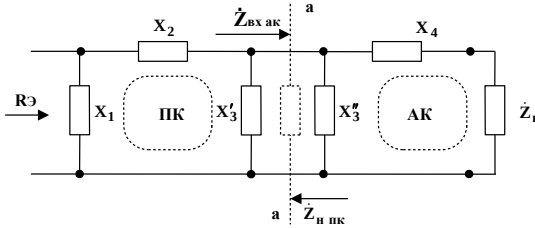


Рис. 3.2. Способ представления сложной схемы выхода

При этом предполагается, что

$$X_3 = \frac{X'_3 \cdot X''_3}{X'_3 + X''_3}; \quad \dot{Z}_{н\text{ пк}} \equiv \dot{Z}_{вх\text{ ак}}.$$

При резонансе антенного контура входное сопротивление $\dot{Z}_{вх\text{ ак}}$ становится чисто активной величиной, равной $R_{вх\text{ ак}}$.

Такое представление сложной схемы выхода позволяет представить основные параметры сложной схемы выхода в виде

$$\dot{k}_z = \dot{k}_{z\text{ ак}} \cdot \dot{k}_{z\text{ пк}}; \quad \dot{k}_{z\text{ ак}} = \frac{\dot{Z}_{н}}{\dot{Z}_{н\text{ пк}}}; \quad \dot{k}_{z\text{ пк}} = \frac{\dot{Z}_{н\text{ пк}}}{R_{Экр}},$$

$$\eta_{\sim} = \eta_{\sim\text{ пк}} \cdot \eta_{\sim\text{ ак}}; \quad \Phi_n = \Phi_{n\text{ пк}} \cdot \Phi_{n\text{ ак}}$$

и с энергетических позиций проводить независимый анализ каждого контура.

Деление X_3 на X'_3 и X''_3 многозначно и зависит от желаемого соотношения между $\dot{Z}_{н}$ и $\dot{Z}_{н\text{ пк}}$, $\dot{Z}_{н\text{ пк}}$ и $R_{Экр}$.

Вводится понятие полного сопротивления контура. Оно находится суммированием сопротивлений контура при последовательном его обходе.

Для простой схемы выхода:

$$\dot{Z}_к = \dot{Z}_1 + \dot{Z}_2 + \dot{Z}_{н} = (r_1 + r_2 + r_n) + j(x_1 + x_2 + x_n).$$

Для сложной схемы выхода:

$$\dot{Z}_{пк} = \dot{Z}_1 + \dot{Z}_2 + \dot{Z}_{вн\text{ пк}} = (r_1 + r_2 + r_{вн\text{ пк}}) + j(x_1 + x_2 + x_{вн\text{ пк}});$$

$$\dot{Z}_{ак} = \dot{Z}_3'' + \dot{Z}_4 + \dot{Z}_{н} = (r_3'' + r_4 + r_n) + j(x_3'' + x_4 + x_n),$$

где

$$\dot{Z}_{вн\text{ пк}} = \frac{jX'_3 \cdot \dot{Z}_{н\text{ пк}}}{jX'_3 + \dot{Z}_{н\text{ пк}}} = r_{вн\text{ пк}} + jx_{вн\text{ пк}}.$$

$\dot{Z}_{\text{вн пк}}$ получило название внесенного сопротивления. Оно как бы внесено в контур, отсюда такое название. Внесенное сопротивление дает количественную оценку влияния антенного контура на промежуточный контур. Величину внесенного сопротивления можно менять изменением X'_3 .

Простая схема выхода (рис. 3.1, а) имеет один параллельный контур.

Резонансная частота контура находится из условия равенства нулю реактивной составляющей полного сопротивления контура, т.е.

$$x_k = x_1 + x_2 + x_n = 0.$$

Входное сопротивление контура рассчитывается по формуле

$$\dot{Z}_\Omega = -\frac{\dot{Z}_1^2}{\dot{Z}_k} \approx \frac{x_1^2}{\dot{Z}_k}.$$

На резонансной частоте, когда $x_k = 0$, входное сопротивление контура становится чисто активной величиной, а расчетная формула принимает вид

$$R_\Omega = \frac{x_1^2}{r_1 + r_2 + r_n}.$$

Для сокращения записи введем обозначение сопротивления собственных потерь в контуре

$$r_k = r_1 + r_2.$$

Тогда КПД простой схемы выхода, нагруженная добротность контура и полоса пропускания по уровню «0.7» определяются формулами:

$$\eta_{\sim} = \frac{r_n}{r_k + r_n}; \quad Q_n = \frac{R_k}{r_k + r_n}; \quad (2\Delta f)_{0.7} = \frac{f_0}{Q_n}.$$

Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) входного сопротивления для простой схемы выхода в окрестности параллельного резонанса контура определяется в следующем виде:

$$|\dot{Z}_\Omega| = \frac{R_\Omega}{\sqrt{1 + \xi^2}}, \quad \text{где } \xi = 2 \frac{\Delta\omega}{\omega_0} \cdot Q_n - \text{обобщенная расстройка.}$$

АЧХ имеет вид одногорбовой кривой.

Фильтрующая способность простой схемы выхода зависит от способа построения контура ЦС. В [11] приведены формулы для оценки фильтрующей способности параллельного контура при различных способах его реализации. Лучшей фильтрующей способностью высших гармоник обладает параллельный контур типа

ФНЧ (рис. 3.3) Его коэффициент фильтрации по n -й гармонике определяется соотношением

$$\Phi_n = (n^2 - 1)Q_n = (n^2 - 1)Q_{xx}(1 - \eta_{\sim}).$$

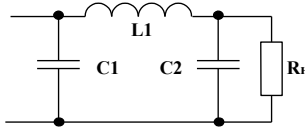


Рис. 3.3. Параллельный контур третьего вида

Если положить добротность холостого хода контура $Q_{xx} = 200$, коэффициент полезного действия $\eta_{\sim} = 0.9$, то коэффициент фильтрации по 2-й гармонике составит $\Phi_2 = 60$.

Полученный коэффициент фильтрации невелик. Вместе с тем требуемые коэффициенты фильтрации для многих генераторных устройств значительно больше и составляют величину, лежащую в интервале от 500 до 2000 единиц. Такой коэффициент фильтрации недоступен для одноконтурной схемы ЦС. Более того, принимая во внимание вид АЧХ простой схемы выхода, при работе в диапазоне частот без перестройки наблюдаем заметное изменение нагрузки на АЭ ГВВ и, следовательно, изменение генерируемой мощности и снижение электронного КПД.

Указанные причины ограничивают применение простой схемы в ВУМ. Однако она находит применение в промежуточных каскадах генераторных устройств, где требования к коэффициенту фильтрации и электронному КПД существенно ниже.

При исследовании ЦС с энергетических позиций весьма удобно использовать понятия: степень связи контура с нагрузкой « n » и нагрузочная способность контура « a ».

Под степенью связи контура с нагрузкой понимают отношение внесенного в контур активного сопротивления к величине собственных потерь на резонансной частоте, а под нагрузочной способностью – отношение эквивалентного входного сопротивления контура при холостом ходе к расчетному сопротивлению нагрузки $R_{\text{Экр}}$.

Формулы для расчета степени связи и нагрузочной способности имеют вид:

$$n = \frac{r_n}{r_k}; \quad a = \frac{R_{\Sigma xx}}{R_{\Sigma kp}}.$$

Используя эти соотношения, преобразуем формулы для оценки КПД и входного сопротивления контура на резонансе:

$$\eta_{\sim} = \frac{n}{1+n}; \quad R_{\Sigma} = \frac{R_{\Sigma xx}}{1+n}, \quad \text{где } R_{\Sigma xx} = \frac{X_{св1}^2}{r_k}.$$

Графики зависимостей $\eta_{\sim}$ и R_{Σ} от степени связи показаны на рис. 3.4.

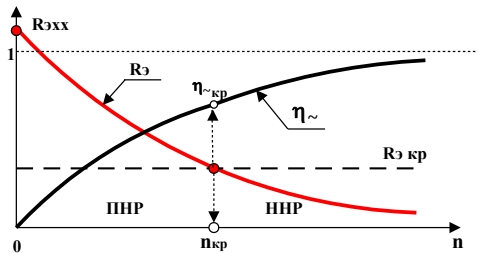


Рис. 3.4. Зависимости R_{Σ} и $\eta_{\sim}$ от степени связи

Из приведенных графиков виден характер изменения нагрузки по коллекторной цепи ВУМ и КПД его контура при изменении степени связи. Изменение нагрузки сказывается на режиме работы генератора, который меняется от сильно перенапряженного к критическому при изменении n от нуля до $n_{кр}$ и далее к недонапряженному режиму при изменении n от $n_{кр}$ до бесконечности. При степени связи $n = n_{кр}$ входное сопротивление контура становится равным по величине расчетному сопротивлению $R_{\Sigma kp}$. Это значение степени связи именуют критической степенью связи.

Поскольку справедливо выражение $R_{\Sigma kp} = \frac{R_{\Sigma xx}}{1+n_{кр}}$, после преобразования получим взаимосвязь между $n_{кр}$ и нагрузочной способностью «а» в виде

$$n_{кр} = a - 1.$$

Значение КПД цепи согласования от нагрузочной способности при критической степени связи принимает вид

$$\eta_{\sim \text{кр}} = 1 - \frac{1}{a}.$$

Приведенная зависимость $R_{\sim}(n)$ позволяет построить качественную картину изменения генерируемой ГВВ мощности $P_{\sim}$ и мощности в оконечной нагрузке $P_{\sim \text{н}}$ от степени связи, поскольку $P_{\sim \text{н}} = P_{\sim} \cdot \eta_{\sim}$.

Графики этих зависимостей представлены на рис. 3.5.

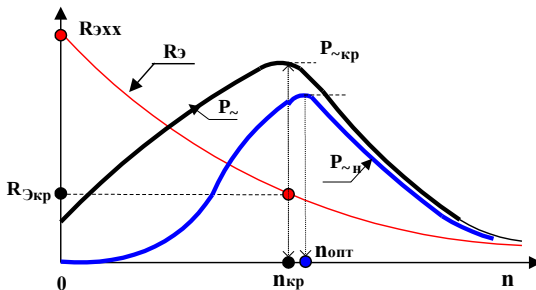


Рис. 3.5. Графики зависимости мощностей от степени связи

Из рисунка видно, что максимумы мощностей, вырабатываемых генератором и поступающих в нагрузку, не совпадают. Максимальная мощность в нагрузку смещена в область недонапряженного режима работы генератора. Степень связи, при которой мощность в нагрузку принимает максимальное значение, называется оптимальной степенью связи $n_{\text{опт}}$. Причина сдвига – противоположный характер изменения мощности $P_{\sim}$ и $\eta_{\sim}$ в окрестности критического режима. Сдвиг возрастает по мере уменьшения нагрузочной способности контура. Например, при $a=1$ – $n_{\text{кр}}=0$, а $n_{\text{опт}}=(2...3)$. При $a=10$ – критическая и оптимальная степень связи принимают значения $n_{\text{кр}}=9$, $n_{\text{опт}} \approx 9.2$. Таким образом, с ростом нагрузочной способности значения критической и оптимальной степени связи сближаются, их отличие становится незначительным. Поэтому при расчетах можно ограничиться оценкой $n_{\text{кр}}$.

Сложная схема выхода содержит минимум два связанных контура и чаще используется в ВУМ. В сравнении с простой схемой выхода сложная схема выхода способна обеспечить требуемый коэффициент фильтрации и лучшее постоянство сопротивления

нагрузки на АЭ при работе ВУМ без перестройки по частоте. Покажем это на примере.

Если принять коэффициенты фильтрации и КПД промежуточного и антенного контуров одинаковыми и равными $\Phi_j = 40$, $\eta_{\sim j} = 0.9$ соответственно, то коэффициент фильтрации сложной схемы выхода $\Phi = \Phi_{\text{пк}} \cdot \Phi_{\text{ак}}$ составит 1600 единиц, а общий КПД $\eta_{\sim} = \eta_{\sim \text{пк}} \cdot \eta_{\sim \text{ак}}$ составит 81%. Такая фильтрующая способность достаточна для большинства генераторных устройств. По КПД сложная схема выхода только на 9 % уступает простой схеме выхода.

Амплитудно-частотная характеристика сложной схемы выхода, содержащая два связанных контура, имеет три резонансные частоты, размещенные в полосе пропускания и разнесенные друг относительно друга. Главной резонансной частотой является частота полного резонанса. Она занимает центральное положение и соответствует настройке на рабочую частоту как антенного, так и промежуточного контуров. Две другие резонансные частоты именуется частотами частичного резонанса. На этих частотах на рабочую частоту настраивается только промежуточный контур, а антенный контур расстроен. Поэтому входное сопротивление антенного контура носит комплексный характер.

Из курса РТЦС известно, что форма АЧХ двух связанных контуров зависит от фактора связи «А». При факторе связи $A < 1$ вид АЧХ однокорбный. При факторе связи $A \approx 1$ вид АЧХ в полосе пропускания имеет уплощенный вид. При $A > 1$ АЧХ в полосе пропускания приобретает двугорбный вид с провалом. С ростом «А» полоса пропускания двух связанных контуров увеличивается и по уровню «0.7» составляет

$$A = 1 \rightarrow (2\Delta f)_{0.7} = \sqrt{2} \frac{f_0}{Q_n}; \quad A \approx 3 \rightarrow (2\Delta f)_{0.7} \approx 3 \frac{f_0}{Q_n}.$$

Наиболее востребованной является АЧХ с уплощенной формой. При этом обеспечивается лучшее постоянство нагрузки на генератор и, следовательно, постоянство отдаваемой АЭ мощности.

Энергетический анализ сложной схемы выхода проводится в два этапа. На первом этапе по методике, изложенной выше, рассчитывается связь антенного контура с оконечной нагрузкой, обеспечиваются требуемый КПД контура, требуемые нагруженная добротность и коэффициент фильтрации $\Phi_{\text{ак}}$. Находится сопротивление связи X_3'' с учетом желаемого значения сопротивления нагрузки на промежуточный контур

$$X_3'' \approx \sqrt{R_{\text{вх ак}} \cdot r_{\text{ак}}}.$$

На втором этапе проводится расчет промежуточного контура. Нагрузкой промежуточного контура является входное сопротивление антенного контура. Первоначально выполняется перерасчет параллельно соединенных X_3' и $R_{\text{вх ак}}$ (рис. 3.2) в эквивалентное последовательное соединение

$$r_{\text{вн}} = \frac{R_{\text{вх ак}}}{1 + \left(\frac{R_{\text{вх ак}}}{X_3'} \right)^2}; \quad x_{\text{вн}} = \frac{X_3'}{1 + \left(\frac{X_3'}{R_{\text{вх ак}}} \right)^2}.$$

В результате эквивалентная схема промежуточного контура приобретает вид схемы, показанной на рис. 3.1, а, анализ которой рассмотрен выше. Единственным отличием является только то, что выходная мощность поступает не в оконечную нагрузку, а на вход антенного контура и обозначается $P_{\sim \text{ак}}$. По отношению к промежуточному контуру полностью сохраняются понятия степени связи и нагнужной способности

$$n = \frac{r_{\text{вн}}}{r_{\text{к}}}; \quad a = \frac{R_{\text{Эххпк}}}{R_{\text{Экр}}},$$

а также остаются справедливыми зависимости $R_{\text{Э}} = R_{\text{Э}}(n)$; $\eta_{\sim \text{пк}} = \eta_{\sim \text{пк}}(n)$; $P_{\sim} = P_{\sim}(n)$; $P_{\sim \text{ак}} = P_{\sim} \cdot \eta_{\sim \text{пк}}$ (рис. 3.6).

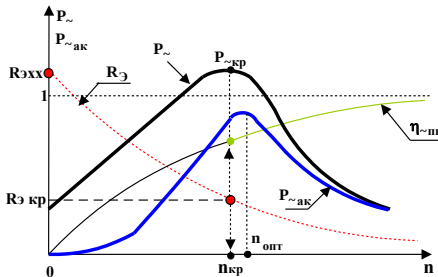


Рис. 3.6. Графики зависимости мощностей от степени связи промежуточного и антенного контуров

3. Практическая часть

3.1. Описание лабораторной установки

Работа выполняется на лабораторной установке, содержащей лабораторный макет с вставленным в него сменным блоком и два высокочастотных вольтметра типа ВК7-9 или ВУ-15. В сменном блоке смонтирован генератор со сложной схемой выхода. Возбудителем ВУМ служит автогенератор с кварцевой стабилизацией, работающий на частоте $f_0 = 4.2 \text{ МГц}$. Возбудитель выполнен в виде отдельного блока, размещенного в лабораторном макете. На лицевую сторону макета выведена ручка «Рег. уровня» для плавной регулировки уровня амплитуды выходного напряжения возбудителя и индикатор «Уровень возбуждения» для ее контроля. Напряжение возбуждения поступает на базу транзистора ГВВ через разъем. В сменном блоке для контроля уровня напряжения переменного напряжения на коллекторе транзистора и напряжения на нагрузке предусмотрены клеммы Г1 и Г2, в которые вставляются головки высокочастотных вольтметров.

Принципиальная схема ВУМ со сложной схемой выхода приведена на рис. 3.7.

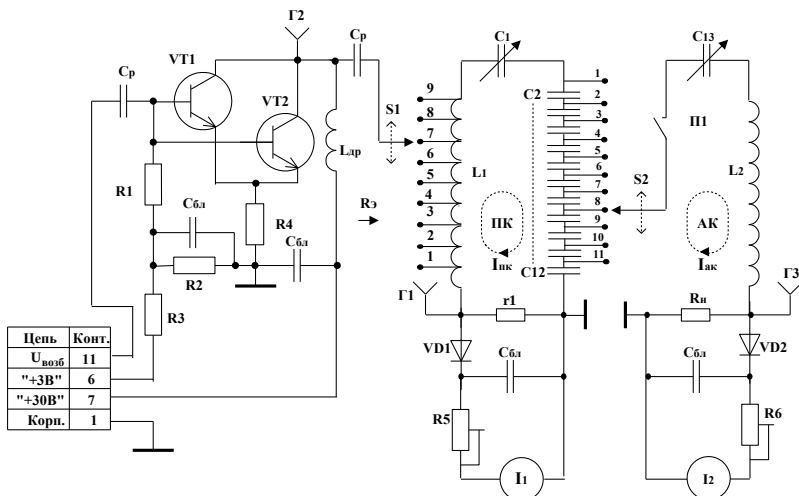


Рис. 3.7. Выходной усилитель мощности

Выходной усилитель собран на двух параллельно соединенных транзисторах VT1 и VT2 типа КТ603Б с параллельным питанием коллекторной и базовой цепей. Напряжение смещения на базы

транзисторов VT1 и VT2 поступает от источника (0...3) В через делитель R2, R3 и резистор R1. Коэффициент деления делителя R2, R3 равен пяти, поэтому на вольтметре «0...3В» устанавливается напряжение смещения, в 5 раз большее того, которое будет действовать на базе транзисторов. Это повышает точность установки смещения и его отсчета. Например, если по прибору «0...3В» выставлено 2В, то смещение на базе транзистора будет равно $E_6=0,4$ В. Напряжение коллекторного питания подается с источника «0...30В» и устанавливается ручкой «0 – 30В».

Каждый из 12 вариантов вставных блоков имеет свои особенности и требует установки индивидуальных значений напряжения смещения на базе транзистора. Конкретные значения смещения E_6 указаны в табл. 3.1 и соответствуют № рабочего места.

Таблица 3.1

№ макета	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
E_6 , В	0,4	0,2	0,2	0,3	0,2	0,3	0,3	0,35	0,25	0,4	0,15	0,15

Схема выхода ВУМ представляет собой два связанных параллельных контура. Промежуточный (коллекторный) контур ПК включает в себя элементы L1, C1 и гирлянду последовательно соединенных конденсаторов C2...C12.

Катушка индуктивности L1 имеет 9 отводов, к каждому из которых с помощью переключателя S1 может быть подключен коллектор транзистора. Настройка промежуточного контура на частоту f_0 осуществляется конденсатором переменной емкости C1 по индикатору «I₁». Показания индикатора пропорциональны току в промежуточном контуре. Индикатор «I₁» включен в цепь амплитудного детектора (диод VD1, C_{бл.}). Чувствительность индикатора «I₁» регулируется с помощью потенциометра R5. Ручка потенциометра выведена на переднюю панель сменного блока рядом с индикатором.

Антенный контур включает в себя конденсатор C13, катушку индуктивности L2 и нагрузку в виде резистора R_н. Значение элемента связи X_3^0 принято равным бесконечности. Связь антенного контура с промежуточным осуществляется с помощью переключателя S2 путем подключения к одному из 11 выводов гирлянды конденсаторов C2...C12. Настройка антенного контура осуществляется конденсатором переменной емкости C13 по индикатору «I₂».

Показания индикатора пропорциональны току в антенном контуре. Информация снимается с резистора R_n . Индикатор « I_2 » включен в цепь амплитудного детектора (диод VD2, $C_{бл.}$). Чувствительность индикатора « I_2 » регулируется с помощью потенциометра R6. Ручка потенциометров выведена на переднюю панель сменного блока рядом с индикатором.

Параметры промежуточного и антенного контуров ВУМ: индуктивности катушек – $L_1 = 20\text{мкГ}$, $L_2 = 20\text{мкГ}$; добротности катушек – $Q_{L1} \approx 100$, $Q_{L2} \approx 120$; конденсаторы $C2...C12$ имеют емкость 1600пФ каждый, их общая емкость 146пФ ; обе катушки индуктивности однослойные; катушка индуктивности $L1$ имеет 27 витков и девять отводов через три витка: 1–3 в, 2–6 в, 3–9 в, 4–12 в, 5–15 в, 6–18 в, 7–21 в, 8–4 в, 9–27 в.

Зависимость изменения емкостей конденсаторов $C1$ и $C13$ от угла поворота их ротора представлена на рис. 2.9.(лаб. раб. № 2) Максимальная емкость конденсаторов $C_{1\max} = C_{13\max} = 250\text{пФ}$. Сопротивление резисторов – $r_1 = 300\text{Ом}$, $R_n = 300\text{Ом}$.

3.2. Задание для самостоятельной подготовки

1. Изучить теоретический материал, приведенный во 2 части описания, и по литературе [1, 2, 5, 10]. Продумать ответы на поставленные в конце описания контрольные вопросы.

2. Ознакомиться с описанием лабораторной установки.

3. Произвести расчет колебательной системы ВУМ. При расчете принять во внимание, что сопротивление резистора r_1 следует включить в сопротивление потерь промежуточного контура.

Порядок расчета

а) волновое сопротивление и сопротивление потерь антенного контура

$$\rho_{ак} = \omega_0 L_2; \quad r_{ак} = \frac{\rho_{ак}}{Q_{L2}};$$

б) коэффициент полезного действия и добротность нагруженного антенного контура

$$\eta_{\sim ак} = \frac{R_n}{r_{ак} + R_n}; \quad Q_{н ак} = Q_{L2}(1 - \eta_{\sim ак});$$

в) волновое сопротивление, сопротивление потерь, добротность холостого хода и полное сопротивление промежуточного контура

$$\rho_{\text{пк}} = \omega_0 L_{L1}; \quad r_{\text{пк}} = r_1 + \frac{\rho_{\text{пк}}}{Q_{L1}}; \quad Q_{\text{хх пк}} = \frac{\rho_{\text{пк}}}{r_{\text{пк}}}; \quad R_{\text{Эхх}} = \rho_{\text{пк}} \cdot Q_{\text{хх пк}};$$

г) сопротивление связи между контурами для любого из 11 положений переключателя S2

$$X_{\text{свн } m} = \frac{m \cdot 10^{12}}{2\pi f_0 \cdot 1600} [\text{пФ}], \quad m = 1, \dots, 11;$$

д) активная и реактивная составляющие внесенного сопротивления в промежуточный контур

$$r_{\text{вн } m} = \frac{R_{\text{вх ак}}}{1 + \left(\frac{X_{\text{свн } m}}{R_{\text{вх ак}}}\right)^2}; \quad x_{\text{вн } m} = \frac{X_{\text{свн } m}}{1 + \left(\frac{R_{\text{вх ак}}}{X_{\text{свн } m}}\right)^2}, \quad m = 1, \dots, 11;$$

е) степень связи между контурами и КПД промежуточного контура

$$n_m = \frac{r_{\text{вн } m}}{r_{\text{пк}}}, \quad \eta_{\sim \text{пк}} = \frac{n_m}{1 + n_m}, \quad m = 1, \dots, 11;$$

ж) сопротивление нагрузки на АЭ ВУМ

$$R_{\text{Э } m} = \frac{R_{\text{Эхх}}}{1 + n_m}, \quad m = 1, \dots, 11;$$

з) составить таблицу значений $X_{\text{свн } m}, r_{\text{вн } m}, n_m, \eta_{\sim \text{пк}}, R_{\text{Э } m}$ от положения переключателя S2 $m=1, \dots, 11$, занести их в табл. 3.2 и построить графики;

Таблица 3.2

m	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
$X_{\text{свн } m}$											
$r_{\text{вн } m}$											
n_m											
$\eta_{\sim \text{пк}}$											
$R_{\text{Э } m}$											

и) рассчитать нагрузочную способность промежуточного контура, КПД промежуточного контура при критической степени связи и общий КПД сложной схемы выхода

$$a = \frac{R_{\text{Эхх}}}{R_{\text{Экр}}}, \quad \eta_{\sim \text{пккр}} = 1 - \frac{1}{a}, \quad \eta_{\sim} = \eta_{\sim \text{пккр}} \cdot \eta_{\sim \text{ак}}.$$

Значения $R_{\text{Экр}}$ приведены в табл. 3.3 для каждого макета

Таблица 3.3

№ макета	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
$R_{\text{Экр} \text{ к}}$	1.5	2.4	3.4	1.5	2.4	3.4	1.5	2.4	3.4	1.5	2.4	3.4

3.3. Задание для экспериментального исследования

1. Включить высокочастотные вольтметры. Прогреть в течение 5...8 минут. Выполнить калибровку вольтметров ВК7-9 (ВУ-15), выставить ожидаемые пределы измерения. Вставить измерительные головки в соответствующие гнезда сменного блока для измерения U_k и U_n в исследуемом генераторе. Вольтметры показывают эффективное значение измеряемых напряжений.

2. Тумблер П1 на вставном блоке поставить в левое положение. Ручку возбудителя «Рег. уровня» установить в крайнее левое положение.

Тумблером «Сеть» включить лабораторный макет. Нажатием клавиш "0...30 В", "0...3 В", "Возб." включить требуемые источники питания. Ручкой «0–30 В» установить напряжение коллекторного питания $E_k = 20\text{В}$. Ручкой «0–3 В», руководствуясь таблицей (табл. 2.1, лаб. раб. №2), установить смещение на базе транзисторов.

3. Рассчитать требуемое положение переключателя S1 для своего рабочего места по формуле.

$$n_{S1} = \sqrt{\frac{R_{\text{Экх}}}{R_{\text{Экр}}}}.$$

Полученное значение округлить до ближайшего целого числа. Выставить найденное положение S1 на вставном блоке.

4. Ручкой «Рег. уровня» выставить по индикатору «Уровень возбуждения» минимально возможное значение амплитуды возбуждающего напряжения, при котором индикатор «I₁» становится чувствительным, и конденсатором переменной емкости C1 настроить промежуточный контур в резонанс на частоту возбуждения.

Примечание.* Максимальные показания индикаторов «I₁» и «I₂» не должны превышать 0,7 от максимального значения шкалы. Чувствительность индикаторов устанавливается ручками потенциометров R5 и R6. В последующем чувствительность индикаторов не менять.

5. Снять амплитудную характеристику ВУМ, изменяя ручкой «Рег. уровня» амплитуду возбуждающего напряжения от нуля до максимально возможной величины. Отсчет U_6 проводить по индикатору в относительных единицах. Построить графики зависимостей $I_1, I_{k0}, U_k, U_{r1} = \varphi(U_6)$.

По графикам определить критический режим работы ВУМ. Записать значения $I_{k0\text{кр}}, U_{k\text{кр}}, U_{6\text{кр}}$. Ручку «Рег. уровня» вернуть в крайнее левое положение.

6. Ручку переключателя S2 на вставном блоке поставить в положение «11» (минимальная связь между контурами). Тумблер П1 поставить в правое положение. По индикатору «Уровень возбуждения» выставить значение $U_6 = U_{6\text{кр}}$. Конденсатором переменной емкости C13 настроить антенный контур в резонанс на частоту возбуждения по максимальному значению индикатора «I₂» или U_n .

7. Изменяя положение переключателя S2 от 11 до 1 (самая большая связь между контурами), снять зависимости $I_2, I_1, I_{k0}, U_k, U_n$ от степени связи n между контурами. Построить графики зависимостей $I_2, I_1, I_{k0}, U_k, U_n = \varphi(n)$ и найти оптимальное значение $n_{\text{опт}}$. Сравнить экспериментальные значения I_1, I_{k0}, U_k при $n_{\text{опт}}$ с расчетными, полученными в п.5 при критической связи с АЭ ВУМ.

8. Ручку переключателя S1 поставить в положение 9, что соответствует максимальному коэффициенту связи коллектора транзистора с промежуточным контуром и обеспечивает максимальную нагрузочную промежуточного контура. Повторить задание п. 7. Сравнить полученные результаты с результатами предшествующего пункта.

Сделать выводы.

4. Содержание отчета

1. Схема принципиальная электрическая ВУМ.
2. Расчеты согласно п. 3 задания.
3. Результаты экспериментов (таблицы, графики).
4. Выводы.

5. Контрольные вопросы

1. Какую схему ВУМ называют простой, а какую сложной схемой выхода? В чем их отличие? Нарисуйте обобщенные варианты схем.
2. Почему на практике одноконтурные цепи согласования ВУМ применяются редко?
3. Что такое степень связи между антенным и промежуточным контурами? Напишите формулу для расчета степени связи.
4. Как влияет изменение степени связи между антенным и промежуточным контурами на величину нагрузки на АЭ и режим работы ВУМ? Поясните это графически.
5. Что такое нагрузочная способность промежуточного контура?
6. Как связаны между собой нагрузочный коэффициент и степень связи при критическом режиме работы ВУМ?
7. Почему при изменении коэффициента включения коллекторной цепи в контур последний необходимо подстраивать?
8. Почему при настройке усилителя мощности радиопередатчика желательно понижать напряжение возбуждения или напряжение коллекторного питания?
9. Расскажите порядок настройки выходного каскада радиопередатчика с простой схемой выхода в резонанс. Каким будет характер изменения контролирующих приборов, использованных в работе?
10. Расскажите порядок настройки усилителя мощности со сложной схемой выхода на полный резонанс. Каким будет характер изменения контролирующих приборов, использованных в работе?
11. Сравните одноконтурную и двухконтурную цепи согласования с точки зрения их достоинств и недостатков.
12. В каком режиме работает генератор со сложной схемой выхода при оптимальной связи между контурами? Поясните это с помощью графиков.
13. К каким последствиям может привести изменение параметров антенны в радиопередатчике с простой и со сложной схемами выхода?
14. Нарисуйте двухконтурную резонансную цепь согласования ВУМ, настраиваемую с помощью:
 - а) конденсаторов переменной емкости;
 - б) вариометров (переменной индуктивности);
 - в) комбинации конденсатора и вариометра.

Лабораторная работа № 5

Исследование одноконтурных автогенераторов с параметрической стабилизацией

1. Цель работы

1. Изучение основ теории и освоение методов расчета автогенераторов с параметрической стабилизацией.
2. Экспериментальное исследование транзисторных одноконтурных автогенераторов с параметрической стабилизацией.

2. Теоретическая часть

Автогенератор – нелинейное устройство, преобразующее энергию источника постоянного тока в энергию высокочастотных колебаний. Автогенераторы (АГ) находят широкое применение в различных радиотехнических устройствах и системах. В радиопередатчиках АГ могут использоваться в качестве задающих и опорных генераторов, мощных входных устройств однокаскадных импульсных передатчиков, частотных модуляторов, гетеродинов и т.д.

Одним из основных параметров АГ является величина нестабильности частоты его колебаний. В большинстве случаев ее относительное значение не должно превышать $10^{-4} \dots 10^{-7}$. Такая величина нестабильности АГ может быть достигнута только в АГ с высокодобротной колебательной системой. Примерами высокодобротных колебательных систем являются колебательные системы на LC элементах, объемных и коаксиальных резонаторах, длинных линиях, а также колебательные системы с кварцевыми резонаторами.

Колебательная система АГ может иметь один или несколько высокодобротных контуров. Колебательная система выполняет согласование АГ с нагрузкой и создает необходимую положительную обратную связь, при которой обеспечивается установившийся автономный колебательный режим. В диапазоне частот до 300 МГц в АГ используется колебательная система в виде одного параллельного контура, к которому активный элемент АГ подключается в трех точках. Такие схемы АГ получили название трехточечных. Они легко управляются, перестраиваются по частоте и имеют одну резонансную частоту. На рис. 5.1 представлен пример эквивалентной схемы транзисторного трехточечного АГ. Точки подключения коллектора, эмиттера и базы транзистора к контуру АГ обозначены буквами “к”, “э” и “б” соответственно.

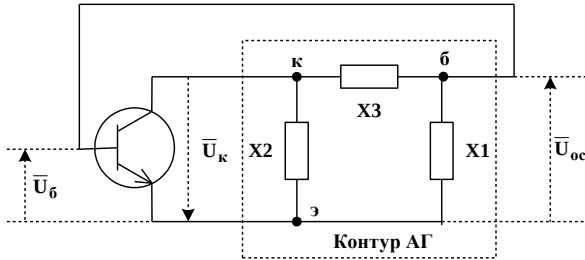


Рис. 5.1. Эквивалентная схема трехточечного АГ

Трехточечный АГ должен быть выполнен по определенному правилу. Это правило устанавливается для случая, когда транзистор считается безынерционным, а потерями в элементах контура пренебрегают.

При отсчете напряжений от эмиттера и чисто активной коллекторной нагрузке напряжения $\bar{U}_б$ и $\bar{U}_к$ находятся в противофазе. Активная нагрузка обеспечивается на резонансной частоте контура, которая считается частотой генерации нулевого приближения. Поскольку $\bar{U}_б \equiv \bar{U}_{ос}$, то для выполнения условия баланса фаз контур АГ должен передать напряжение с инверсией фазы на 180° . Это условие будет выполнено, если коэффициент передачи контура АГ по напряжению будет величиной отрицательной, т.е.

$$\frac{X_1}{X_1 + X_3} < 0. \quad (5.1)$$

В свою очередь, неравенство (5.1) будет выполняться, если будут выполнены следующие неравенства:

$$\frac{X_3}{X_1} < 0, \quad \left| \frac{X_3}{X_1} \right| > 1. \quad (5.2)$$

Принимая во внимание условие резонанса контура АГ $X_1 + X_2 + X_3 = 0$, неравенство (5.1) можно записать в виде

$$\frac{X_1}{-X_2} < 0 \text{ или } \frac{X_1}{X_2} > 0. \quad (5.3)$$

Неравенства (5.2) и (5.3) позволяют записать следующее правило составления трехточечных АГ.

Реактивности X_2 и X_1 , включенные между коллектором и эмиттером и базой и эмиттером соответственно, должны быть

реактивностями одного знака, а реактивность X_3 , включенная между базой и коллектором, им противоположного.

Далее на рис. 5.2 и 5.3 представлены возможные варианты трехточечных схем АГ.

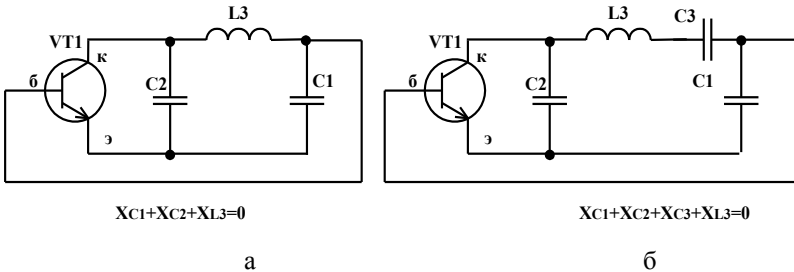


Рис. 5.2. Варианты эквивалентной схемы АГ с емкостной обратной связью

Схемы рис. 5.2, а, б – являются схемами АГ с емкостной обратной связью – емкостная трехточка. Схема «б» отличается от схемы «а» тем, что в ней использована дополнительная емкость C_3 с целью уменьшения коэффициента включения транзистора в контур.

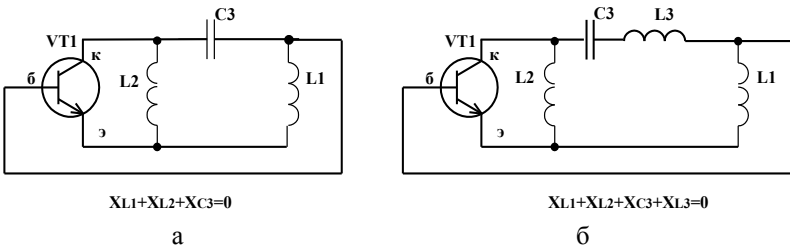


Рис. 5.3. Варианты эквивалентной схемы АГ с индуктивной обратной связью

Схемы рис. 5.3, а, б – являются схемами АГ с индуктивной обратной связью – индуктивная трехточка. Схема «б» отличается от схемы «а» тем, что в ней использована дополнительная индуктивность L_3 с целью уменьшения коэффициента включения транзистора в контур.

Влияние инерционности носителей заряда и паразитные параметры транзистора АГ, а также потери в элементах контура приводят к тому, что инверсия фазы транзистором и контуром АГ на

π происходит с ошибкой $\Delta\varphi_S$ и $\Delta\varphi_K$ соответственно. Величина этих ошибок определяется из соотношений:

$$\Delta\varphi_S = -\arctg \frac{\omega_r}{\omega_S}; \quad \Delta\varphi_K = \arctg \frac{X_1}{r_1} - \arctg \frac{X_1 + X_3}{r_1 + r_3}. \quad (5.4)$$

Для выполнения условия баланса фаз в одноконтурном АГ ошибки фазовых сдвигов по крутизне и коэффициенту обратной связи компенсируются расстройкой коллекторного контура

$$\Delta\varphi_Z = -\arctg \frac{2\Delta\omega}{\omega_0} Q. \quad (5.5)$$

Уравнение баланса фаз и амплитуд трехточечного АГ принимают вид

$$\Delta\varphi_S + \Delta\varphi_K + \Delta\varphi_Z = 0. \quad (5.6)$$

$$|\dot{S}_{cp}| |\dot{K}_{oc}| |\dot{Z}_3| = 1. \quad (5.7)$$

В приведенных соотношениях ω_S – предельная частота транзистора по крутизне, r_1, r_2, r_3 – омические потери в элементах контура, $\Delta\omega = \omega_r - \omega_0$ – расстройка частоты автоколебаний АГ (генерации) относительно резонансной частоты контура, Q – добротность контура АГ.

Модули средней крутизны транзистора, коэффициента обратной связи и коллекторной нагрузки выражения (5.7) находятся из соотношений

$$|\dot{S}_{cp}| = \frac{S \cdot \alpha_1(\theta)(1 - \cos \theta)}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega_r}{\omega_S}\right)^2}}; \quad |\dot{K}_{oc}| = \frac{|\dot{Z}_1|}{|\dot{Z}_1 + \dot{Z}_3|}; \quad |\dot{Z}_3| = \frac{R_3}{\sqrt{1 + \left(\frac{2\Delta\omega}{\omega_0} Q\right)^2}}.$$

В этих выражениях S – крутизна проходной характеристики транзистора, θ – угол отсечки коллекторного тока в установившемся режиме, R_3 – эквивалентное сопротивление контура АГ в точках подключения коллектор-эмиттер транзистора на резонансной частоте.

Частота генерации АГ находится из решения уравнения баланса фаз. Графическое решение этого уравнения показано на рис. 5.4. Из рисунка видно, что баланс фаз выполняется на частоте, отличной от резонансной частоты контура. Это отличие тем больше, чем больше фазовый сдвиг по крутизне и активные потери в контуре. По этой причине рекомендуют выбирать транзистор с предельной частотой по крутизне, отвечающей условию $\omega_r < 0.5\omega_S$. Для минимального

шунтирования контура АГ его нагрузкой чаще всего является буферный усилитель с большим входным сопротивлением.

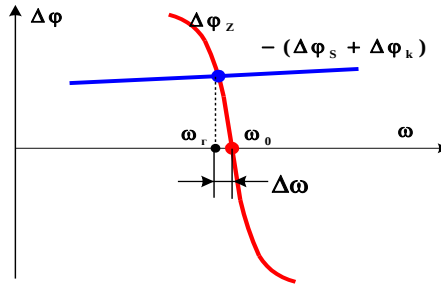


Рис. 5.4. Графическое решение уравнения баланса фаз АГ

Условие самовозбуждения АГ зависит от выбора исходной рабочей точки на проходной статической характеристике активного элемента. Если исходная рабочая точка выбирается на участке с достаточно большой крутизной, то самовозбуждение автогенератора произойдет после включения питания, если будет выполнено условие

$$\frac{S}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega_r}{\omega_s}\right)^2}} \cdot |\dot{K}_{oc}| \cdot R_{\Sigma} > 1. \quad (5.8)$$

Такое самовозбуждение АГ называется «мягким», а соотношение (5.8) – условием самовозбуждения.

Если исходная рабочая точка выбирается на участке с достаточно малой крутизной или в области отсечки, то самовозбуждение автогенератора после включения питания может произойти только при наличии внешнего толчка, при котором на короткий срок обеспечивается условие (5.8). Такой вид самовозбуждения называется «жестким».

Одним из основных параметров автогенератора является стабильность его частоты генерации. Этот параметр выражается через его антипод – нестабильность, под которой понимают отклонение частоты генерации от своего номинального значения под воздействием дестабилизирующих факторов. Нестабильность частоты выражают в абсолютных либо в относительных единицах:

$$\Delta\omega_r = \omega_r - \omega_{r0}; \quad \delta\omega_r = \frac{\Delta\omega_r}{\omega_{r0}}.$$

Различают понятия кратковременной и долговременной нестабильности АГ. Кратковременная нестабильность – это нестабильность, которая проявляется за время наблюдения менее одной секунды. Основная причина ее появления – это фазовые шумы автогенератора, обусловленные естественными и техническими шумами, электромагнитными наводками, пульсациями питающих напряжений и другими быстротекущими процессами.

Долговременная нестабильность – это нестабильность, которая проявляется за время наблюдения более одной секунды: минуту, час, сутки, месяц, год. Основная причина появления этой нестабильности – медленно меняющиеся дестабилизирующие воздействия на АГ: старение элементов, изменение уровня питающих напряжений, изменение нагрузки на АГ, климатические изменения.

Любые дестабилизирующие воздействия приводят к изменению фазовых сдвигов $\Delta\varphi_S$ и $\Delta\varphi_K$, резонансной частоты контура АГ и его добротности. Все это приводит к нарушению баланса фаз на исходной рабочей частоте и его восстановлению, но уже на другой частоте. Приблизительная оценка нестабильности частоты АГ, обусловленная дестабилизирующими воздействиями, имеет вид

$$\frac{\Delta\omega_r}{\omega_r} = -\frac{1}{2Q} \cdot \sum_{j=1}^n \alpha_j \cdot \Delta y_j, \quad (5.9)$$

где α_j – коэффициент влияния j -го дестабилизирующего воздействия на АГ; Δy_j – абсолютная величина изменения j -го дестабилизирующего фактора. Примерами коэффициентов влияния могут служить температурные коэффициенты расширения, ТКЕ(L) конденсаторов и индуктивностей, старение и т.д. Из соотношения (5.9) следует, что нестабильность частоты АГ будет уменьшаться с повышением добротности его контура, уменьшением величины коэффициентов влияния и абсолютной величины изменения дестабилизирующего воздействия. Именно на эти мероприятия направлен принцип параметрической стабилизации. В АГ стараются использовать высокостабильные элементы, стабильные источники питания, обеспечивают температурную стабилизацию выбранной рабочей точки, стабилизацию нагрузки на АГ с помощью буферного усилителя, используют монтаж с минимальными паразитными параметрами, облегченные режимы работы активных элементов, наиболее оптимальные схемы АГ. В опорных АГ может использоваться термостатирование, вакууммирование, герметизация.

Простые методы параметрической стабилизации позволяют получить значение долговременной относительной нестабильности порядка 10^{-4} .

Более высокую стабильность частоты АГ только за счет параметрической стабилизации получить трудно и дорого. Целесообразнее повышать стабильность частоты АГ за счет совместного применения частичной параметрической стабилизации с высокочастотными резонаторами с высокой эталонностью их резонансной частоты. Примером таких резонаторов являются кварцевые резонаторы, резонаторы на ПАВ элементах и другие. Более подробные сведения по теории АГ изложены в [1, 8].

3. Практическая часть

3.1 Описание рабочей установки

Работа выполняется на лабораторной установке, которая включает в себя лабораторный макет, два высокочастотных вольтметра ВК7-9 (ВУ-15), частотомер ЧЗ-33 и двухлучевой осциллограф С1-55.

Исследуемые одноконтурные автогенераторы с параметрической стабилизацией смонтированы в сменном блоке лабораторного макета, который вставляется в лабораторный макет.

В табл. 5.1 указаны типы схем исследуемых автогенераторов, размещенных в сменных блоках двенадцати лабораторных макетов.

Таблица 5.1

Номера лабораторных макетов	Тип исследуемой схемы автогенератора
1;2;9;10;11;12.	АГ с автотрансформаторной обратной связью
3;4;5;6;7;8	АГ с емкостной обратной связью

Принципиальные схемы исследуемых автогенераторов с параметрической стабилизацией представлены на рис. 5.5, 5.6. Высокочастотные вольтметры подключаются к коллектору и базе исследуемых автогенераторов. С этой целью в блоке предусмотрены гнезда Г1 и Г2.

Подключение осциллографа и частотомера к автогенератору осуществляется через дополнительное устройство, принципиальная

схема которого показана на рис. 5.7. Оно исключает влияние входных импедансов указанных измерительных приборов на автогенератор и частоту их колебаний.

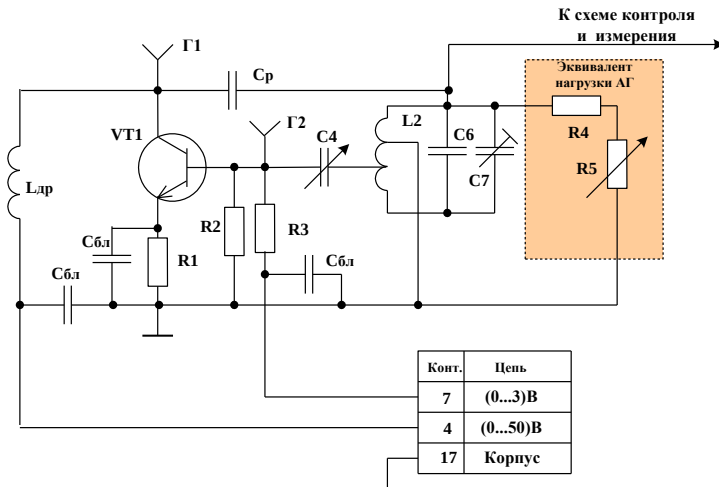


Рис. 5.5. Схема принципиальная электрическая АГ с автотрансформаторной обратной связью

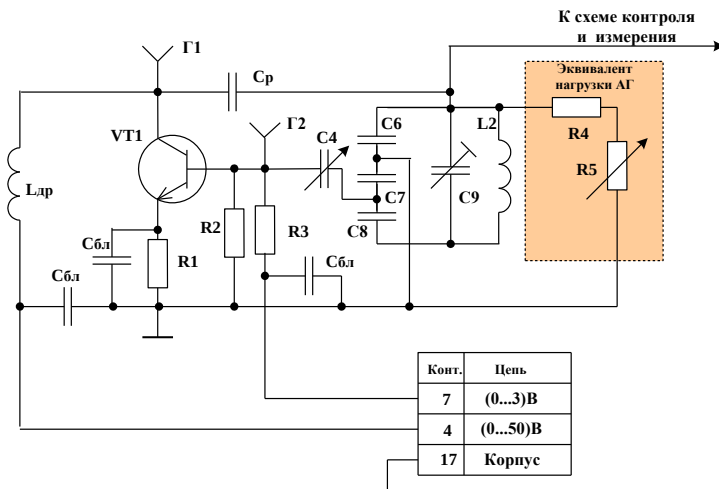


Рис. 5.6. Схема принципиальная электрическая АГ с емкостной обратной связью

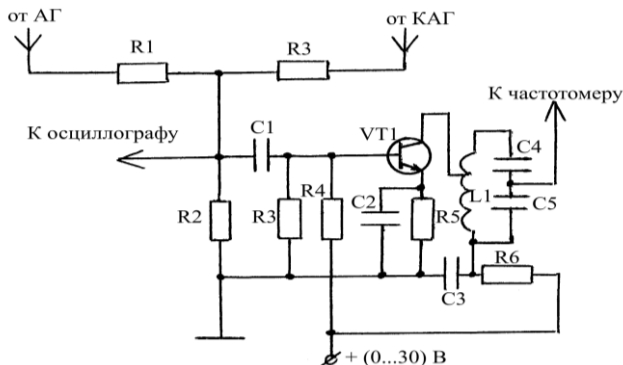


Рис. 5.7. Схема принципиальная электрическая устройства подключения осциллографа и частотомера

Плавное изменение коэффициента обратной связи в автогенераторах с автотрансформаторной и емкостной обратными связями (рис. 5.5, 5.6) осуществляется с помощью конденсатора переменной емкости $C4$, образующего с входной проводимостью транзистора АГ $VT1$ делитель напряжения.

Нагрузкой автогенераторов служат резисторы $R4$ и потенциометр $R5$, которые имитируют влияние последующих каскадов на АГ. Плавное изменение нагрузки достигается потенциометром $R5$. Резистор $R4$ исключает возможность появления короткого замыкания при нулевом сопротивлении потенциометра $R5$.

Питание сменного блока осуществляется от источника постоянного напряжения, размещенного в лабораторном макете. Коллекторная цепь транзисторов автогенераторов питается от регулируемого источника «0...50 В», базовая цепь – от источника «0...3 В», дополнительное устройство – от источника «0...30 В». Питающие напряжения поступают в схему исследуемого автогенератора с параметрической стабилизацией через клавишный переключатель ПК1. Переключатель размещен на лицевой стороне сменного блока. Для подачи питания необходимо нажать клавишу «1».

Измерение постоянной составляющей тока коллектора $VT1$ осуществляется головкой «I(0...50 В)», установленной на лицевой панели макета. Полное отклонение стрелки прибора соответствует 25 мА.

3.2. Задание для самостоятельной подготовки

1. Изучить основы теории и особенности работы автогенераторов гармонических колебаний [1, 2, 3]. Продумать ответы на контрольные вопросы, помещенные в конце описания.

2. Из табл. 5.1 выяснить, какой тип схемы автогенератора будет исследоваться в лабораторной работе на отведенном бригаде рабочем месте

3. Выполнить энергетический расчет АГ с параметрической стабилизацией по методике, изложенной в лаб. раб. № 1.

Данные для расчета:

Транзистор КТ-602А. $P_{\sim} = 100$ мВт, $E_k = 30$ В; угол отсечки коллекторного тока $\theta = 80^\circ$; частота генерации $f_g = 4,2$ МГц; коэффициенты Берга: $\alpha_0(\theta) = 0,286$; $\alpha_1(\theta) = 0,472$; $\cos 80^\circ = 0,174$.

Справочные данные транзистора КТ-602А:

$S_k = 16$ мА/В; $S_{кр} = 10$ мА/В; $\tau_k = 300$ пс; $C_k = 4$ пФ; $r'_b = 180$ Ом; $\beta_0 = 20$; $C_3 = 75$ пФ; $E_b = 0,6$ В; $f_T = 150$ МГц; $f_s = 20$ МГц; $J_{k \max} = 75$ мА; $P_{k \max} = 0,85$ Вт.

Конструктивные данные контура АГ, использованного в сменном блоке, приведены в табл. 5.2 для каждого вставного блока.

Таблица 5.2

№ блока	L_k [мкГн]	p_k	k'_{oc}	Q_{xx}
1	13	0,6	0,085	130
2	13,6	0,6	0,085	130
3	13,9	0,65	0,09	130
4	13,7	0,65	0,09	130
5	11,2	0,65	0,09	130
6	12,2	0,6	0,09	130
7	10,2	0,65	0,1	130
8	10,9	0,6	0,1	130
9	13,7	0,6	0,085	130
10	14,7	0,6	0,085	130
11	13,3	0,6	0,085	130
12	9,8	0,6	0,085	130

Обозначения, использованные в табл. 5.2:

контур $АГ$; p_k – коэффициент включения коллектора транзистора в контур; k'_{oc} – коэффициент включения базы транзистора в контур $АГ$. Коэффициент включения k'_{oc} является конструктивным коэффициентом обратной связи, заложенным в макете $АГ$.

Поскольку мощность $АГ$ относительно большая и составляет 100 мВт, энергетический расчет $АГ$ целесообразно выполнить по методике, изложенной в описании к лабораторной работе № 1 для генератора с внешним возбуждением. В результате расчета становятся известными критическое сопротивление нагрузки по коллекторной цепи $R_{экр}$, требуемое напряжение смещения на базе $E_{см}$, амплитуда напряжения на коллекторе транзистора $U_{нк}$, амплитуда напряжения возбуждения $U_{мб}$, мощность, потребляемая от источника питания P_0 , электронный КПД коллекторной цепи η_0 , коэффициент усиления по мощности k_p . Далее расчет $АГ$ проводится в следующем порядке.

1. Рассчитывается требуемый коэффициент обратной связи:

$$k_{oc} = \frac{U_{мб}}{U_{нк}}.$$

Если $k_{oc} < k'_{oc}$, указанного в табл. 5.2, то рассчитывается величина емкости конденсатора связи C_4 по формуле

$$C_4 \approx \frac{C_3 k_{oc}}{k'_{oc} - k_{oc}}.$$

Если $k_{oc} \geq k'_{oc}$, то величину C_4 следует принять равной $C_{4max} = 250$ пФ.

2. Проверяется выполнение условия самовозбуждения в исходной рабочей точке:

$$SR_{э} k_{oc} > 1.$$

3. Рассчитывается сопротивление контура в точках включения транзистора коллектор-эмиттер при холостом ходе

$$R_{эхх} = p_k^2 \cdot \omega_L L_k Q_{хх}.$$

4. Рассчитывается резистивное сопротивление нагрузки, при котором обеспечивается расчетное сопротивление коллекторной нагрузки $R_{экр}$:

$$R_n = \frac{R_{\text{жр}} \cdot R_{\text{зхх}}}{R_{\text{жр}} - R_{\text{зхх}}}.$$

5. Определяются коэффициент полезного действия контура АГ $\eta_{\sim\kappa}$ и мощность в оконечной нагрузке $P_{\sim\text{н}}$:

$$\eta_{\sim\kappa} = \frac{R_{\text{жр}}}{R_n}; \quad P_{\sim\text{н}} = \frac{U_{\text{mk}}^2}{2R_n}.$$

Результаты расчета свести в табл. 5.3.

Таблица 5.3

	U_{mk}	$U_{\text{мб}}$	$I_{\text{ко}}$	P_o	$P_{\sim}$	η_o	$\eta_{\sim\kappa}$	$P_{\sim\text{н}}$
Теоретический расчет								
Эксперимент								

3.3. Задание для экспериментального исследования

1. Включить измерительную и контрольную аппаратуру: осциллограф, частотомер, высокочастотные вольтметры. Прогреть в течение 5...8 минут. Выполнить калибровку вольтметров ВК7-9 (ВУ-15), выставить ожидаемые пределы измерения. Вставить измерительные головки в соответствующие гнезда сменного блока для измерения U_{κ} и $U_{\text{б}}$ в исследуемом автогенераторе.

2. Руководствуясь графиками рис. 5.8, роторами конденсатора С4 и потенциометра R5, выставить расчетные значения емкости С4 и сопротивления нагрузки R_n .

3. Тумблером «Сеть» включить лабораторный макет. Нажатием клавиш включить требуемые источники питания лабораторного макета: «0...50 В», «0...30 В» и «0...3 В». Установить по прибору «V (0 ÷ 50 В)» напряжение $E_{\kappa} = 30$ В, по прибору «V (0 ÷ 30 В)» напряжение $E = 20$ В, по прибору «V (0 ÷ 3 В)», напряжение $E_{\text{см0}} \approx 1,6$ В, при котором с помощью базового делителя АГ устанавливается расчетное значение смещения.

4. Нажатием клавиши «1» на сменном блоке подать питание на исследуемый автогенератор. Убедиться по показаниям контролирующих и измерительных приборов, что автогенератор

возбуждается.

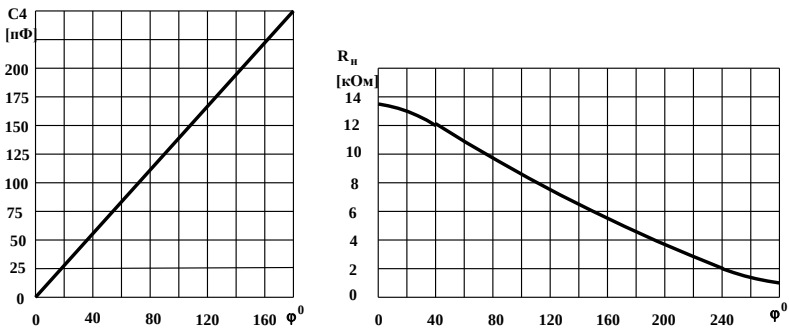


Рис. 5.8. Графики изменения емкости конденсатора C_4 и сопротивления нагрузки от угла поворота их роторов

5. Записать показания измерительных приборов $I_{к0}$, U_k , U_6 . Следует помнить, что U_k , U_6 – эффективные значения переменных напряжений. Рассчитать основные энергетические характеристики АГ, полученные экспериментально

$$P_0 = I_{к0} E_k, \quad P_{\sim} = \frac{U_k^2}{R_{\text{экp}}}, \quad \eta_0 = \frac{P_{\sim}}{P_0}, \quad P_{\sim n} = \frac{U_k^2}{R_n}, \quad \eta_{\sim k} = \frac{P_{\sim n}}{P_{\sim}}.$$

Заполнить табл. 5.3. Сравнить результаты расчета и эксперимента.

6. Исследовать влияние нагрузки на режим работы автогенератора и его частоту. С этой целью снять зависимости:

$$U_k = \varphi(R_n); \quad U_6 = \varphi(R_n); \quad I_{к0} = \varphi(R_n); \quad f_r = \varphi(R_n).$$

Отсчеты R_n выполнить с использованием графика рис. 5.7. Отсчет частоты генерации рекомендуется снимать с точностью до 100 Гц.

Определить значение нагрузки R_n , при которой режим работы автогенератора становится критическим. Сравнить найденное значение $R_{н.кр}$ с расчетным R_n .

7. Исследовать влияние коэффициентов обратной связи k_{oc} на режим работы автогенератора, для чего снять зависимости

$$U_k = \varphi(k_{oc}); \quad U_6 = \varphi(k_{oc}); \quad I_{к0} = \varphi(k_{oc}); \quad f_r = \varphi(k_{oc}).$$

Плавное изменение k_{oc} осуществляется поворотом ротора конденсатора C_4 от исходного значения вправо и влево. Определение величины k_{oc} рассчитывать по формуле

$$k_{oc} = \frac{U_6}{U_k}.$$

8. Установить критический режим работы автогенератора, выставив $R_n = R_{n,кр}$, $C4 = C4_0$. Измерить частоту колебаний $f_{г0}$.

Изменять последовательно на $\pm 10\%$ следующие параметры: сопротивление нагрузки R_n ; напряжение питания E_k ; напряжение смещения $E_{см}$. Измерять соответствующие крайним значения частоты колебаний $f_{г1}$ и $f_{г2}$. После каждого изменения возвращаться к исходному состоянию указанных параметров.

Измерение частоты проводить не ранее чем через 0.5 минуты после изменения любого параметра.

Рассчитать абсолютную и относительную величины отклонений частоты, обусловленные изменением перечисленных параметров по формулам:

$$\Delta f_i = \frac{|f_{г2} - f_{г1}|}{A_{imax} - A_{imin}}, \quad \delta_i = \frac{\Delta f_i}{f_{г0}}, \quad \delta = \sqrt{\sum_{i=1}^n \delta_i^2},$$

где A_i – изменяемый параметр.

9. Повторить измерения по п. 8 для недонапряженного ($R_n = (0.5...0.7)R_{n,кр}$) и перенапряженного ($R_n = (1.5...2)R_{n,кр}$) режимов работы исследуемого автогенератора.

10. Во многих макетах при увеличении емкости конденсатора $C4$ до максимума и сопротивления нагрузки R_n до максимума в АГ появляется прерывистая генерация, которая хорошо видна на экране осциллографа. Рекомендуем ее посмотреть и зарисовать.

4. Содержание отчета

1. Схемы принципиальные электрические исследуемых автогенераторов.
2. Расчеты по разделу 3.2 описания.
3. Результаты экспериментальных исследований (таблицы, графики) по разделу 3.3.
4. Краткие выводы по результатам проведенного исследования.

5. Контрольные вопросы

1. Правило составления трехточечных схем автогенераторов.
2. Поясните понятие условия баланса фаз и баланса амплитуд в автогенераторе. Объясните причину появления фазовых сдвигов φ_s , φ_k , φ_z в автогенераторе.

3. Покажите, что частота колебаний автогенератора отличается от резонансной частоты его контура, и объясните почему.

4. Дайте понятия мягкого и жесткого режимов самовозбуждения автогенератора. При каких условиях в автогенераторе обеспечивается мягкий (или жесткий) режим самовозбуждения?

5. Напишите условие самовозбуждения АГ.

6. Напишите условие устойчивости стационарного режима автогенератора.

7. Поясните, почему в автогенераторах рекомендуется применять автоматическое смещение.

8. Поясните, почему и при каких условиях в автогенераторе с автоматическим смещением возможна прерывистая генерация.

9. Нарисуйте схему автогенератора с автотрансформаторной обратной связью. Как определяется коэффициент обратной связи в этой схеме?

10. Нарисуйте схему автогенератора с емкостной обратной связью. Как определяется коэффициент обратной связи в этой схеме?

11. Дайте понятие кратковременной и долговременной нестабильности частоты автогенератора.

12. Объясните сущность параметрической стабилизации частоты автогенератора.

13. Перечислите основные мероприятия для осуществления параметрической стабилизации.

Лабораторная работа № 6

Исследование автогенераторов с кварцевой стабилизацией частоты

1. Цель работы

1. Изучение основ теории и освоение методов расчета автогенераторов с кварцевой стабилизацией частоты колебаний.

2. Экспериментальное исследование транзисторных автогенераторов с кварцевой стабилизацией.

2. Теоретическая часть

Для получения долговременной нестабильности частоты АГ менее 10^{-4} в АГ включают по определенному правилу кварцевые резонаторы. Кварцевые резонаторы изготавливаются из кварца (SiO_2), обладающего прямым и обратным пьезоэффектами (α -кварц). В

природе он встречается в виде кристаллов, представляющих собой шестигранную призму правильной формы, увенчанную двумя шестигранными пирамидами. Ось призмы, проходящая через вершины пирамид и призму, является оптической осью кристалла. Сечение призмы имеет вид правильного шестиугольника. Через вершины шестиугольника проходят три электрические, а перпендикулярно к сторонам – три механические оси. Оптическая ось, электрическая ось и соответствующая ей механическая ось образуют декартовую систему координат.

Из кристалла кварца под определенными углами к оптической, механической и электрической осям вырезаются пластины, которые получили название срезов. На рис. 6.1 показаны три относительно простые среза кварца: **Y**, **X**, **AT** – срезы.

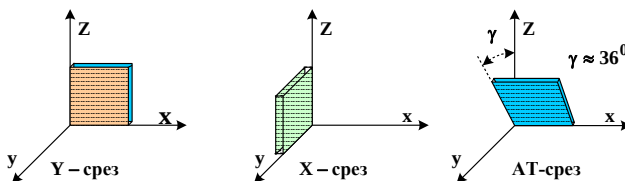


Рис. 6.1. Примеры срезов кристалла кварца

Срезы кварца выбираются не случайно. В основе выбора лежит стремление получить высокую эталонность кварцевого резонатора при работе в определенном диапазоне температур и частот. Под эталонностью понимается способность кварцевого резонатора с данным срезом сохранять без существенных изменений свои параметры. Например, AT-срез хорошо зарекомендовал себя в диапазоне частот от 1 до 10 МГц и рабочем диапазоне температур от 0°C до 40°C . Другие типы срезов имеют иные рекомендуемые диапазоны частот и температур.

Форма пластины среза может быть круглой, квадратной, прямоугольной. На противоположные стороны рабочих поверхностей кварцевой пластины наносится металлизация. В результате образуется конденсатор с емкостью C_0 и диэлектриком в виде кварца (рис. 6.2). Пластина закрепляется в корпусе держателем.

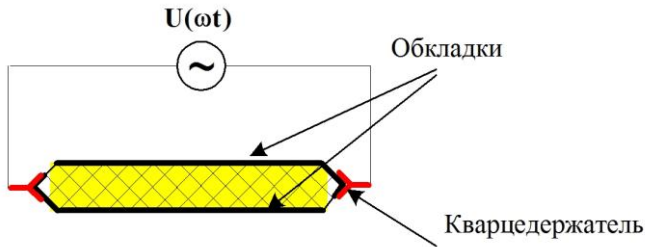


Рис.6.2. Кварцевый резонатор

Сущность прямого и обратного пьезоэффектов, которыми обладает пластина из α -кварца, заключается в следующем. Если к обкладкам кварцевой пластины подвести переменное напряжение, то в пластине появляются механические колебания той же частоты, которые распространяются со скоростью $V_{\text{кв}} \approx 5.6 \cdot 10^6 \text{ мм/с}$. В зависимости от типа среза механические колебания могут иметь вид растяжения-сжатия, сдвига по толщине, изгиба, скручивания и другие. Механические перемещения приводят к появлению на внешних сторонах меняющихся электрических зарядов противоположных знаков. Амплитуда зарядов тем больше, чем больше амплитуда колебаний внешних слоев. Максимальная амплитуда зарядов появляется на частоте, при которой противоположные внешние слои пластины колеблются с максимальной амплитудой. Эта частота является частотой механического резонанса. Через кварцевую пластину начинает протекать пьезоток $i_{\text{пьеэ}} = dQ_{\text{пьеэ}}/dt$, и пластина становится как бы проводящей. Кроме пьезотока, ток кварцевой пластины содержит еще емкостной ток

$$I_{\text{кв}} = I_{\text{пьеэ}} + I_{C0}.$$

Максимальная плотность пьезотока, при котором кварцевая пластина находится на грани механического разрушения, имеет величину

$$\rho_{\text{пьеэ}} \leq 10 \text{ мА/см}^2.$$

На рис. 6.3 показано распределение амплитуд механических колебаний типа сдвига по толщине d кварцевой пластины на основной резонансной частоте $\omega_{\text{кв}}$ и третьей гармонике основной частоты.

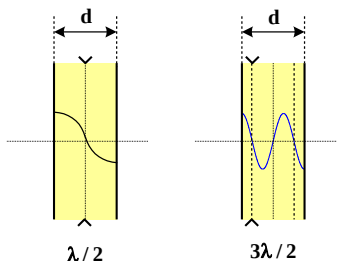


Рис. 6.3. Распределение амплитуд механических колебаний типа сдвига по толщине кварцевой пластины

Как видно из рисунка, в противоположных направлениях внешние слои кварцевой пластины колеблются только у нечетных гармоник: 1-й, 3-й, 5-й и т.д., поэтому толщина пластины связана с резонансными частотами соотношением

$$\omega_{\text{кв } n} = \frac{(2n-1)}{2d} V_{\text{кв}},$$

где n – номер гармоники.

Закрепление кварцевой пластины в кварцедержателе целесообразно выполнить по слою, который остается неподвижным. Эти слои на рис. 6.3 показаны пунктирными линиями.

Кварцевый резонатор (далее – кварц), помещенный в цепь переменного тока, представляет собой комплексное сопротивление

$$\dot{Z}_{\text{кв}}(\omega) = R_{\text{кв}}(\omega) + jX_{\text{кв}}(\omega).$$

Зависимости активной и реактивной составляющих входного сопротивления кварца от частоты в окрестности его основной резонансной частоты или гармоники представлены на рис. 6.4.

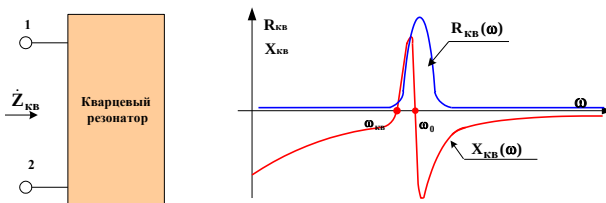


Рис. 6.4. Частотная зависимость входного сопротивления кварца

На частотах $\omega_{\text{кв}}$ и ω_0 кварц имеет чисто активное входное сопротивление, характерное для последовательного и параллельного

контуров. Первая частота является частотой механического резонанса. Вторая частота, обусловленная наличием емкости C_0 , является частотой электрического резонанса. Частотный сдвиг между резонансными частотами мал и составляет сотые доли процента. Но именно на этом участке входное сопротивление кварца носит индуктивный характер (см. рис. 6.4).

Электрическая схема, составленная из LCr элементов, является электрической схемой замещения кварцевого резонатора. Поведение схемы аналогично поведению кварца, а параметры схемы являются параметрами кварцевого резонатора. Электрическая схема замещения кварца показана на рис. 6.5.

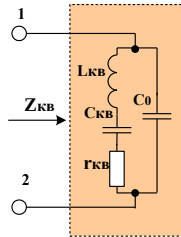


Рис. 6.5. Электрическая схема замещения кварца в окрестности его резонансной частоты

Основные параметры кварца: $L_{кв}$, $C_{кв}$, $r_{кв}$, C_0 , $\rho_{кв}$, $Q_{кв}$, $\omega_{кв}$, ω_0 .

$$\rho_{кв} = \sqrt{\frac{L_{кв}}{C_{кв}}}, \quad Q_{кв} = \frac{\rho_{кв}}{r_{кв}}, \quad \omega_{кв} = \frac{1}{\sqrt{L_{кв}C_{кв}}}, \quad \omega_0 = \omega_{кв} \sqrt{1 + \frac{C_{кв}}{C_0}}.$$

Значения основных параметров кварцев, используемых в АГ для стабилизации частоты, приведены в таблицах [10, гл.8]. Для справки сопротивление потерь $r_{кв}$ в генераторных кварцах лежит в пределах от 10 до 100 Ом, добротность $Q_{кв}$ – в пределах от 10^4 до 10^6 , отношение $C_{кв}/C_0$ – в пределах от 0.001 до 0.008, относительный разнос резонансных частот $(\omega_0 - \omega_{кв})/\omega_{кв} < 0.004$. Ни одна другая колебательная система такими параметрами не обладает.

Для стабилизации частоты колебаний кварцевый резонатор включается в схему АГ двумя способами.

При первом способе кварц включают в контур трехточечного АГ вместо одной из индуктивностей контура. В отличие от обычной индуктивности эквивалентная индуктивность кварца частотно-

зависимая величина с очень большой крутизной этой зависимости. На рис. 6.6 приведены две схемы АГ, стабилизированные кварцем и соответствующие емкостному и индуктивному трехточечным АГ. Такие схемы получили название осцилляторных схем АГ.

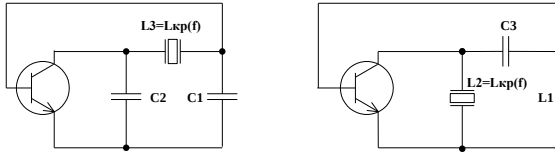


Рис. 6.6. Осцилляторные схемы АГ

Резонансная частота контура первой осцилляторной схемы находится из условия

$$X_{кр} + (X_1 + X_2) = 0.$$

Графическое решение этого уравнения показано на рис. 6.7.

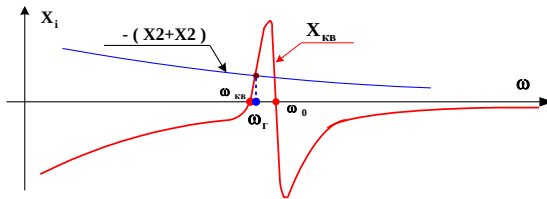


Рис. 6.7. Графическое решение уравнения

Из рисунка видно, что частота генерации нулевого приближения осцилляторной схемы АГ всегда принадлежит интервалу $[\omega_{кв} \dots \omega_0]$ и находится в непосредственной близости к $\omega_{кв}$. При этом $R_{кв} \approx r_{кв}$.

Сопротивление потерь контура осцилляторной схемы АГ в основном определено активным сопротивлением кварцевого резонатора $R_{кв} \approx r_{кв}$. Поэтому мощность осцилляторных схем АГ выбирается из условия

$$P_{\sim АГ} < 0.5 P_{кв доп}.$$

Второй способ использования кварца для стабилизации частоты колебаний АГ показан на рис. 6.8. В этих схемах кварц включен в цепь обратной связи. Такая схема носит название фильтровой схемы АГ, поскольку кварц играет роль очень узкополосного фильтра с частотно-зависимым коэффициентом передачи.

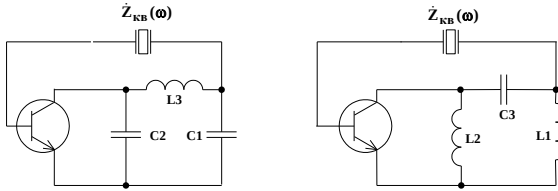


Рис. 6.8. Фильтровые схемы АГ

В фильтровых схемах АГ автоколебательный процесс происходит на частоте механического резонанса кварца при условии, что контур трехточечного АГ настроен на частоту $\omega_{\text{КВ}}$. Входное сопротивление транзистора и кварц образуют частотно-зависимый делитель напряжения, коэффициент передачи которого на частоте $\omega_{\text{КВ}}$ резко возрастает. Место частоты генерации находится из решения уравнения баланса фаз

$$\Delta\varphi_{\text{КВ}} = - \sum_{j=S,k,Z} \Delta\varphi_j; \quad \sum_{j=S,k,Z} \Delta\varphi_j = (\Delta\varphi_S + \Delta\varphi_k + \Delta\varphi_Z),$$

Графическое решение уравнения представлено на рис. 6.9.

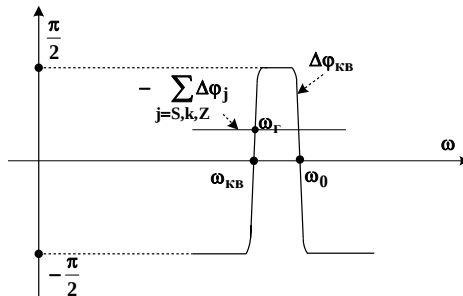


Рис. 6.9. Графическое решение баланса фаз фильтрового АГ

На частоте генерации точка «б» контура и база транзистора (рис.6.8) соединены через сопротивление $r_{\text{КВ}}$.

Мощность фильтровых схем АГ больше осцилляторных схем с тем же кварцевым резонатором и может быть выбрана из условия

$$P_{\sim \text{АГ}} \approx (10..20) P_{\text{КВ доп}}.$$

Более подробные сведения по кварцевым АГ можно получить в [1, 2, 5].

3. Практическая часть

3.1. Описание рабочей установки

Работа № 6 выполняется на лабораторной установке, которая включает в себя лабораторный макет, два высокочастотных вольтметра ВК7-9 (ВУ-15), частотомер ЧЗ-33 и осциллограф С1-55.

Исследуемые автогенераторы с кварцевой стабилизацией смонтированы в сменном блоке лабораторного макета.

В табл. 6.1 указаны типы схем исследуемых АГ, стабилизированных кварцем, размещенных в сменных блоках двенадцати лабораторных макетов.

Таблица 6.1

Номера лаб. макетов	Тип исследуемых осцилляторных АГ
1,2,9,10,11,12	АГ с кварцем между коллектором и базой
3,4,5,6,7,8	АГ с кварцем между базой и эмиттером

Принципиальные электрические схемы исследуемых автогенераторов (АГ) с кварцевой стабилизацией представлены на рис. 6.10, 6.11.

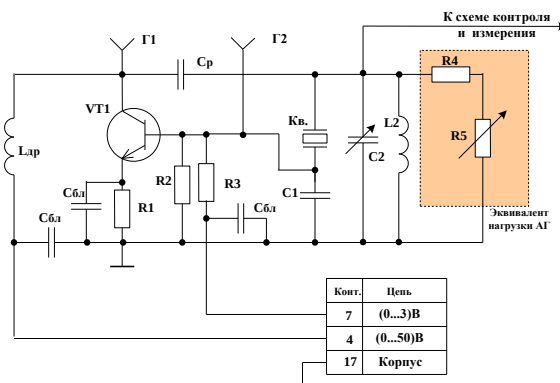


Рис. 6.10. Схема принципиальная электрическая АГ с кварцем между коллектором и базой

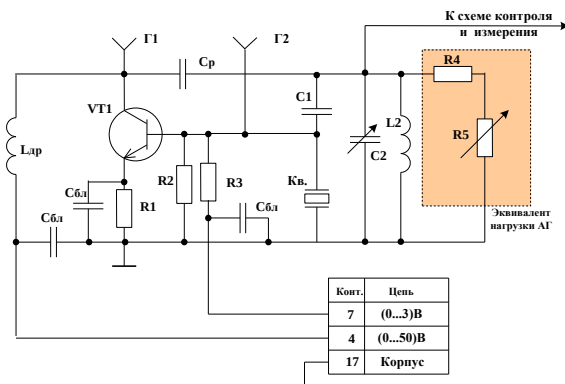


Рис. 6.11. Схема принципиальная электрическая АГ с кварцем между базой и эмиттером

Головки высокочастотных вольтметров подключаются к коллектору и базе транзистора АГ через клеммы, размещенные на сменном блоке и обозначенные Г1 и Г2.

Для подключения к исследуемому автогенератору осциллографа и частотомера использовано дополнительное устройство, принципиальная схема которого показана на рис. 6.12.

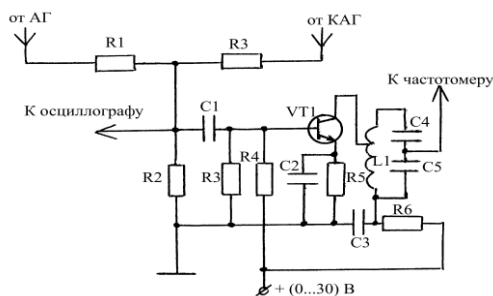


Рис. 6.12. Схема принципиальная электрическая устройства подключения осциллографа и частотомера

Его использование необходимо для того, чтобы исключить влияние входных импедансов указанных измерительных приборов на работу исследуемых автогенераторов. Питание транзистора этого устройства осуществляется от источника «0...30 В».

В кварцевых автогенераторах (рис. 6.10, 6.11) в коллекторной цепи включен контур, который на частоте генерации играет роль реактивности X_2 (реактивность плеча трехточки). Изменение величины реактивности X_2 достигается с помощью конденсатора переменной емкости C_2 .

Нагрузкой автогенераторов (рис. 6.11, 6.12) служат резисторы R_4 и потенциометр R_5 . Плавное изменение нагрузки достигается потенциометром R_5 .

Питание транзистора АГ сменного блока осуществляется от источника постоянного напряжения, размещенного в лабораторном макете. Коллекторная цепь транзисторов автогенераторов питается от регулируемого источника «0...50 В», а базовая цепь – от источника «0...3 В». Питающие напряжения подаются в схему исследуемого автогенератора через клавишный переключатель, размещенный на сменном блоке, при нажатии клавиши 2.

Измерение постоянной составляющей тока коллектора V_{T1} осуществляется прибором mA «0...50 В», установленным на лицевой стороне макета. Полное отклонение стрелки прибора соответствует 25 mA .

3.2. Задание для самостоятельной подготовки

1. Изучить основы теории и особенности работы кварцевых автогенераторов гармонических колебаний, приведенные в теоретической части описания и [1,5,8,11]. Продумать ответы на контрольные вопросы, помещенные в конце описания.

2. Из табл. 6.1 выяснить, какой тип схемы кварцевого автогенератора будет исследоваться в лабораторной работе на отведенном бригаде рабочем месте.

Расчет кварцевого АГ достаточно сложен и требует дополнительных разъяснений. По этой причине он в данной работе не проводится.

3.3. Задание для экспериментального исследования

1. Включить измерительную и контрольную аппаратуру: осциллограф, частотомер, высокочастотные вольтметры. Прогреть в течение 5...8 минут. Выполнить калибровку вольтметров ВК7-9 (ВУ-15), выставить ожидаемые пределы измерения. Вставить измерительные головки в соответствующие гнезда сменного блока Г1 и Г2 для измерения U_k и U_b в исследуемом автогенераторе.

2. Тумблером «Сеть» включить лабораторный макет. Включить источники питания лабораторного макета «0...50 В», «0...30 В» и

«0...3 В». Установить по прибору «V (0 ÷ 50 В)» напряжение $E_k = 30$ В, по прибору «V (0 ÷ 30 В)» напряжение $E = 20$ В, по прибору «V (0 ÷ 3 В)» напряжение $E_{cm} = 1,6$ В.

3. Руководствуясь графиком рис. 6.13, установить нагрузку на автогенератор $R_H = R_{H \max}$.

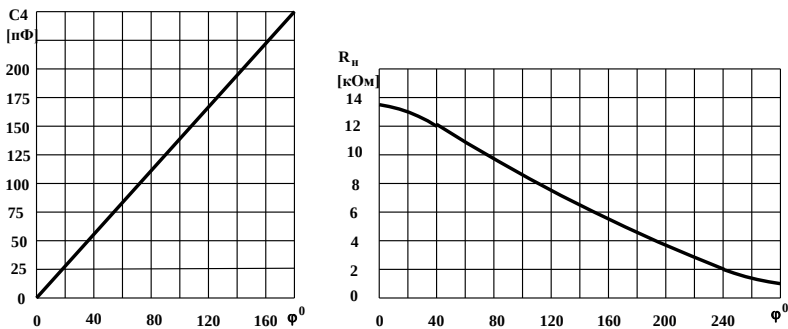


Рис. 6.13. Графики изменения емкости конденсатора C_4 и сопротивления нагрузки от угла поворота их роторов

4. Нажатием клавиши «2» на сменном блоке подать питание на кварцевый автогенератор. Если автогенератор не возбудился, то плавным изменением емкости C_7 коллекторного контура добиться самовозбуждения АГ.

5. Исследовать влияние собственной частоты настройки коллекторного контура $L2C2$ на выполнение условий баланса фаз и баланса амплитуд установившегося режима. С этой целью снять зависимости

$$U_k = \varphi(C_2), \quad U_6 = \varphi(C_2), \quad I_{k0} = \varphi(C_2), \quad f_r = \varphi(C_2).$$

Отсчет частоты колебаний проводить с точностью до 1 Гц. В области генерации сделать не менее 8...10 точек отсчета. Построить график. Значения емкости C_2 уставить по графику рис. 6.13. Установить область перестройки коллекторного контура, в которой не наблюдается самовозбуждения автогенератора. Объяснить причину.

6. Установить емкость контура C_2 в положение, при котором наблюдается устойчивое самовозбуждение автогенератора.

Провести исследование стабильности частоты кварцевого автогенератора при $R_H = R_{H \max}$. Для этого изменять последовательно на $\pm 10\%$ следующие параметры:

– сопротивление нагрузки R_H ;

- напряжение питания E_k ;
- напряжение смещения $E_{см}$.

Провести измерения частоты колебаний $f_{Г1}$ и $f_{Г2}$, соответствующие крайним значениям параметра. Фиксировать значения частоты с точностью до 1 Гц. После каждого изменения возвращаться к исходному состоянию указанных параметров

Измерение частоты проводить не ранее чем через 0.5 минуты после изменения любого параметра.

Рассчитать абсолютную и относительную величины отклонений частоты, обусловленные изменением перечисленных параметров по формулам:

$$\Delta f_i = \frac{|f_{Г2} - f_{Г1}|}{A_{i\max} - A_{i\min}}, \quad \delta_i = \frac{\Delta f_i}{f_{Г0}}, \quad \delta = \sqrt{\sum_{i=1}^n \delta_i^2},$$

где A_i – зменяемый параметр.

7. Повторить измерения по п. 6 для случая, когда $R_n = (0.5...0.7)R_{n\max}$. (рис. 6.13).

4. Содержание отчета

1. Принципиальные электрические схемы исследуемых автогенераторов.
2. Результаты экспериментальных исследований (таблицы, графики).
3. Выводы по результатам проведенных исследований.

5. Контрольные вопросы

1. Правило составления трехточечных схем автогенераторов.
2. Поясните понятие условия баланса фаз и баланса амплитуд в автогенераторе.
3. Нарисуйте схему автогенератора с емкостной обратной связью. Как определяется коэффициент обратной связи в этой схеме?
4. Нарисуйте схему автогенератора с индуктивной обратной связью. Как определяется коэффициент обратной связи в этой схеме?
5. Дайте понятие кратковременной и долговременной нестабильности частоты автогенератора и объясните их сущность.
6. Кварцевые резонаторы. Дайте понятие среза. В чем заключается эталонность резонатора?
7. Перечислите основные параметры кварцевого резонатора.
8. Нарисуйте частотную зависимость сопротивления кварцевого резонатора. Эквивалентная схема кварцевого резонатора.

9. Приведите особенности построения осцилляторных схем кварцевых автогенераторов. Какие разновидности осцилляторных схем автогенераторов вам известны?

10. Нарисуйте схему АГ с кварцем между базой и коллектором.

11. Нарисуйте схему АГ с кварцем между базой и эмиттером.

12. В каком соотношении должны находиться частота кварцевого резонатора и резонансная частота коллекторного контура в осцилляторных схемах автогенераторов и почему? Поясните графически.

13. Объясните причину высоких стабилизирующих свойств кварцевых резонаторов в осцилляторных схемах автогенераторов.

14. Нарисуйте автогенератор, стабилизированный кварцем, по цепи обратной связи.

15. На чем основан принцип выполнения кварцевых автогенераторов фильтрового типа?

16. Нарисуйте схемы принципиальные электрические транзисторных трехточечных автогенераторов с кварцем в цепи обратной связи.

Лабораторная работа № 7

Исследование амплитудной модуляции смещением по базе

1. Цель работы

1. Изучение теории и методики расчета амплитудного модулятора смещением.

2. Экспериментальное исследование амплитудного модулятора смещением по базе.

2. Теоретическая часть

Под амплитудной модуляцией понимают изменение амплитуды ВЧ колебания по закону передаваемого сообщения $s(t)$. Модуляция осуществляется амплитудными модуляторами. Аналитические записи немодулированного и амплитудно-модулированного сигналов имеют вид

$$i(t) = I_{\text{нес}} \cdot \cos \omega_0 t; \quad i(t) = [I_{\text{нес}} + k_{\text{ам}} \cdot s(t)] \cdot \cos \omega_0 t,$$

где $I_{\text{нес}}$ – амплитуда немодулированного колебания (несущая амплитуда), $k_{\text{ам}}$ – коэффициент преобразования амплитудного модулятора.

Математическое описание реальных модулирующих сигналов затруднительно. Поэтому при анализе амплитудной модуляции

используются простые испытательные сигналы, например, в виде синусоидального колебания

$$s(t) = U_{m\Omega} \cos \Omega t.$$

Амплитуда испытательного сигнала принимает значения от 0 до $S_{\text{пик}}$, а частота – от Ω_{min} до Ω_{max} .

Среднее значение испытательного сигнала определяется из соотношений

$$s_{\text{cp}}(t) = U_{m\Omega_{\text{cp}}} \cos \Omega_{\text{cp}} t, \quad U_{m\Omega_{\text{cp}}} = \frac{S_{\text{пик}}}{p} \cdot \sqrt{2}; \quad F_{\text{cp}} = 1000 \text{ Гц},$$

где $S_{\text{пик}}$ – пиковое (максимальное) значение модулирующего сигнала, p – пик-фактор модулирующего сигнала.

Аналитическая запись ВЧ сигнала, модулированного по амплитуде испытательным сигналом, принимает вид

$$\begin{aligned} i(t) &= (I_{m\text{нес}} + k_{\text{ам}} \cdot U_{m\Omega} \cos \Omega t) \cdot \cos \omega_0 t = \\ &= I_{m\text{нес}} (1 + m \cos \Omega t) \cos \omega_0 t. \end{aligned} \quad (7.1)$$

Коэффициент $m = \frac{k_{\text{ам}} U_{m\Omega}}{I_{m\text{нес}}}$ получил название глубины модуляции.

По определению амплитуда всегда величина положительная, поэтому коэффициент m принадлежит интервалу $[0 \dots 1]$.

Осциллограмма амплитудно-модулированного (АМ) сигнала представлена на рис. 7.1.

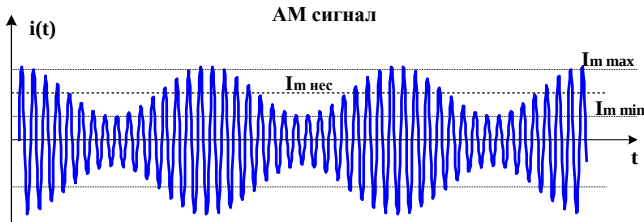


Рис.7.1. Осциллограмма амплитудно-модулированного сигнала

В амплитудно-модулированном сигнале различают:
 текущее значение амплитуды $I_{m\text{пек}}(t) = I_{m\text{нес}}(1 + m \cos \Omega t)$;
 максимальное значение амплитуды $I_{m\text{max}} = I_{m\text{нес}}(1 + m)$;
 минимальное значение амплитуды $I_{m\text{min}} = I_{m\text{нес}}(1 - m)$;

$$\text{среднее значение амплитуды } I_{\text{м ср}} = \frac{1}{T} \int_0^T I_{\text{м тек}}(t) dt = I_{\text{м мин}};$$

текущее значение мощности $P_{\sim \text{тек}}(t) = 0.5 \cdot [I_{\text{мнec}}(1 + m \cos \Omega t)]^2 \cdot R_3$;

мощность несущего колебания $P_{\text{нес}} = 0.5 \cdot [I_{\text{м нес}}]^2 \cdot R_{\Sigma}$;

максимальное значение мощности $P_{\sim \max} = 0.5 \cdot [I_{\text{мнec}}(1 + m)]^2 \cdot R_{\Omega}$;

МИНИМАЛЬНОЕ ЗНАЧЕНИЕ МОЩНОСТИ

$$P_{\sim \min} = 0.5 \cdot [I_{m \text{ не с}}(1 - m)]^2 \cdot R_{\text{Э}};$$
$$\text{среднее значение мощности } P_{\sim \text{cp}} = \frac{1}{T} \int_0^T P_{\sim \text{тек}}(t) dt = P_{\sim \text{нес}} \cdot \left(1 + \frac{m^2}{2}\right).$$

Информацию о спектре АМ сигнала можно получить, выполнив тригонометрические преобразования: в соотношении (7.1) произведение косинусов двух углов заменяют на их сумму и разность:

$$\mathbf{i}(t) = I_{mhec} \cos \omega_0 t + \frac{m}{2} \cdot I_{mhec} \cdot \cos(\omega_0 + \Omega)t + \frac{m}{2} \cdot I_{mhec} \cdot \cos(\omega_0 - \Omega)t.$$

Спектр АМ сигнала представлен на рис. 7.2.

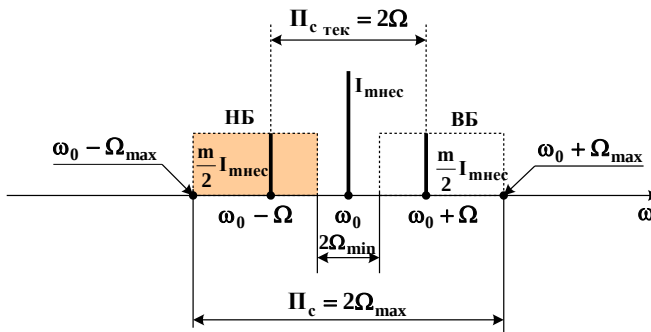


Рис.7.2. Спектр АМ сигнала

Полоса частот, занимаемая АМ сигналом, составляет

$$\Pi_c = 2\Omega_{\max}.$$

Основная доля энергии АМ сигнала приходится на несущую частоту ω_0 (около 96 % всей энергии). Энергия, переносимая боковыми частотами, невелика (около 4 %) и определяется из соотношения

$$P_{\sim \text{бок}} = P_{\sim \text{нес}} \cdot \frac{m_{\text{ср}}^2}{2}.$$

Амплитудную модуляцию в ГВВ можно осуществить несколькими способами:

- 1) изменением смещения на управляющем электроде АЭ;
- 2) изменением напряжения питания на выходном электроде АЭ;
- 3) с помощью электронно-управляемого аттенюатора;
- 4) изменением сопротивления нагрузки по выходному электроду;
- 5) комбинированными методами.

Качественная и количественная оценки параметров амплитудного модулятора для любого из перечисленных способов определяются амплитудной и частотной модуляционными характеристиками (АМХ и ЧМХ) (рис.7.3).

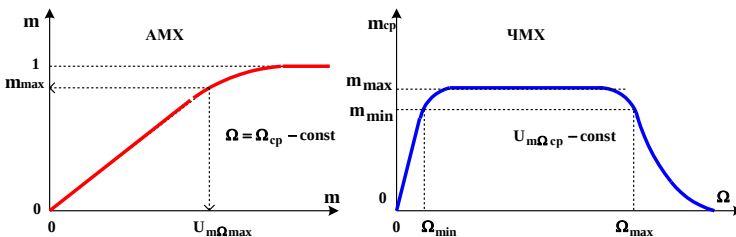


Рис.7.3. Амплитудная и частотная модуляционные характеристики

Рабочей частью АМХ является ее линейный участок. Он позволяет выявить максимальную глубину модуляции и максимальную амплитуду модулирующего напряжения. Верхняя граница АМХ определена величиной предельно допустимых нелинейных искажений.

Рабочей частью ЧМХ является участок $(\Omega_{\text{min}} \dots \Omega_{\text{max}})$ с допустимым уровнем частотных искажений, который определяется из соотношения

$$\epsilon_{\text{дон}} [\text{дБ}] = 20 \lg \frac{m_{\text{max}} - m_{\text{min}}}{2(m_{\text{max}} + m_{\text{min}})}.$$

Амплитудная модуляция смещением по базе

Управляющим электродом в активных элементах являются база в биполярных транзисторах, затвор в полевых транзисторах,

управляющая сетка в лампах. Чтобы осуществить управление амплитудой ВЧ колебания изменением смещения по управляющему электроду, ГВВ должен работать в недонапряженном режиме с отсечкой по току. Для изменения смещения последовательно с фиксированным источником смещения вводится модулирующий сигнал. Такой ГВВ принято называть амплитудным модулятором смещением.

Рассмотрим этот способ осуществления амплитудной модуляции на примере (рис. 7.4).

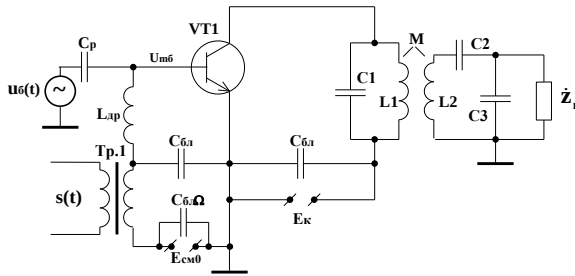


Рис. 7.4. Схема амплитудного модулятора смещением по базе

В приведенной схеме модулирующий сигнал введен в базовую цепь последовательно с источником фиксированного смещения E_{cm0} с помощью модуляционного трансформатора **Тр.1**. В результате текущее напряжение смещения на базе принимает вид

$$E_{cm} = E_{cm0} + U_{m\Omega} \cos \Omega t .$$

При исследовании модуляции смещением предполагается, что все другие параметры ГВВ такие, как E_k , E_{cm0} , U_{mb} , и нагрузка R_z по коллекторной цепи, не меняются.

При изменении смещения на базе E_{cm} меняется угол отсечки θ , поскольку связан с напряжением смещения соотношением

$$\theta = \arccos \frac{E_{cm} - E'_b}{U_{mb}} . \quad (7.2)$$

Интервал возможного изменения угла отсечки θ лежит в интервале от 0 до 180° .

Взаимосвязь между первой гармоникой коллекторного тока и напряжением смещения на базе устанавливается с помощью статической модуляционной характеристики (СМХ), по которой понимают зависимость

$$I_{mk} = f(E_{cm}).$$

С энергетической точки зрения представляет также интерес зависимость изменения постоянной составляющей коллекторного тока от смещения $I_{k0} = \varphi(E_{cm})$.

Зависимости $I_{mk} = f(E_{cm})$ и $I_{k0} = \varphi(E_{cm})$ обычно изображаются совместно (рис.7.5).

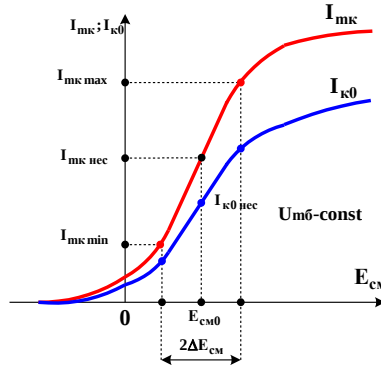


Рис.7.5. Статическая модуляционная характеристика $I_{mk} = \varphi(E_{cm})$ и зависимость $I_{k0} = \psi(E_{cm})$

Рабочим участком СМХ является ее линейный участок. Границы линейного участка позволяют оценить ожидаемое максимальное значение глубины модуляции и максимальную амплитуду модулирующего сигнала

$$m_{\max} = \frac{I_{mk \max} - I_{mk \min}}{I_{mk \max} + I_{mk \min}};$$

$$U_{m\Omega \max} = \Delta E_{cm}.$$

Линейному участку СМХ соответствует почти линейный участок зависимости $I_{k0} = \varphi(E_{cm})$. Это позволяет записать следующие соотношения для текущих значений потребляемого тока $I_{k0 \text{тек}}(t)$, потребляемой мощности $P_{0 \text{тек}}(t)$ и электронного КПД $\eta_{0 \text{тек}}(t)$:

$$I_{k0 \text{тек}}(t) = I_{k0 \text{нес}}(1 + m \cos \Omega t);$$

$$P_{0 \text{тек}}(t) = I_{k0 \text{тек}}(t) \cdot E_k = P_{0 \text{нес}} \cdot (1 + m \cos \Omega t);$$

$$\eta_{0 \text{ тек}}(t) = \frac{P_{\sim \text{тек}}(t)}{P_{0 \text{ тек}}(t)} = \frac{P_{\sim \text{нес}}(1 + m \cos \Omega t)^2}{P_{0 \text{ нес}}(1 + m \cos \Omega t)} = \eta_{0 \text{ нес}}(1 + m \cos \Omega t).$$

Для выявления предельных возможностей модуляции смещением воспользуемся основным уравнением генератора

$$I_{\text{нк}} = S \cdot \alpha_1(\theta) \cdot (1 - \cos \theta) \cdot (U_{\text{мб}} - D U_{\text{нк}}).$$

В этом уравнении напряжение смещения присутствует в неявном виде, поскольку величина угла отсечки θ зависит от напряжения смещения [см. (7.2)].

Если пренебречь малой величиной $D U_{\text{нк}}$ (проницаемость D обычно мала), аналитическое уравнение CMX принимает вид

$$I_{\text{нк}} \approx S U_{\text{мб}} \cdot \gamma_1(\theta), \text{ где } \gamma_1(\theta) = \alpha_1(\theta) \cdot (1 - \cos \theta).$$

Величины S и $U_{\text{мб}}$ по определению постоянные, следовательно, поведение CMX в активной зоне работы ГВВ полностью определяется функцией $\gamma_1(\theta)$. Эта функция в целом является нелинейной. Выявив поведение функции $\gamma_1(\theta)$ от угла отсечки θ , мы получим график так называемой приведенной статической модуляционной характеристики (рис.7.6).

Приведенная CMX позволяет получить все предельно допустимые параметры амплитудной модуляции смещением.

1. Линейный участок CMX заключен в интервале изменения θ от 60° до 120° , а его середина соответствует $\theta = 90^\circ$. При этих углах отсечки функция $\gamma_1(\theta)$ принимает значения $\gamma_1(\theta)_{\min} = 0.196$, $\gamma_1(90^\circ) = 0.5$, $\gamma_1(\theta)_{\max} = 0.805$ соответственно.

2. Максимальная глубина модуляции смещением составляет:

$$m_{\max} \leq \frac{\gamma_1(\theta)_{\max} - \gamma_1(\theta)_{\min}}{\gamma_1(\theta)_{\max} + \gamma_1(\theta)_{\min}} = 0.65.$$

Среднее значение глубины модуляции будет равно $m_{\text{ср}} = m_{\max} \sqrt{2/p}$.

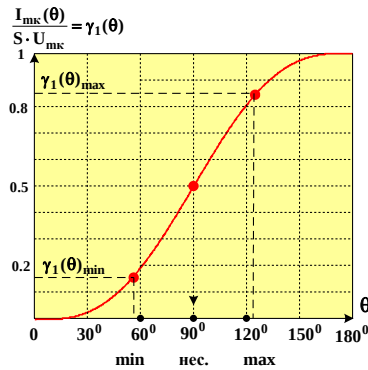


Рис.7.6. Приведенная статическая модуляционная характеристика смещением

3. Поскольку середина линейного участка СМХ соответствует углу отсечки $\theta = 90^\circ$, то напряжение фиксированного источника $E_{см0}$ должно быть равно напряжению отсечки

$$E_{см0} = E'_6.$$

4. Максимальную амплитуду модулирующего сигнала можно рассчитать как разность смещений

$$U_{m\Omega \max} = (E_{см \max} - E_{см0}) = (E'_6 - U_{мб} \cdot \cos 120^\circ) - E'_6 = 0.5 U_{мб}.$$

5. Мощность, потребляемую от источника модулирующего сигнала,

$$P_{\sim \Omega} = \frac{1}{2} I_{m\Omega} \cdot U_{m\Omega} \approx \frac{(I_{к0 \max} - I_{к0н})}{4\beta_0} \cdot U_{мб}.$$

Обычно режим максимальной мощности амплитудного модулятора смещением стараются сделать близким к критическому режиму. Известно, что при $\theta = 120^\circ$ КПД генератора в критическом режиме равен $\eta_{0 \max} \approx (0.6 \dots 0.65)$. Следовательно, $\eta_{0 \text{нес}}$ и $\eta_{0 \text{ср}}$ амплитудного модулятора смещением будут соответственно равны

$$\eta_{0 \text{нес}} = \frac{\eta_{0 \max}}{1 + m_{\max}} \quad , \quad \eta_{0 \text{ср}} = \eta_{0 \text{нес}} \left(1 + \frac{m_{\text{ср}}^2}{2} \right).$$

При речевом модулирующем сигнале с пик фактором $p = 3.5$ средний КПД амплитудного модулятора смещением равен (30...35) %, а информативная мощность передатчика (т.е. мощность, переносимая боковыми полосами и определяющая предельную дальность системы

связи) при модуляции смещением составляет всего $0.04 \cdot P_{\text{нec}}$, т.е. 4 % мощности излучаемого сигнала.

Выводы. Основными недостатками амплитудных модуляторов смещением являются: низкое значение среднего электронного КПД (30...35) %, относительно малая максимальная глубина модуляции (65 %), малый уровень информативной излучаемой мощности (4 %).

К достоинствам следует отнести простоту схемной реализации амплитудного модулятора и малую мощность, требуемую от источника модулирующего сигнала.

3. Практическая часть

3.1. Описание лабораторной установки

Работа выполняется на лабораторной установке, содержащей лабораторный макет с вставленным в него сменным блоком, два высокочастотных вольтметра типа ВК7-9 (или ВУ-15), двухлучевой осциллограф С1-55 и звуковой генератор ГЗ-109. В сменном блоке смонтирован амплитудный модулятор смещением по базе. Схема амплитудного модулятора показана на рис.7.7.

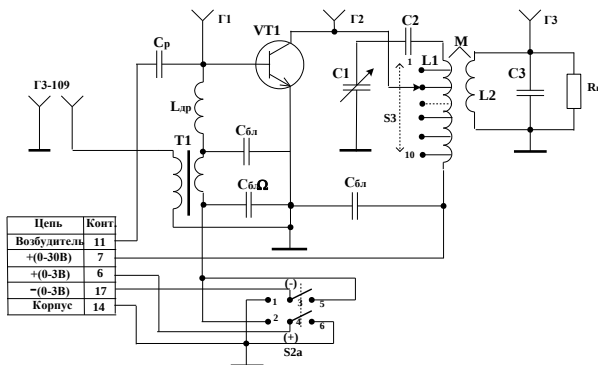


Рис.7.7. Схема амплитудного модулятора

Амплитудный модулятор выполнен на транзисторе КТ604Б. Нагрузкой по коллекторной цепи служит контур, образованный катушкой индуктивности $L1$ и конденсаторами $C10$, $C11$, $C12$. Связь коллектора транзистора с контуром автотрансформаторная. Коэффициент включения меняется переключателем $S3$. Эквивалентом нагрузки является резистор $R6$, который связан с контуром ВЧ. трансформатором ($L1$, $L2$). Напряжение питания коллекторной цепи

осуществляется от источника «0...30 В». Постоянная составляющая коллекторного тока контролируется прибором «I(0...30 В)».

Напряжение смещения поступает в базовую цепь от источника «0...3 В», полярность которого может меняться с плюса на минус переключателем S2a.

3.2. Задание для самостоятельной подготовки

1. Изучить теоретический материал, приведенный во 2 части описания, и по литературе [1, 2, 3]. Продумать ответы на поставленные в конце описания контрольные вопросы.
2. Ознакомиться с описанием лабораторной установки.
3. Провести энергетический расчет амплитудного модулятора.

Исходные данные к расчету:

$P_{\sim n} = 60$ мВт; $E'_6 = 0,6$ В; $D = 0,002$; $S = 30$ мА/В; $S_K = 20$ мА/В; $\beta_0 = 30$; $m_{\max} = 0,7$; $E_K = 20$ В; $P_{\text{кдоп}} = 0,85$ Вт; $I_{\text{кдоп}} = 0,075$ А. Пик-фактор $p = 3,5$. Углы отсечки $\theta_{\max} = 120^\circ$, $\theta_{\text{нес}} = 90^\circ$.

Расчет режима максимальной мощности (критический).

1. Колебательная мощность

$$P_{\sim \max} = P_{\sim n} (1 + m_{\max})^2.$$

2. По таблице [2] для $\theta_{\max} = 120^\circ$ находим:

$$\alpha_0 = 0,406; \alpha_1 = 0,536; \cos \theta_{\max} = -0,5; \gamma_{1\max} = 0,805.$$

3. Коэффициент использования коллекторного напряжения

$$\xi_{\text{кр}} = 0,5 + 0,5 \left[1 - 2P_{\sim \max} / \alpha_1 S_K E_K^2 \right]^{1/2}.$$

4. Амплитуда переменного напряжения на коллекторе

$$U_{\text{нк}} = \xi_{\text{кр}} E_K.$$

5. Амплитуда первой гармоники коллекторного тока

$$I_{\text{нк1 max}} = 2P_{\sim \max} / U_{\text{нк}}.$$

6. Максимальное значение импульса коллекторного тока

$$I_{\text{к max}} = I_{\text{нк1}} / \alpha_1 < I_{\text{кдоп}}.$$

7. Постоянная составляющая коллекторного тока

$$I_{\text{к0 max}} = \frac{\alpha_0}{\alpha_1} I_{\text{нк1}}.$$

8. Требуемое сопротивление нагрузки (эквивалентное сопротивление контура)

$$R_{\Sigma} = U_{\text{пк}} / I_{\text{пк1}} .$$

9. Мощность, потребляемая от коллекторного источника,

$$P_{\text{к0 max}} = E_{\text{к}} I_{\text{к0}} .$$

10. Требуемая амплитуда напряжения возбуждения

$$U_{\text{мб}} \approx (I_{\text{пк1}} / \alpha_1 S (1 - \cos \theta_{\text{max}})) + DU_{\text{пк}} .$$

11. Напряжение смещения на базе

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

Несущий режим (недонапряженный).

1. Угол отсечки коллекторного тока $\theta_{\text{нес}} = 90^\circ$. Из таблиц для $\theta_{\text{нес}} = 90^\circ$ находим: $\alpha_0 = 0,319$; $\alpha_1 = 0,5$; $\cos \theta_{\text{нес}} = 0$; $\gamma_{1\text{нес}} = 0,5$.

2. Амплитуда напряжения возбуждения

$$U_{\text{мбнес}} = U_{\text{мбmax}} = U_{\text{мб}} .$$

3. Напряжение смещения

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

4. Амплитуда модулирующего напряжения

$$U_{\text{м}\Omega} = E_{\text{б max}} - E_{\text{б нес}} .$$

5. Постоянная составляющая коллекторного тока

$$I_{\text{к0нес}} = \frac{I_{\text{к0max}}}{1 + m_{\text{max}}} .$$

6. Амплитуда тока модулирующего сигнала и мощность, требуемая от модулятора

$$I_{\text{м}\Omega} = \frac{I_{\text{к0max}} - I_{\text{к0нес}}}{\beta_0} ; \quad P_{\text{мод}} = \frac{1}{2} U_{\text{м}\Omega} \cdot I_{\text{м}\Omega} .$$

7. Средняя выходная мощность амплитудного модулятора и средняя мощность рассеяния на коллекторе

$$P_{\sim \text{ср}} = P_{\sim \text{нес}} (1 + 0,5 (\frac{m_{\text{max}}}{r} \sqrt{2})^2) ; \quad P_{\text{кср}} = E_{\text{к}} I_{\text{к0нес}} - P_{\sim \text{ср}} < P_{\text{кдоп}} .$$

3.3. Задание для экспериментального исследования

1. Включить измерительные и контролирующие приборы: высокочастотные вольтметры, осциллограф, звуковой генератор. Прогреть в течение 5...8 минут. Выполнить калибровку вольтметров ВК7-9 (ВУ-15) и выставить ожидаемые пределы измерения. Ручку регулировки уровня выхода звукового генератора ГЗ-109 поставить в крайнее левое положение. Вставить измерительные головки

вольтметров в гнездо Г1, Г2 или Г3 сменного блока для измерения U_{δ} , U_{κ} или U_R . Тумблер S1 на сменном блоке перевести в нижнее положение.

2. Для исследования амплитудного модулятора базовым смещением нажать на сменном блоке кнопку «Б» переключателя.

3. Тумблером «Сеть» включить лабораторный макет. Нажатием клавиш включить источники питания и смещения: «0...30 В», «0..3 В», «Возб». Ручкой «0–30 В» установить напряжение коллекторного питания $E_{\kappa} = 20 \text{ В}$. Ручкой «0–3 В» установить расчетное значение смещения на базе транзистора.

4. Ручкой «Рег. уровня» возбудителя установить расчетное напряжение возбуждения $U_{\delta} = 0.7U_{\text{мб}}$.

5. Произвести настройку коллекторного контура ручкой «Настройка». Оценить величину $\xi = U_{\text{мк}}/E_{\kappa}$. Коэффициент использования должен быть в пределах 0,3 – 0,5. Если он выходит за указанные пределы, переключателем S3 изменить коэффициент включения коллектора в контур и подобрать нужное значение ξ .

Примечание. Следует иметь в виду, что при смене положения переключателя S3 требуется подстройка контура.

6. Снять статическую модуляционную характеристику $U_{\kappa} = \varphi(E_{\text{см}})$ при постоянном напряжении возбуждения U_{δ} . Напряжение смещения изменять от 0,6 до +2 В. Построить график СМХ. Определить амплитуду модулирующего напряжения $U_{\text{м}\Omega}$, соответствующую глубине модуляции $m = 0,7$, сравнить ее с расчетным значением.

7. Установить напряжение смещения $E_{\delta} = E_{\delta \text{ нес}}$ и подать в цепь базы модулирующее напряжение с частотой $F=1 \text{ кГц}$ и амплитудой, определенной в п.7. Зарисовать осциллограмму АМ колебаний с экрана осциллографа.

8. Снять амплитудную модуляционную характеристику $m = f(U_{\Omega})$ на частоте $F=1 \text{ кГц}$. Модулирующее напряжение изменять от 0 до 0,7 В через 0,1 В. По осциллографу измерить максимальный и минимальный размах напряжения (для каждой точки). Построить график АМХ. Глубину модуляции рассчитать по формуле

$$m = (A_{\text{max}} - A_{\text{min}}) / (A_{\text{max}} + A_{\text{min}}).$$

9. Установить модулирующее напряжение с частотой $F = 1$ кГц и амплитудой, соответствующей $m = 0,5$. Снять частотную модуляционную характеристику $m = \varphi(F)$. Амплитуду модулирующего напряжения поддерживать постоянной. Измерения выполнить на частотах $F = 200, 400, 800, 1600, 3200, 6400, 12800$ Гц. Глубину модуляции определить так же, как в п. 8. Построить график.

10. Установить частоту $F = 1$ Гц и модулирующее напряжение, соответствующее $m = 0,6$. Исследовать влияние изменения эквивалентного сопротивления нагрузки по коллекторной цепи на качественные показатели модулятора. Нагрузку менять изменением коэффициента включения переключателем S_3 на два положения в обе стороны от исходного положения. Зарисовать осциллограммы при меньших и больших значениях сопротивления нагрузки.

4. Содержание отчета

1. Принципиальная схема исследуемого модулятора.
2. Результаты расчета амплитудного модулятора.
3. Экспериментальные данные: таблицы, графики, осциллограммы. Краткие выводы по полученным результатам.

5. Контрольные вопросы

1. Дайте определение амплитудной модуляции. Напишите уравнение АМ колебаний. Нарисуйте частотный спектр АМ сигнала.
2. Охарактеризуйте энергетические показатели АМ сигнала.
3. Как осуществляется базовая модуляция смещением? Какой режим и класс работы усилителя следует использовать?
4. Нарисуйте принципиальную схему амплитудного модулятора смещением.
5. Дайте определение статической модуляционной характеристики.
6. Что представляет собой статическая модуляционная характеристика при базовой модуляции? Поясните причины ее нелинейности.
7. Какие характеристики позволяют оценить частотные и нелинейные искажения при амплитудной модуляции?
8. Перечислите способы осуществления АМ в транзисторных передатчиках.

9. Напишите формулы, устанавливающие взаимосвязь токов $I_{\text{нк}}$ и $I_{\text{к0}}$ в амплитудном модуляторе смещением для максимального, минимального, несущего и среднего режимов.

10. Напишите формулы, устанавливающие взаимосвязь мощностей $P_{\sim}$ и P_0 в амплитудном модуляторе смещением для максимального, минимального, несущего и среднего режимов.

11. Напишите формулы, устанавливающие взаимосвязь электронного КПД η_0 в амплитудном модуляторе смещением для максимального, минимального, несущего и среднего режимов.

12. Перечислите основные достоинства и недостатки амплитудного модулятора смещением.

Лабораторная работа № 9 Исследование частотного модулятора на варикапе

1. Цель работы

1. Изучение основных теоретических сведений по частотной модуляции.
2. Освоение метода расчета частотного модулятора на варикапе.
3. Экспериментальное исследование частотного модулятора на варикапе.

2. Теоретическая часть

Частотная модуляция является разновидностью угловой модуляции. Модулирующий сигнал $s(t)$ с помощью частотного модулятора воздействует на частоту высокочастотного колебательного процесса, которая меняется по закону

$$\omega(t) = \omega_0 + k_{\text{чм}} s(t),$$

где ω_0 – центральная частота высокочастотного (ВЧ) колебания, $k_{\text{чм}}$ – коэффициент преобразования частотного модулятора.

Полная фаза ВЧ колебания находится методом интегрирования

$$\psi(t) = \int \omega(t) dt = \omega_0 t + k_{\text{чм}} \int s(t) dt + \varphi_0.$$

Главным требованием к частотному модулятору является независимость коэффициента преобразования от параметров модулирующего сигнала. В этом случае передаваемое сообщение не будет искажаться.

При теоретическом исследовании частотной модуляции используются испытательные модулирующие сигналы. Наиболее простым испытательным сигналом является сигнал синусоидальной формы

$$u(t) = U_{m\Omega} \cos \Omega t.$$

Амплитуда испытательного сигнала должна принадлежать интервалу $[0 \dots S_{\text{пнк}}]$, а частота – интервалу $[\Omega_{\text{min}} \dots \Omega_{\text{max}}]$. Указанные интервалы являются параметрами реального модулирующего $s(t)$.

Подставив формулу испытательного сигнала в выражения для $\omega(t)$ и $\psi(t)$, получим:

$$\begin{aligned}\omega(t) &= \omega_0 + k_{\text{чм}} U_{m\Omega} \cos \Omega t, \\ \psi(t) &= \omega_0 t + \frac{k_{\text{чм}} \cdot U_{m\Omega}}{\Omega} \sin \Omega t + \varphi_0.\end{aligned}$$

Математическое описание частотно-модулированного (ЧМ) сигнала принимает вид

$$i(t) = I_m \cos[\omega_0 t + \frac{k_{\text{чм}} \cdot U_{m\Omega}}{\Omega} \sin \Omega t + \varphi_0].$$

Значения $k_{\text{чм}} U_{m\Omega}$ и $\frac{k_{\text{чм}} \cdot U_{m\Omega}}{\Omega}$ являются амплитудами отклонения частоты и полной фазы ВЧ колебания от своего центрального значения. Они получили названия девиации частоты и индекса модуляции соответственно:

$$\Delta\omega_d = k_{\text{чм}} U_{m\Omega}, \quad \Delta\varphi_{\text{чм}} = \frac{k_{\text{чм}} \cdot U_{m\Omega}}{\Omega}.$$

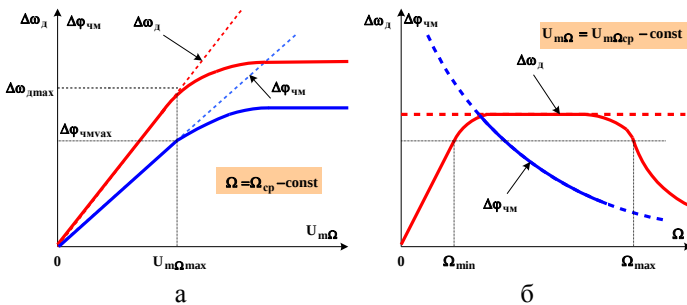


Рис. 9.1. Динамические модуляционные характеристики при ЧМ:
а – амплитудная модуляционная характеристика; б – частотная модуляционная характеристика

На рис. 9.1, а, б показаны зависимости девиации частоты и индекса модуляции от амплитуды и частоты модулирующего сигнала. Эти зависимости называют динамическими модуляционными характеристиками.

Пунктирные линии отображают поведение $\Delta\omega_d$ и $\Delta\phi_{чм}$ для идеальных частотных модуляторов, сплошные линии - поведение тех же параметров у реальных частотных модуляторов. Из рисунков видно, что допустимый диапазон изменения амплитуды и частоты модулирующего сигнала у реальных частотных модуляторов ограничен. Рабочий участок всегда ограничен только линейной частью амплитудной модуляционной характеристики. Параметрами реальных частотных модуляторов являются максимально допустимое значение девиации частоты $\Delta\omega_{d\max}$, максимально допустимая величина индекса модуляции $\Delta\phi_{чм\max}$, максимально допустимая амплитуда модулирующего сигнала $U_{m\Omega\max}$, полоса рабочих модулирующих частот ($\Omega_{\max} - \Omega_{\min}$). С этими параметрами связаны понятия средних значений девиации частоты, индекса модуляции и средней частоты модулирующего сигнала

$$\Delta\omega_{d\text{ср}} = \frac{\Delta\omega_{d\max}}{p} \sqrt{2}, \quad \Delta\phi_{чм\text{ср}} = \frac{\Delta\phi_{чм\max}}{p} \sqrt{2}, \quad \Omega_{\text{ср}} = \frac{\Omega_{\max} - \Omega_{\min}}{2},$$

где p – пик-фактор модулирующего сигнала. Для речевого модулирующего сигнала он принимает значение $p \approx 3.5$.

Теоретические исследования показывают, что спектр частотно-модулированного сигнала бесконечен. Однако основная энергетическая нагрузка ложится на спектральные составляющие, которые группируются около центральной частоты. При ограничении спектральных составляющих ЧМ сигнала по уровню 0.1 от амплитуды немодулированного колебания полоса занимаемых частот определяется соотношением

$$(2\Delta\omega)_{0.1} = 2\Delta\phi_{чм\max} \cdot \Omega_{\max} \approx 2\Delta\omega_{d\max}.$$

При таком ограничении спектра ЧМ сигнала сохраняется 99 % полной энергии сигнала.

При ограничении спектральных составляющих ЧМ сигнала по уровню 0.01 от его амплитуды передается 99.9 % полной энергии, а полоса рассчитывается по формуле Манаева:

$$(2\Delta\omega)_{0.01} = 2(1 + \Delta\phi_{чм\max} + \sqrt{\Delta\phi_{чм\max}}) \cdot \Omega_{\max}.$$

Формулы говорят о широкополосности ЧМ сигнала. Это определяет целесообразность использования частотной модуляции только в диапазонах частот ОВЧ, УВЧ, СВЧ, и чем шире спектр модулирующего сигнала, тем выше частотный диапазон.

Угловая модуляция (частотная или фазовая) обладает рядом существенных преимуществ в сравнении с амплитудной модуляцией.

1. При УМ вся средняя мощность, излучаемая передатчиком, информативна, что обеспечивает предельно большую дальность связи. При АМ информативной является только 4 % средней излучаемой мощности передатчика.

2. Угловая модуляция обладает более высокой помехозащищенностью в сравнении с АМ, и этот показатель повышается с ростом индекса модуляции.

3. При УМ амплитуда ВЧ колебания постоянна. Это обстоятельство позволяет использовать во всех мощных каскадах передатчиков энергетически выгодные режимы работы (критический или ключевой), обеспечивать высокий промышленный КПД и, как следствие, минимальные массогабаритные показатели.

К недостаткам УМ следует отнести более широкую полосу, занимаемую каналом связи.

На практике находит применение большое разнообразие частотных и фазовых модуляторов.

Частотные модуляторы делятся на две группы. К первой группе относятся частотные модуляторы прямого воздействия на частоту ВЧ сигнала. Они выполняются на основе электронно-управляемых автогенераторов.

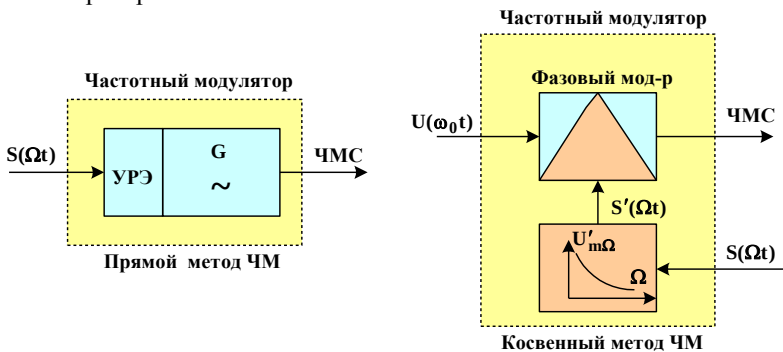


Рис. 9.2. Структурные схемы частотных модуляторов первой и второй групп

Ко второй группе относятся частотные модуляторы, которые воздействуют на частоту колебаний через фазу проходящего ВЧ сигнала с помощью фазовых модуляторов. В их состав входит блок частотных предискажений модулирующего сигнала. Структура частотных модуляторов показана на рис. 9.2.

В данной лабораторной работе исследуется частотный модулятор прямого метода, который выполнен на основе автогенератора с включенным в него электронно-управляемым реактивным элементом (УРЭ) – варикапом.

Варикап – это закрытый полупроводниковый диод. Емкость варикапа представляет собой емкость закрытого р-п – перехода. Величина емкости зависит от уровня приложенного к варикапу запирающего напряжения. Характер изменения емкости варикапа C_v от приложенного напряжения E_k показан на рис. 9.3.

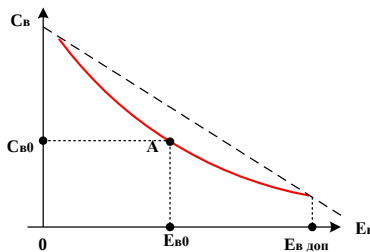


Рис. 9.3. Зависимость емкости варикапа от приложенного к нему напряжения

Как видно из рисунка, зависимость $C_v(E_v)$ нелинейная. Она с достаточной точностью описывается выражением

$$C_v = C_{v0} \cdot m \sqrt{\frac{E_{v0} - \varphi_{\pi}}{E_v - \varphi_{\pi}}},$$

где C_{v0} – емкость варикапа в выбранной рабочей точке E_{v0} ; φ_{π} – контактная разность потенциалов; $m=3$ – для плавного перехода; $m=2$ и 1 – для резкого и сверхрезкого переходов соответственно. Для применения в частотных модуляторах стремятся использовать варикапы с минимально выраженной нелинейностью, т.е. $m=3$ или 2 .

Варикапы включаются в контур АГ. При изменении емкости варикапа меняется емкость контура и его резонансная частота. Частота генерации связана с резонансной частотой контура

аналитической зависимостью, вытекающей из уравнения баланса фаз АГ. При небольших перестройках с достаточной для инженерной практики точностью можно считать, что изменения частоты настройки контура и частоты генерации равны, т.е. $\Delta\omega_0 \approx \Delta\omega_r$.

Влияние емкости варикапа на резонансную частоту контура зависит от способа его включения. Рекомендуется включать варикап в емкостные ветви контура. Некоторые варианты включения варикапа в контур АГ показаны на рис. 9.4 а, б, в, г. Во всех приведенных схемах влияние варикапа на резонансную частоту контура можно отрегулировать с помощью конденсатора $C_{св}$.

В схеме рис. 9.4, б вместо одного варикапа использованы два встречно включенных варикапа. Такое включение варикапов позволяет ослабить конверсию паразитной амплитудной модуляции в паразитную ЧМ. Паразитная АМ может появляться как в самом АГ при осуществлении частотной модуляции, так и за счет изменения нагрузки на автогенератор.

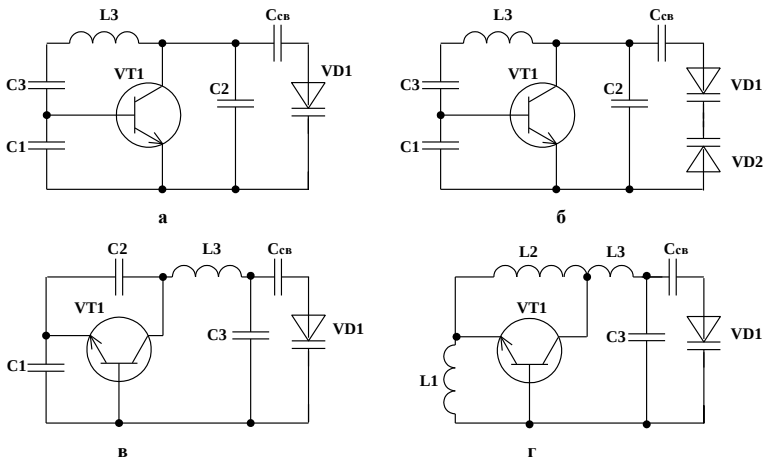


Рис. 9.4 Схемы включения варикапа в контур АГ

При расчетах частотных модуляторов принято использовать понятие относительной девиации частоты, выраженное в процентах:

$$\frac{\Delta\omega_d}{\omega_r} 100\% \approx \frac{\Delta\omega_d}{\omega_0} 100\% .$$

Для систем связи с ЧМ относительная девиация частоты составляет тысячные доли процента. Такое малое значение относительной девиации частоты позволяет использовать при оценке требуемой величины изменения емкости контура АГ следующее соотношение:

$$\Delta C_{\kappa} = 2 \frac{\Delta \omega_{\text{д}}}{\omega_0} C_{\kappa}.$$

Поскольку изменение емкости контура обусловлено только изменением емкости варикапа, то связь между изменениями емкости контура и емкости варикапа устанавливается через коэффициент включения варикапа в контур:

$$\Delta C_{\text{в}} = 2 \cdot p_{\text{в}}^2 \cdot \frac{1}{1 + A} \frac{\Delta \omega_{\text{д}}}{\omega_0} C_{\kappa},$$

где $p_{\text{в}} = \frac{X_{\text{и}}}{p_{\kappa}}$ – коэффициент включения варикапа в контур; $X_{\text{и}}$ –

элемент контура; p_{κ} – волновое сопротивление контура; $A = \frac{C_{\text{в0}}}{C_{\text{св}}}$ –

коэффициент ослабления влияния варикапа на контур за счет конденсатора $C_{\text{св}}$. При $C_{\text{в0}} \ll C_{\text{св}}$ коэффициент A стремится к нулю, и влиянием конденсатора $C_{\text{св}}$ можно пренебречь.

При расчетах ЧМ используется понятие статической модуляционной характеристики, под которой понимают зависимость

$$\Delta \omega_{\Gamma} = (\omega_{\Gamma} - \omega_{\Gamma 0}) = \varphi(E_{\text{в}}).$$

Вид статической модуляционной характеристики (СМХ) представлен на рис.9.5. В целом эта характеристика нелинейная.

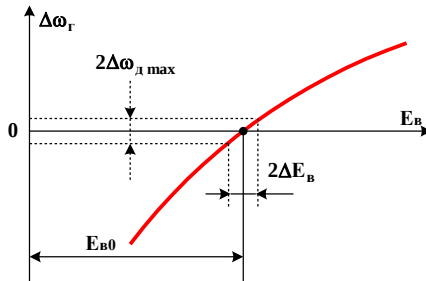


Рис. 9.5. Статическая модуляционная характеристика частотного модулятора с варикапом

Нелинейность СМХ своим появлением в основном обязана нелинейности вольт-фарадной характеристики варикапа. Нелинейность СМХ приводит к появлению нелинейных искажений в процессе модуляции. Предельно допустимый уровень нелинейных искажений всегда регламентирован требованиями ГОСТ и других нормативных документов. В связи с этим для выполнения требований по уровню нелинейных искажений приходится применять определенные меры.

К таким мерам можно отнести следующие:

а. Использовать относительно малый участок СМХ, который можно считать линейным.

Этот вариант показан на приведенном рисунке. Применение его наиболее целесообразно и оправдано при значениях относительной девиации частоты, удовлетворяющих неравенству

$$\frac{\Delta\omega_{\text{дmax}}}{\omega_r} \cdot 100\% < 0.02\% .$$

б. Применять электронно управляемые реактивные элементы с меньшей нелинейностью своих характеристик, например реактивные транзисторы.

в. Выполнять связь варикапа с контуром с помощью частотно-зависимых **L, C, R** цепей. Эти цепи выполняются с таким расчетом, чтобы обеспечить увеличение коэффициента включения варикапа в контур АГ с ростом частоты. Вид и расчет таких цепей приведен в [1]. Этот способ целесообразно применять при работе АГ на фиксированной частоте и значениях относительной девиации частоты, существенно большей указанной выше:

$$\frac{\Delta\omega_{\text{дmax}}}{\omega_r} \cdot 100\% > 0.05\% .$$

г. Использовать двухтактные частотные модуляторы.

Схемы двухтактных частотных модуляторов и принцип их работы приведены и рассмотрены в [1].

При работе варикапа в составе частотного модулятора к нему приложены три напряжения: напряжение смещения $E_{в0}$, соответствующее выбранной рабочей точке, модулирующее напряжение $s(t)$ и высокочастотное напряжение $u(\omega t)$, действующее в точках подключения варикапа к контуру АГ:

$$u_B(t) = E_{в0} + U_{m\Omega} \cos \Omega t + U_{m\omega} \cos(\omega_0 t + \varphi_0) .$$

В процессе работы варикап должен находиться в закрытом состоянии, иметь максимальное пиковое напряжение, действующее на варикапе, не превышающее предельно допустимого уровня $U_{в доп}$, указанного в паспорте, а потери на варикапе – предельно допустимой мощности рассеяния $P_{в доп}$. Указанные условия будут выполняться, если

$$u_{в min} = |E_{в0}| - U_{m\Omega} - U_{m\omega} > 0; \quad u_{в max} = |E_{в0}| + U_{m\Omega} + U_{m\omega} > 0;$$

$$P_{в} = \frac{U_{m\omega}^2}{2r_{в пот}} = \frac{U_{m\omega}^2}{X_{в0}} Q_{в} < P_{в доп},$$

где $X_{в0} = \frac{1}{\omega_0 C_{в0}}$ – сопротивление варикапа на рабочей частоте; $Q_{в}$ – добротность варикапа, взятая из справочника.

3. Практическая часть

3.1. Описание лабораторной установки

Работа выполняется на лабораторной установке, содержащей лабораторный макет с вставленным в него сменным блоком, высокочастотный вольтметр типа ВК7-9 или ВУ-15, двухлучевой осциллограф С1-55, электронный частотомер ЧЗ-33 и звуковой генератор ГЗ-109. В сменном блоке смонтирован частотный модулятор на варикапе. Схема частотного модулятора показана на рис. 9.6.

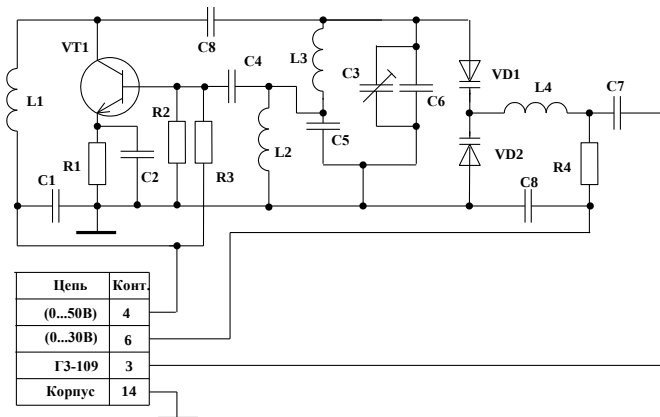


Рис. 9.6. Схема частотного модулятора на варикапе

Автогенератор выполнен на транзисторе КТ-604 по схеме емкостной трехточки. Питание коллекторной цепи осуществляется по параллельной схеме. Отпирающее базовое смещение подается от коллекторного источника с помощью делителя R2, R3. Контур автогенератора образован элементами L3, C5, C6. Параллельно конденсатору контура C6 включен управляемый реактивный элемент, представляющий собой последовательное соединение двух варикапов Д-901 (VD2 и VD3). Такое включение варикапов позволяет ослабить преобразование паразитной АМ в паразитную ЧМ и уменьшить в два раза амплитуду высокочастотного напряжения на каждом из варикапов. Общая управляемая емкость варикапов также уменьшается в два раза.

На катоды варикапов подается регулируемое запирающее постоянное напряжение от источника питания (0 .. 30 В) через R4 и L4. Анод варикапа VD2 по постоянному току соединен с корпусом непосредственно, а анод варикапа VD3 соединен с корпусом через L3 и L2. Катушка индуктивности L2 играет вспомогательную роль. Модулирующее напряжение подводится к катодам варикапов через разделительный конденсатор C7 от звукового генератора ГЗ-109.

В лабораторной установке отсутствуют приборы, измеряющие девиацию частоты и уровень нелинейных искажений, возникающий при ЧМ. Для оценки этих параметров в сменном блоке смонтирован частотный детектор (дискриминатор), связанный с частотным модулятором. Он позволяет выделить передаваемый сигнал и посмотреть его вид на экране осциллографа. Частота настройки частотного детектора фиксирована. Поэтому в схеме АГ частотного модулятора предусмотрена подстройка центральной частоты с помощью конденсатора C3. Он позволяет установить равенство центральной частоты модулятора и центральной частоты детектора. На рис. 9.7 показаны характеристики частотного детектора и вид выделенного детектором сигнала при правильном совмещении центральных частот.

При неправильном совмещении центральных частот выделенный детектором сигнал искажается. Кроме того, выделенный детектором сигнал также будет искажаться, если девиация частоты выходит за пределы линейного участка характеристики частотного детектора.

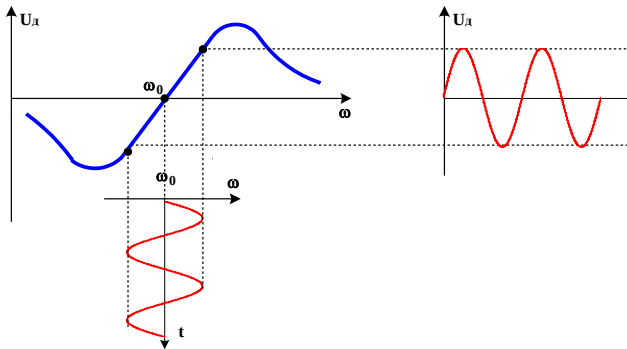


Рис. 9.7. Вид характеристики частотного детектора и выделенного им сигнала при правильном совмещении центральных частот

3.2. Задание для самостоятельной подготовки

1. Изучить теоретический материал, приведенный во 2 части описания, и по литературе [2, 5, 10]. Продумать ответы на поставленные в конце описания контрольные вопросы.

2. Ознакомиться с описанием лабораторной установки.

3. Рассчитать требуемую величину амплитуды модулирующего напряжения $U_{m\Omega}$ и величину коэффициента нелинейных искажений по второй гармонике $k_{2\Omega}$ при $\Delta f_d = 10$ и 40 кГц. Проверить рассчитанный режим на отсутствие превышения предельно допустимых уровней варикапа $U_{в доп}$ и $P_{в доп}$.

Исходные данные для расчета

Параметры контура АГ: $L_3 = 14,4$ мкГн; $C_5 = 1200$ пФ; $(C_6 + C_3) = 100$ пФ. Добротность контура АГ $Q_{xx} \approx 100$.

Амплитуда напряжения на коллекторе $U_{мк} = 18$ В, центральная частота модулятора $f_0 = 4.2$ МГц.

Справочные параметры варикапа: $C_v = 32$ пФ при $E_v = 4$ В; добротность варикапа $Q_v = 30$, $U_{в доп} = 45$ В, $P_{в доп} = 250$ мВт.

Напряжение смещения на варикапе в выбранной рабочей точке $E_{v0} = 18$ В.

Порядок расчета:

а) емкость варикапа в выбранной рабочей точке, $\Phi_{\Pi} = 0.5 \text{ В}$

$$C_{\text{в}0} = C_{\text{в}} \cdot m \sqrt{\frac{E_{\text{в}} - \Phi_{\Pi}}{E_{\text{в}0} - \Phi_{\Pi}}}; \quad m = 1/2;$$

б) общая емкость двух последовательно включенных варикапов

$$C_{\text{в общ}} = C_{\text{в}0}/2;$$

в) емкость контура АГ

$$C_{\text{к}} = \frac{(C_6 + C_3) \cdot C_5}{(C_6 + C_3) + C_5};$$

г) коэффициент включения варикапов в контур АГ

$$p_{\text{в}} = \frac{C_{\text{к}}}{C_6 + C_3};$$

д) емкость контура с учетом влияния емкости варикапов

$$C'_{\text{к}} = C_{\text{к}} + p_{\text{в}}^2 C_{\text{в общ}};$$

е) амплитуда ВЧ напряжения, действующая на варикапе

$$U_{\text{мв}\omega} = \frac{U_{\text{мк}}}{2};$$

ж) требуемая амплитуда модулирующего напряжения и ожидаемый уровень нелинейных искажений определяются по формулам, приведенным в [5]:

$$U_{\text{м}\Omega} = \frac{4E_{\text{в}0} \cdot C'_{\text{к}} \cdot \Delta f_{\text{д}}}{f_0^2 \cdot C_{\text{в общ}}};$$

$$k_{2\Omega} = \frac{3\Delta f_{\text{д}}}{4f_0} \cdot \left[1 + \frac{2C_{\text{к общ}}(1 + m_{\omega}^2)}{p_{\text{в}}^2 C_{\text{в общ}}} \right], \quad m_{\omega} = \frac{U_{\text{мв}\omega}}{E_{\text{в}0}}.$$

з) максимальное и минимальное напряжения на варикапе

$$U_{\text{вmax}} = E_{\text{в}0} + U_{\text{м}\Omega} + U_{\text{мв}\omega} < U_{\text{вдоп}};$$

$$U_{\text{вmin}} = E_{\text{в}0} - U_{\text{м}\Omega} - U_{\text{мв}\omega} > 0;$$

и) мощность потерь на варикапе

$$P_{\text{в пот}} = \frac{U_{\text{мв}\omega}^2 \cdot (\omega_0 C_{\text{в}0})}{2Q_{\text{в}}} < P_{\text{в доп}}.$$

3.3. Задание для экспериментального исследования

1. Включить измерительные и контролирующие приборы: высокочастотные вольтметры, осциллограф, частотомер, звуковой генератор. Прогреть в течение 5...8 минут. Выполнить калибровку вольтметра ВК7-9 (ВУ-15) и выставить ожидаемые пределы измерения. Ручку регулировки уровня выхода звукового генератора ГЗ-109 поставить в крайнее левое положение. Вставить измерительную головку вольтметра в гнездо Г1 сменного блока для измерения U_{κ} .

2. Переключатели П1, П2, П3 на вставном блоке установить в положение "В" (левое положение).

3. Тумблером «Сеть» включить лабораторный макет. Нажатием клавиш включить требуемые источники питания «0...50 В», «0...30 В». Ручкой «0-50 В» установить напряжение коллекторного питания $E_{\kappa} = 20$ В. Ручкой «0-30 В» установить смещение на варикапе **18 В**.

4. По приборам ЧЗ-33 и вольтметру ВК7-9 (ВУ-15) убедиться, что АГ частотного модулятора возбуждился. Записать показания приборов: $U_{\kappa}, I_{\kappa 0}, f_{\Gamma}$. Измерение $I_{\kappa 0}$ осуществляется по прибору **I(0...50В)**. Полное отклонение стрелки соответствуют 25 мА.

5. Снять статическую модуляционную характеристику частотного модулятора $f_{\Gamma} = \Phi(E_{\text{в}})$, а также зависимости $U_{\kappa}, I_{\kappa 0} = \Phi(E_{\text{в}})$, изменяя напряжение на варикапе $E_{\text{в}}$ от 10 В до 25 В через один вольт. Построить графики. Рассчитать глубину паразитной АМ по формуле:

$$m_{\text{АМ}} = \frac{U_{\kappa \text{max}} - U_{\kappa \text{min}}}{U_{\kappa \text{max}} + U_{\kappa \text{min}}} \cdot 100\%.$$

6. По СМХ для $\Delta f_{\text{д}} = 10$ кГц и **40 кГц** определить требуемые значения амплитуд модулирующего напряжения $U_{\text{м}\Omega}$. Полученные значения сравнить с расчетными значениями.

7. По СМХ методом трех ординат рассчитать уровень нелинейных искажений для $\Delta f_{\text{д}} = 10$ кГц и **40 кГц**. Сущность метода трех ординат поясняется рис. 9.8.

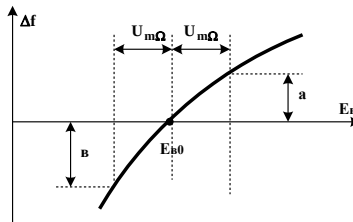


Рис. 9.8. Метод трех ординат. К определению коэффициента нелинейных искажений

Расчет коэффициента нелинейных искажений по второй гармонике выполнить по формуле:

$$k_{2\Omega} = \frac{b - a}{2(b + a)} \cdot 100\% .$$

Полученные результаты сравнить с расчетными значениями.

8. Установить на варикапах $E = 18$ В. Подать модулирующее напряжение с частотой $F = 1$ кГц. Меняя амплитуду $U_{m\Omega}$ ручкой «Руг. выхода» на звуковом генераторе от 0 до 2.5 В, наблюдать с помощью осциллографа форму сигнала на выходе дискриминатора и зарисовать ее. Центральная частота настройки частотного модулятора и частотного детектора должны совпадать.

Примечание. Подстройка центральной частоты модулятора выполняется вращением ротора конденсатора $C3$ (рис. 9.6). При равенстве центральных частот напряжение на выходе дискриминатора $U_d = 0$. Если подстройка выполнена правильно, малые смещения ротора подстроечного конденсатора $C3$ в обе стороны от положения, соответствующего $U_d = 0$, должны приводить к смене полярности выходного напряжения U_d и увеличению его абсолютного значения.

4. Содержание отчета

1. Схема принципиальная электрическая ЧМ.
2. Расчеты согласно п. 3 задания.
3. Результаты экспериментов (таблицы, графики).
4. Выводы.

5. Контрольные вопросы

1. Какая модуляция называется частотной? Ее преимущества перед амплитудной модуляцией.

2. Поясните сущность прямого метода получения ЧМ колебаний.
3. Поясните сущность косвенного метода получения ЧМ колебаний.
4. Как определяется полоса частот, занимаемых спектром ЧМ сигнала?
5. Как связаны между собой девиация частоты и девиация фазы при ЧМ?
6. Объясните принцип получения ЧМ с помощью варикапа.
7. Какие преимущества имеет последовательное включение двух варикапов?
8. Причины появления паразитной АМ в частотном модуляторе на варикапе и способы ее ослабления.
9. Объясните работу частного модулятора, собранного по схеме рис. 9.6.
10. В чем причина появления нелинейных искажений в частотных модуляторах.
11. Какие методы борьбы с нелинейными искажениями вам известны? Поясните их сущность.
12. Нарисуйте спектр ЧМ сигнала с индексами модуляции 0.5 радиана и 3 радиана.
13. Какие электронно-управляемые элементы (УРЭ) Вам известны?
14. Какими принципами руководствуются при выборе УРЭ?
15. Поясните сущность статической модуляционной характеристики и ее назначение.
16. Что понимают под динамическими модуляционными характеристиками? Приведите их графики.

Лабораторная работа № 10

Исследование частотного модулятора на реактивном транзисторе

1. Цель работы

1. Изучение основных теоретических сведений о частотной модуляции и реактивном транзисторе.
2. Освоение метода расчета частотного модулятора на реактивном транзисторе.
3. Экспериментальное исследование частотного модулятора на реактивном транзисторе.

2. Теоретическая часть

Реактивный транзистор (РТ) это электронная схема, включающая в себя транзистор как физический элемент и играющая роль электронно-управляемой реактивности либо емкостного, либо индуктивного вида. Эта схема может быть подключена к контуру автогенератора. В зависимости от типа реактивности РТ его подключают через элемент связи емкостного или индуктивного вида. Смешанное подключение хотя и возможно, но не рекомендуется, поскольку приводит к появлению многоконтурности колебательной системы АГ.

На рис. 10.1 представлена функциональная схема РТ. Поскольку РТ имеет в своем составе АЭ, то для его работы всегда требуется источник питания. На рисунке изображена схема РТ по высокой частоте.

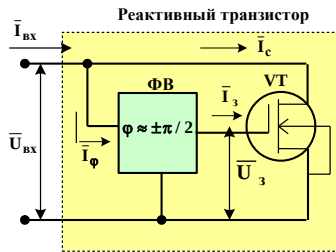


Рис. 10.1. Функциональная схема реактивного транзистора (ФВ – фазовращатель)

Реактивный транзистор по отношению к АГ представляет собой двухполюсник, входная проводимость которого определяется из соотношения

$$\dot{Y}_{вх} = \frac{\bar{I}_{вх}}{\bar{U}_{вх}}.$$

Для того чтобы двухполюсник имел чисто реактивную входную проводимость, необходимо, чтобы фазовый сдвиг между векторами $\bar{I}_{вх}$ и $\bar{U}_{вх}$ составлял $\pm \pi / 2$ (рис.10.2, а, б).

В первом случае входной ток РТ опережает входное напряжение на $\pi / 2$ и реактивный транзистор ведет себя как идеальный конденсатор. Во втором случае входное напряжение опережает входной ток на $\pi / 2$ и поведение РТ эквивалентно

поведению идеальной индуктивности. Под словом «идеальный» здесь понимается элемент без потерь.

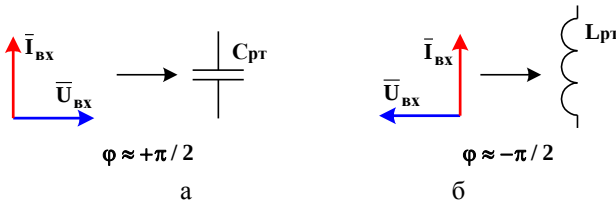


Рис.10.2. Векторные диаграммы идеального РТ

В случае отличия фазового сдвига φ от 90^0 входная проводимость РТ, кроме реактивной, приобретает активную составляющую входной проводимости:

$$\dot{Y}_{\text{вх}} = g + j\mathbf{b} = |\dot{Y}_{\text{вх}}| \cos\varphi + j|\dot{Y}_{\text{вх}}| \sin\varphi$$

и добротность РТ становится величиной конечной

$$Q_{\text{PT}} = \frac{\mathbf{b}}{g} = \operatorname{tg}\varphi.$$

Это означает, что РТ, подключенный к контуру АГ, будет отбирать на себя часть ВЧ энергии автогенератора. Имеют место и другие нежелательные последствия.

Рассмотрим физику работы реактивного транзистора. Из рис.10.1 видно, что для изменения входной реактивности необходимо регулировать величину входного тока. Входное напряжение регулировке не подлежит, поскольку задается АГ. Входной ток РТ $\bar{I}_{\text{вх}} = \bar{I}_{\text{PT}}$ складывается из двух токов: тока стока транзистора $\bar{I}_{\text{c}}$ и входного тока фазовращателя $\bar{I}_{\varphi}$. Ток стока транзистора можно регулировать изменением смещения по затвору. Ток фазовращателя нерегулируемый. Соотношение между токами $\bar{I}_{\varphi}$ и $\bar{I}_{\text{c}}$ целесообразно сделать таким, чтобы входной ток фазовращателя был значительно меньше тока стока, т.е.

$$|\bar{I}_{\varphi}| \ll |\bar{I}_{\text{c}}|.$$

Для реализации этого неравенства необходимо выбирать транзистор с большим коэффициентом усиления по току и большим входным сопротивлением на рабочей частоте. Этому условию наилучшим образом удовлетворяют высокочастотные полевые транзисторы с

изолированным затвором. Реже используют биполярные транзисторы. Большое входное сопротивление транзистора практически не нагружает фазовращатель, а высокочастотность транзистора снижает влияние инерционности носителей заряда на величину фазового сдвига по крутизне тока стока. На основании сказанного можно считать

$$\bar{I}_{\text{вх}} \approx \bar{I}_{\text{с}}.$$

Фаза тока стока транзистора полностью определяется фазой напряжения, действующего на его затворе $\bar{U}_3$:

$$\bar{I}_{\text{с}} = \bar{U}_{\text{вх}} S \cdot e^{-j\Delta\varphi_s}; \quad \Delta\varphi_s = \arctg \frac{\omega_0}{\omega_s}.$$

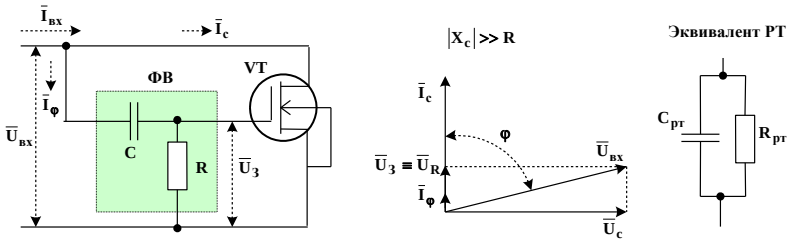
Если рабочая частота ω_0 существенно меньше предельной частоты транзистора по крутизне, то фазовый сдвиг $\Delta\varphi_s$ мал и его влиянием можно пренебречь.

Таким образом, задача фазовращателя заключается в обеспечении требуемого коэффициента передачи по напряжению и повороте напряжения $\bar{U}_3$ относительно входного напряжения $\bar{U}_{\text{вх}}$ на $\pm(\pi/2)$.

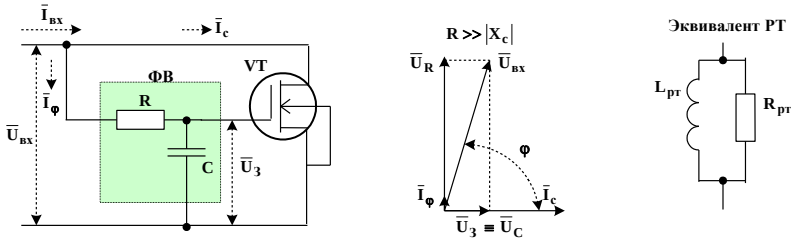
$$\bar{U}_3 = \bar{U}_{\text{вх}} \cdot |k_\varphi| \cdot e^{\pm j\pi/2}.$$

Схемных реализаций фазовращателя на $\pm(\pi/2)$ достаточно много. Чаще всего они выполняются на **R, C, L** элементах. Простейшие фазовращатели обеспечивают поворот на $\pm(\pi/2)$ с определенной погрешностью, другие – эту задачу выполняют с высокой точностью.

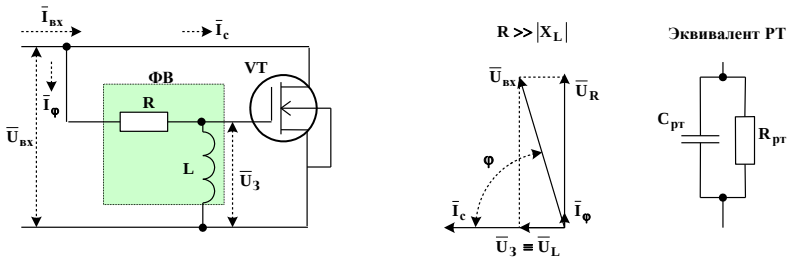
На рис. 10.3 – 10.6 представлены простейшие типы фазовращателей на **R, C** и **R, L** элементах и векторные диаграммы, поясняющие сущность работы реактивного транзистора. Для получения фазовращателем фазового сдвига на $\pi/2$ соотношение модулей сопротивлений элементов ФВ продольного и поперечного плеч должно удовлетворять условию $Z_1 \gg Z_2$.

Рис. 10.3. Схема РТ с ФВ типа **CR**

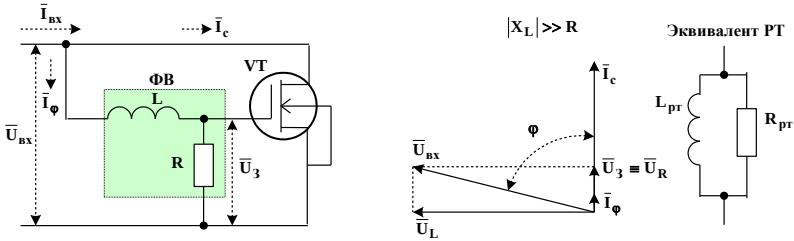
В схеме рис.10.3 элементом Z_1 является конденсатор C , а элементом Z_2 – резистор R .

Рис. 10.4. Схема РТ с ФВ типа **RC**

В схеме рис.10.4 элементом Z_1 является резистор R , а элементом Z_2 – конденсатор C .

Рис. 10.5. Схема РТ с ФВ типа **RL**

В схеме рис. 10.5 элементом Z_1 является резистор R , а элементом Z_2 – индуктивность L , а в схеме рис.10.6 – наоборот.

Рис. 10.6. Схема РТ с ФВ типа **LR**

Векторные диаграммы построены по **единому правилу**:

за исходное направление принято направление входного тока фазовращателя $\bar{I}_\phi$, напряжение на конденсаторе всегда отстает от тока на 90° , а напряжение на индуктивности опережает ток на 90° .

Как видно из представленных векторных диаграмм, фазовый сдвиг ϕ между входным током РТ и входным напряжением меньше $\pi/2$ из-за конечности неравенства $Z_1 \gg Z_2$ для любого типа использованного фазовращателя. По этой причине входная проводимость РТ, кроме реактивной составляющей, имеет активную составляющую проводимости. Это существенный недостаток простейших фазовращателей.

Вторым недостатком простейших типов ФВ следует считать малый коэффициент передачи по напряжению

$$|\dot{k}_u| = \left| \frac{\bar{U}_3}{\bar{U}_{vx}} \right|.$$

Например, для схемы рис.10.3 величина модуля коэффициента передачи определяется из соотношения

$$k_u = \frac{R}{\sqrt{R^2 + X_C^2}}.$$

Принимая во внимание, что $X_C \gg R$, получаем:

$$k_u \approx \frac{R}{X_C} \ll 1.$$

Вид реактивной составляющей проводимости РТ определяется схемой использованного в нем фазовращателя. В схемах рис.10.3 и 10.5 при использовании фазовращателей вида **CR** и **RL**, реактивная составляющая входной проводимости РТ носит емкостный характер.

В схемах РТ рис.10.4 и 10.6, в которых использованы ФВ вида **RC** и **LR**, входная проводимость РТ носит индуктивный характер.

На рис.10.7 представлена схема реактивного транзистора с более сложной схемой фазовращателя, который представляет собой последовательное соединение двух **CR** цепочек.

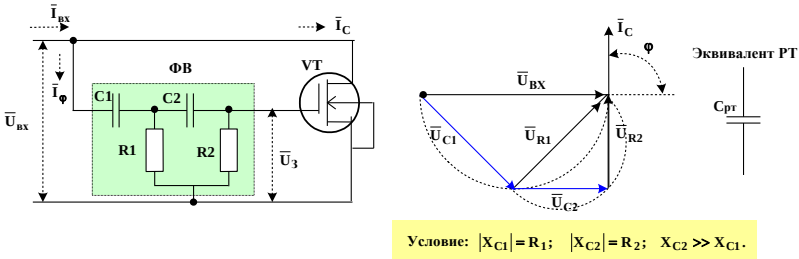


Рис.10.7. Схема РТ с ФВ типа **CR, CR**

Возможности такого ФВ значительно шире. Он позволяет получить фазовый сдвиг φ больше, меньше и равный $\pi/2$. Кроме того, он имеет значительно больший коэффициент передачи по напряжению. В частности, при выполнении условия, указанного на рис.10.7, модуль коэффициента передачи по напряжению составляет $|\dot{k}_u| = 0.5$.

Для выявления количественной оценки величины входной проводимости РТ проведем его аналитическое исследование. Ограничимся анализом реактивного транзистора с фазовращателями **CR** и **RL** типов, при которых РТ играет роль емкости. Однако излагаемый подход справедлив для анализа РТ с любым другим типом ФВ.

При анализе сделаем следующие допущения: 1) входное сопротивление транзистора настолько велико, что его влиянием на ФВ можно пренебречь; 2) ток фазовращателя мал и не оказывает заметного влияния на работу РТ; 3) транзистор VT безынерционен.

Указанные допущения не меняют качественную картину работы РТ, а получаемые количественные соотношения имеют малую погрешность.

Приняв во внимание сделанные допущения и используя основное уравнение генератора, запишем выражение для входной проводимости РТ:

$$\dot{Y}_{\text{PT}} = \frac{\bar{I}_{\text{BX}}}{\bar{U}_{\text{BX}}} \approx \frac{S \cdot \alpha_1(\theta)(1 - \cos \theta) \cdot (\bar{U}_3 - D\bar{U}_c)}{\bar{U}_{\text{BX}}} . \quad (10.1)$$

В этом выражении S – крутизна проходной характеристики транзистора, $\alpha_1(\theta)$ – коэффициент Берга по первой гармонике тока стока, D – проницаемость транзистора по цепи стока.

Если обозначить выражение $\alpha_1(\theta)(1 - \cos \theta) = \gamma_1(\theta)$ и принять во внимание, что отношение $\frac{\bar{U}_3}{\bar{U}_{\text{BX}}} = \dot{k}_\varphi$ является коэффициентом передачи фазовращателя по напряжению, а напряжение на стоке $\bar{U}_c \equiv \bar{U}_{\text{BX}}$, то выражение для входной проводимости реактивного транзистора запишется

$$\dot{Y}_{\text{PT}} \approx S \cdot \gamma_1(\theta) \cdot (\dot{k}_\varphi - D) .$$

Проницаемость маломощных транзисторов обычно мала и составляет тысячные доли единицы. Если пренебречь этой величиной, то выражение (1) принимает очень простой вид

$$\dot{Y}_{\text{PT}} \approx S \cdot \gamma_1(\theta) \cdot \dot{k}_\varphi . \quad (10.2)$$

Запишем выражения для коэффициента передачи по напряжению для фазовращателей **CR** и **RL** типов.

Фазовращатель типа **CR**

$$\dot{k}_\varphi = \frac{R}{R + jX_c} \approx \frac{R}{X_c} \cdot e^{j\varphi}; \quad \varphi = -\arctg \frac{X_c}{R} . \quad (10.3)$$

Поскольку $X_c = \frac{1}{\omega_0 C}$, модуль и фаза коэффициента передачи ФВ принимают вид

$$k_\varphi = RC\omega_0; \quad \varphi = -\arctg(RC\omega_0) . \quad (10.4)$$

Выражение для входной проводимости РТ с фазовращателем **CR** типа (рис.10.3) имеет вид

$$\dot{Y}_{\text{PT}} = S\gamma_1(\theta) \cdot RC\omega_0 \cos \varphi + jS\gamma_1(\theta) \cdot RC\omega_0 \sin \varphi . \quad (10.5)$$

Из (10.5) получаем соотношения для расчета емкости и сопротивления эквивалентной схемы замещения РТ:

$$C_{\text{PT}} = S\gamma_1(\theta) \cdot RC \sin \varphi; \quad R_{\text{PT}} = \frac{1}{S\gamma_1(\theta) \cdot RC\omega_0 \cos \varphi} . \quad (10.6)$$

Фазовращатель типа **RL**

$$\dot{k}_\varphi = \frac{jX_L}{R + jX_L} \approx \frac{X_L}{R} \cdot e^{j\varphi}; \quad \varphi = (\pi - \arctg \frac{X_L}{R}). \quad (10.7)$$

Поскольку $X_L = \omega_0 L$, модуль и фаза коэффициента передачи ФВ определяются выражениями:

$$k_\varphi = \frac{\omega_0 L}{R}; \quad \varphi = (\pi - \arctg(\frac{\omega_0 L}{R})). \quad (10.8)$$

Выражение для входной проводимости РТ с фазовращателем **RL** типа (рис.10.5) имеет вид

$$\dot{Y}_{\text{рт}} = \frac{S\gamma_1(\theta)\omega_0 L}{R} \cdot \cos \varphi + j \frac{S\gamma_1(\theta)\omega_0 L}{R} \cdot \sin \varphi. \quad (10.9)$$

Из (10.9) получаем соотношения для расчета емкости и сопротивления эквивалентной схемы замещения РТ:

$$C_{\text{рт}} = \frac{S\gamma_1(\theta)L}{R} \cdot \sin \varphi; \quad R_{\text{рт}} = \frac{R}{S\gamma_1(\theta) \cdot \omega_0 L \cdot \cos \varphi}. \quad (10.10)$$

Из формул (10.6) и (10.10) следует, что величиной емкости реактивного транзистора можно управлять путем изменения средней крутизны транзистора $S_{\text{cp}} = S\gamma_1(\theta)$. Значение средней крутизны в транзисторе зависит от величины смещения на его управляющем электроде. При работе транзистора **VT** с отсечкой по току стока изменение смещения приводит к изменению θ и, как следствие, $\gamma_1(\theta)$. Из теории АМ смещением известно, что линейный участок функции $\gamma_1(\theta)$ лежит в интервале изменения угла отсечки от 60° до 120° , а середина линейного участка соответствует углу 90° . При этом численные значения функции $\gamma_1(\theta)$ составят:

$$\gamma_1(60^\circ)_{\min} = 0.15, \quad \gamma_1(120^\circ)_{\max} = 0.85, \quad \gamma_1(90^\circ)_0 = 0.5.$$

Требуемые значения напряжения смещения на затворе определяются из соотношения

$$E_{\text{см}} = E'_3 - U_{\text{нб}} \cos \theta$$

и принимают значения

$$E_{\text{см min}} = E'_3 - 0.5U_{\text{нб}}; \quad E_{\text{см 0}} = E'_3; \quad E_{\text{см max}} = E'_3 + 0.5U_{\text{нб}}.$$

Максимальная амплитуда модулирующего напряжения на затворе

$$U_{\text{м}\Omega \text{ max}} = E_{\text{см max}} - E_{\text{см 0}} = 0.5U_{\text{нб}}.$$

Вольт-фарадная характеристика реактивного транзистора имеет вид, представленный на рис.10.8.

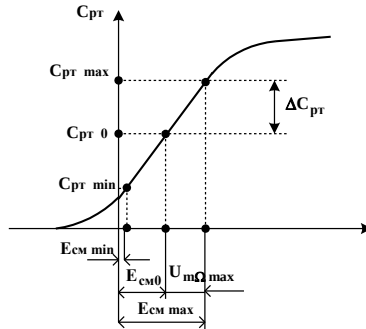


Рис. 10.8. Вольт-фарадная характеристика РТ

Значение емкости РТ в рабочей точке и максимальное отклонение емкости РТ для схемы рис.10.3 от своего среднего значения составят

$$C_{PT0} = 0.5 \cdot S \cdot RC \sin \varphi; \quad \Delta C_{PT\ max} = 0.35 \cdot S \cdot RC \sin \varphi.$$

Статическая модуляционная характеристика (СМХ) частотного модулятора с реактивным транзистором представлена на рис. 10.9.

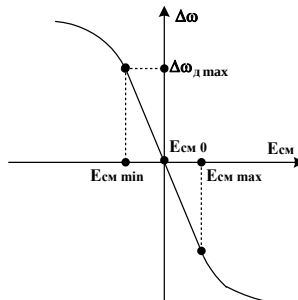


Рис. 10.9. Статическая модуляционная характеристика ЧМ с РТ

В сравнении со СМХ частотного модулятора на варикапе она более линейна, позволяет получить большие значения относительной девиации частоты. Однако имеет место ряд недостатков.

1. Схема частотного модулятора более сложна.

2. Наличие активной составляющей проводимости РТ приводит к появлению паразитной АМ в автогенераторе.

3. Реактивный транзистор является энергопотребляющим устройством. В процессе своей работы он потребляет энергию от источника питания, а также забирает на себя часть ВЧ энергии, которую вырабатывает АГ частотного модулятора:

$$P_{0PT} \approx 0.1 \cdot S U_{\text{нв}} E_c, \quad P_{\sim PT} = \frac{U_{\text{мвх}}^2}{2R_{PT}}.$$

Вся эта энергия выделяется на транзисторе РТ в виде тепла, ухудшает стабильность его параметров и, следовательно, снижает стабильность центральной частоты модулятора.

3. Практическая часть

3.1. Описание лабораторной установки

Работа выполняется на лабораторной установке, содержащей лабораторный макет с вставленным в него сменным блоком, высокочастотный вольтметр типа ВК7-9 или ВУ-15, двухлучевой осциллограф С1-55, электронный частотомер ЧЗ-33 и звуковой генератор ГЗ-109. В сменном блоке смонтирован частотный модулятор на реактивном транзисторе. Схема частотного модулятора показана на рис.10.10.

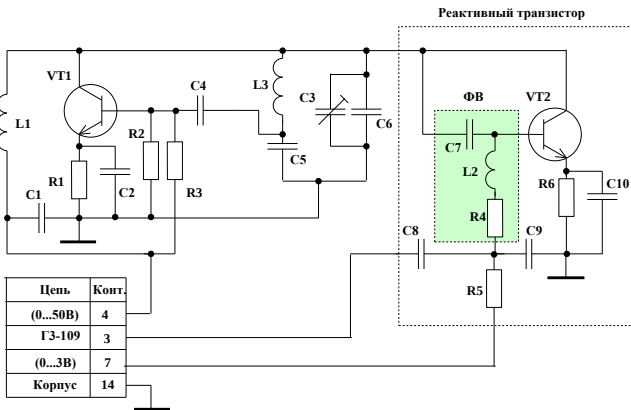


Рис. 10.10. Схема частотного модулятора на РТ

Автогенератор выполнен на транзисторе КТ-605Б по схеме емкостной трехточки. Питание коллекторной цепи осуществляется по

параллельной схеме. Отпирающее базовое смещение подается от коллекторного источника питания с помощью делителя R2, R3. Контур автогенератора образован элементами L3, C5, C6. Параллельно конденсатору контура C6 включен реактивный транзистор с фазовращателем **CR** типа. Питание на коллектор транзистора VT2 поступает от источника (0...50 В), а смещение на базу – от источника (0...3 В). Модулирующее напряжение подводится к базе транзистора VT2 через разделительный конденсатор C8 от звукового генератора Г3-109.

В состав поперечного плеча ФВ кроме резистора R4 включена корректирующая индуктивность L2, поэтому $\dot{Z}_2 = R_4 + jX_{L2}$. Ее задача – обеспечить фазовый сдвиг между входным током и входным напряжением, равным 90° . Векторная диаграмма, поясняющая корректирующие свойства L2, представлена на рис.10.11.

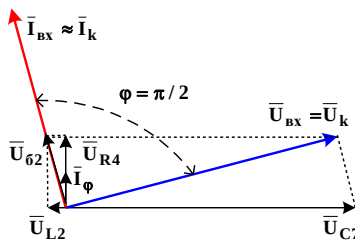


Рис. 10.11. Векторная диаграмма, поясняющая влияние корректирующей индуктивности на фазовый сдвиг φ

Требуемая величина корректирующей индуктивности рассчитывается по формуле

$$L_2 = C_7 R_4^2.$$

В лабораторной установке отсутствуют приборы, измеряющие девиацию частоты и уровень нелинейных искажений, возникающих при ЧМ. Для оценки этих параметров в сменном блоке смонтирован частотный детектор (дискриминатор), связанный с частотным модулятором. Он позволяет выделить передаваемый сигнал и посмотреть его вид на экране осциллографа. Частота настройки частотного детектора фиксирована. Поэтому в схеме АГ частотного модулятора предусмотрена подстройка центральной частоты с помощью конденсатора C3. Он позволяет установить равенство центральной частоты модулятора и центральной частоты детектора. На

рис. 10.12 показаны характеристика частотного детектора и вид выделенного детектором сигнала при правильном совмещении центральных частот.

При неправильном совмещении центральных частот выделенный детектором сигнал искажается. Кроме того, выделенный детектором сигнал также будет искажаться, если девиация частоты выходит за пределы линейного участка характеристики частотного детектора.

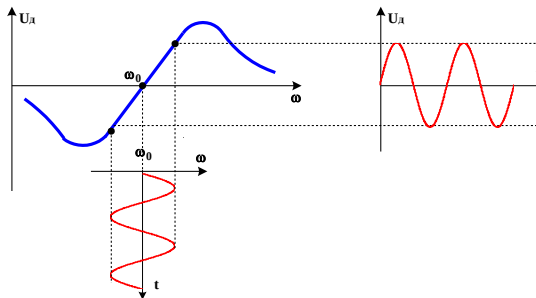


Рис. 10.12. Вид характеристики частотного детектора и выделенного им сигнала при правильном совмещении центральных частот

3.2. Задание для самостоятельной подготовки

1. Изучить теоретический материал, приведенный во 2 части описания, и по литературе [5, 10]. Продумать ответы на поставленные в конце описания контрольные вопросы.

2. Ознакомиться с описанием лабораторной установки.

3. Рассчитать максимальное значение девиации частоты в частотном модуляторе с РТ, требуемую амплитуду модулирующего напряжения $U_{m\Omega}$ и величину коэффициента нелинейных искажений по второй гармонике $k_{2\Omega}$ при Δf_{dmax} .

Исходные данные для расчета

Параметры контура АГ: $f_0 = 4.2 \text{ МГц}$; $L_3 = 14.5 \text{ мкГн}$; $C_5 = 1200 \text{ пФ}$; $(C_6 + C_3) = 100 \text{ пФ}$; $U_{mk} = 18 \text{ В}$.

Параметры реактивного транзистора: элементы фазовращателя

$C_7 = 15 \text{ пФ}$; $R_4 = 200 \text{ Ом}$; транзистор КТ605Б:

$S = 20 \text{ мА/В}$; $C_k = 7 \text{ пФ}$; $\beta_0 = 16$; $E'_0 = 0.5 \text{ В}$;

$f_T = 40 \text{ МГц}$; $E_K = 20 \text{ В}$

Порядок расчета

1. Рассчитываются фазовый сдвиг φ , который обеспечивает ФВ, и значения функций $\sin \varphi, \cos \varphi$.

$$\varphi = \operatorname{arctg} \frac{1}{2\pi f_0 C_7 R_4}.$$

2. Определяются параметры схемы замещения емкости РТ в исходной рабочей точке $E_{cm0} = E'_6$:

$$C_{pt0} = 0.5 \cdot S \cdot R_4 C_7 \sin \varphi; \quad R_{pt} = \frac{1}{0.5 \cdot S \cdot R_4 C_7 \omega_0 \cos \varphi}.$$

3. Определяется максимальное отклонение емкости РТ от своего среднего значения

$$C_{pt0} = 0.35 \cdot S \cdot R_4 C_7 \sin \varphi.$$

4. Рассчитываются амплитуда ВЧ напряжения на базе транзистора и максимальная амплитуда модулирующего сигнала:

$$U_{mb} = U_{mk} \cdot R_4 C_7 \omega_0; \quad U_{m\Omega} = 0.5 U_{mb}.$$

5. Определяется диапазон изменения смещения на базе транзистора

$$E_{cmmin} = E'_6 - U_{m\Omega}; \quad E_{cmmax} = E'_6 + U_{m\Omega}.$$

6. Рассчитывается емкость контура АГ и коэффициент включения РТ в контур

$$C_{св} = (C_3 + C_6) + C_{pt0} + 2C_k; \quad C_{кон} = \frac{C_{св} C_5}{C_{св} + C_5}; \quad p_{pt} = \frac{C_{кон}}{C_{св}}.$$

Здесь $2C_k$ – сумма выходных емкостей транзисторов АГ и РТ.

7. Рассчитываются амплитудное отклонение емкости контура АГ и максимальное значение девиации частоты в АГ:

$$\Delta C_{кон} = p_{pt}^2 \cdot \Delta C_{pt0}; \quad \Delta f_{dmax} = 0.5 \frac{\Delta C_{кон}}{C_{кон}} f_0.$$

8. Мощность, потребляемая реактивным транзистором:

$$P_{pt} \approx 0.1 \cdot S U_{mb} E_k + \frac{U_{mk}^2}{2R_{pt}} < P_{к доп}.$$

3.3. Задание для экспериментального исследования

1. Включить измерительные и контролирующие приборы: высокочастотные вольтметры, осциллограф, частотомер, звуковой генератор. Прогреть в течение 5...8 минут. Выполнить калибровку вольтметра ВК7-9 (ВУ-15) и выставить ожидаемые пределы измерения. Ручку регулировки уровня выхода звукового генератора ГЗ-109 поставить в крайнее левое положение. Вставить измерительную головку вольтметра в гнездо Г1 сменного блока для измерения U_{κ} .

2. Переключатели П1, П2, П3 на вставном блоке установить в положение "РТ" (правое положение).

3. Тумблером «Сеть» включить лабораторный макет. Нажатием клавиш включить требуемые источники питания «0...50 В», «0...3 В». Ручкой «0-50 В» установить напряжение коллекторного питания $E_{\kappa} = 20\text{ В}$. Ручкой «0-3 В» установить смещение на транзисторе РТ 0.5 В.

4. По приборам ЧЗ-33 и вольтметру ВК7-9 (ВУ-15) убедиться, что АГ частотного модулятора возбуждился. Записать показания приборов: $U_{\kappa}, I_{\kappa 0}, f_{\Gamma}$. Измерение $I_{\kappa 0}$ осуществляется по прибору $I(0...50\text{ В})$. Полное отклонение стрелки соответствуют 25 мА.

5. Снять статическую модуляционную характеристику частотного модулятора $f_{\Gamma} = \varphi(E_{\text{см}})$, а также зависимости $U_{\kappa}, I_{\kappa 0} = \varphi(E_{\text{см}})$, изменяя напряжение на РТ $E_{\text{см}}$ от -0,2 до 2 В через 0.2 В (источник питания $\pm 3\text{ В}$). Построить графики. Рассчитать глубину паразитной АМ по формуле

$$m_{\text{AM}} = \frac{U_{\kappa \text{max}} - U_{\kappa \text{min}}}{U_{\kappa \text{max}} + U_{\kappa \text{min}}} \cdot 100\%.$$

6. По СМХ для $\Delta f_{\text{д}} = 10\text{ кГц}$, 40 кГц и $\Delta f_{\text{д max}}$ определить требуемые значения амплитуд модулирующего напряжения $U_{\text{м}\Omega}$. Полученное значение для $\Delta f_{\text{д max}}$ сравнить с расчетным значением.

7. По СМХ методом трех ординат рассчитать уровень нелинейных искажений для $\Delta f_{\text{д max}}$. Сущность метода трех ординат поясняется рис.10.13.

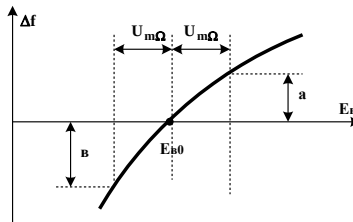


Рис.10.13. Метод трех ординат. К определению коэффициента нелинейных искажений

Расчет коэффициента нелинейных искажений по второй гармонике выполнить по формуле

$$k_{2\Omega} = \frac{в - а}{2(в + а)} \cdot 100\% .$$

8. Установить на базе транзистора РТ $E_{см0} = 0.5$ В. Подать модулирующее напряжение с частотой $F = 1$ кГц. Меняя амплитуду $U_{m\Omega}$ ручкой «Руг. выхода» на звуковом генераторе от 0 до 0,7 В наблюдать с помощью осциллографа форму сигнала на выходе дискриминатора и зарисовать ее. Центральная частота настройки частотного модулятора и частотного детектора должны совпадать.

Зарисовать форму сигнала при трех значениях $U_{m\Omega}$: 0.1 В, 0.7 В, 1.5 В.

4. Содержание отчета

1. Схема принципиальная электрическая ЧМ.
2. Расчеты согласно п. 3 задания.
3. Результаты экспериментов (таблицы, графики).
4. Выводы.

5. Контрольные вопросы

1. Какая модуляция называется частотной? Ее преимущества перед амплитудной модуляцией.
2. Поясните сущность прямого метода получения ЧМ колебаний.
3. Поясните сущность косвенного метода получения ЧМ колебаний.
4. Как связаны между собой девиация частоты и девиация фазы при ЧМ?
5. Объясните принцип получения ЧМ с помощью РТ.

6. Какие преимущества и недостатки имеет ЧМ на РТ в сравнении с ЧМ на варикапе?

7. Причины появления паразитной АМ в частотном модуляторе на РТ и способы ее ослабления.

8. Объясните работу частного модулятора, собранного по схеме рис.10.10. Постройте векторную диаграмму.

9. Какие схемы ФВ используются в РТ? Постройте векторную диаграмму РТ с одной из них (по указанию преподавателя).

10. Какие электронно-управляемые элементы, кроме РТ, вам известны?

11. Какими принципами руководствуются при выборе транзистора для РТ?

12. Поясните сущность статической модуляционной характеристики ЧМ с РТ и ее назначение?

Библиографический список

1. Радиопередающие устройства: учебник для вузов / В.В. Шахгильдян, Б.В. Козырев, А.А. Ляховкин и др.; под ред. В.В. Шахгильдяна. – 3-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 2003. – 560 с.: ил.

2. Устройства генерирования и формирования радиосигналов: учебник для вузов / Л.А. Белов, В.М. Богачев, М.В. Благовещенский и др.; под ред. Г.М. Уткина, В.Н. Кулешова, М.В. Благовещенского. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1994 – 416 с.: ил.

3. Генерирование колебаний и формирование радиосигналов: учеб. пособие / В.Н. Кулешов, Н.Н. Удалов, В.М. Богачев и др.; под ред. В.Н. Кулешова и Н.Н. Удалова. – М.: Издательский дом МЭИ, 2008. – 416 с.: ил.

4. Проектирование радиопередатчиков: учеб. пособие для вузов / В.В. Шахгильдян, М.С. Шумилин, Б.В. Козырев и др.; под ред. В.В. Шахгильдяна. – 4-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 2000 – 665 с.: ил.

5. Проектирование радиопередающих устройств СВЧ: учеб. пособие для вузов / Уткин Г.М., Благовещенский М.В., Жуховицкая В.П. и др.; под ред. Г.М. Уткина. – М.: Сов. Радио, 1979. – 320 с., ил.

6. Структурные схемы передатчиков радиостанций с угловой модуляцией: методические указания к курсовому проектированию / Рязан. гос. радиотехн. ун-т; сост. П.А. Крестов, – Рязань: РГРТУ, 2007. – 40 с.

7. Расчет генератора с внешним возбуждением: методические указания / Рязан. гос. радиотехн. акад.; сост. П.А.Крестов, Н.М. Прибылова; под ред. П.А.Крестова. – Рязань, 2004. 20 с.

8. Автогенераторы и стабилизация частоты колебаний: методические указания / Рязан. гос. радиотехн. ун-т: сост. П.А. Крестов. – Рязань: РГРТУ, 2007. – 32 с.

9. Расчет автогенератора гармонических колебаний: методические указания / Рязан. гос. радиотехн. ун-т: сост. П.А.Крестов, Н.М. Прибылова. – Рязань: РГРТУ, 2009. – 16 с.

10. Передатчик связной радиостанции ч. 1: учеб. пособие, / П.А. Крестов, Е.В. Васильев, – Рязань: РГРТУ, 2012. – 80 с.

11. Передатчик связной радиостанции ч.2: учеб. пособие, / П.А. Крестов, Е.В. Васильев, – Рязань: – РГРТУ, 2014. – 96 с.

Оператор ЭДО ООО "Компания "Тензор"

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ

СОГЛАСОВАНО

ФГБОУ ВО "РГРТУ", РГРТУ, Паршин Юрий Николаевич,
Заведующий кафедрой РТУ

07.07.26 14:04 (MSK)

Простая подпись