

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ
БЮДЖЕТНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ
ВЫСШЕГО ПРОФЕССИОНАЛЬНОГО ОБРАЗОВАНИЯ
«САМАРСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ АЭРОКОСМИЧЕСКИЙ
УНИВЕРСИТЕТ ИМЕНИ АКАДЕМИКА С.П. КОРОЛЕВА
(НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ)» (СГАУ)

Устройства генерирования и формирования сигналов

Научно-образовательный модуль
в системе дистанционного обучения LMS Moodle

Работа выполнена по мероприятию блока 1 «Совершенствование образовательной деятельности» Программы развития СГАУ на 2009 – 2018 годы по проекту «Разработка интерактивных дистанционных курсов по дисциплинам «Лазерные информационные системы», «Устройства генерирования и формирования сигналов», «Биологические системы и технологии»».

Соглашение № 1/29 от 03.06.2013 г.

УДК 681.3.07 (075)
ББК 32.97я7
У-825

Автор-составитель: **Гудков Станислав Анатольевич, Потудинский Александр Анатольевич**

Устройства генерирования и формирования сигналов [Электронный ресурс] : научно-образоват. модуль в системе дистанц. обучения Moodle / М-во образования и науки РФ, Самар. гос. аэрокосм. ун-т им. С. П. Королева (нац. исслед. ун-т); авт.-сост. С. А. Гудков, А. А. Потудинский. - Электрон. текстовые и граф. дан. - Самара, 2013. – 1 эл. опт. диск (CD-ROM).

В состав научно-образовательного модуля входят:

1. Учебные пособия.
2. Пример расчета генератора с внешним возбуждением в пакете MathCAD 14.
3. Методические указания к лабораторным работам.
4. Аттестационные измерительные педагогические материалы (АПИМ).

Научно-образовательный модуль предназначен для студентов радиотехнического факультета, обучающихся по направлению подготовки магистров 210400.68 «Радиотехника», изучающих дисциплину «Устройства генерирования и формирования сигналов» в 9 семестре.

Модуль разработан на кафедре радиотехники.

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ
ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО
ПРОФЕССИОНАЛЬНОГО ОБРАЗОВАНИЯ
«САМАРСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ АЭРОКОСМИЧЕСКИЙ
УНИВЕРСИТЕТ имени академика С. П. КОРОЛЁВА
(национальный исследовательский университет)»
(СГАУ)

АВТОГЕНЕРАТОРЫ

Учебное пособие

Самара 2013

СОДЕРЖАНИЕ

ПРЕДИСЛОВИЕ	3
ВВЕДЕНИЕ	4
ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ И ОПРЕДЕЛЕНИЯ	5
1 ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ АВТОГЕНЕРАТОРОВ	6
1.1 Способы автогенерации, структурные схемы АГ	6
1.2 Параметры автогенераторов	8
1.3 Классификация автогенераторов	8
1.4 Режим самовозбуждения АГ	8
1.5 Стационарный режим автогенератора	10
1.5.1 Баланс амплитуд	12
1.5.2 Характеристики автогенератора	15
1.5.3 Баланс фаз в автогенераторе	27
2 LC-АВТОГЕНЕРАТОРЫ	30
2.1 Трехточечные схемы автогенераторов	30
2.2 Автогенератор с трансформаторной связью	33
2.3 Фазирование автогенератора	35
2.4 Принципиальные схемы трехточечных АГ	36
2.5 Расчет LC-автогенератора	39
3 RC-АВТОГЕНЕРАТОРЫ	39
3.1 Автогенератор с пассивным фильтром в цепи обратной связи	40
3.2 Автогенератор на основе импульсного генератора и активного RC-фильтра	45
4 ДИОДНЫЕ АВТОГЕНЕРАТОРЫ	47
4.1 Схемы диодных автогенераторов	47
4.2 Автогенератор на туннельном диоде	49
4.3 Режим самовозбуждения диодного АГ	50
4.4 Стационарный режим диодного АГ	52
5 СТАБИЛЬНОСТЬ ЧАСТОТЫ АВТОГЕНЕРАТОРА	54
5.1 Основные положения и соотношения	54
5.2 Кварцевые автогенераторы	58
5.2.1 Кварцевые резонаторы	58
5.2.2 Схемы кварцевых автогенераторов	62
5.2.3 Кварцевый автогенератор на гармониках	65
5.2.4 Расчет кварцевого автогенератора	65
5.3 Автогенераторы с резонаторами на поверхностно-акустических волнах (ПАВ)	67
5.4 Синтезаторы частот	69
5.4.1 Синтезаторы частот прямого синтеза	69
5.4.2 Синтезаторы частот косвенного синтеза	71
БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК	75

ПРЕДИСЛОВИЕ

В основу настоящего пособия положены учебники [1,2,3] материал которых переработан и дополнен с учетом требований учебного плана.

Большое внимание уделено краткости и четкости изложения. Особенно это касается определений, формулировок. Представлена инженерная теория автогенераторов, даны примеры построения принципиальных схем, а также практические расчетные соотношения. Рассмотрена тема стабильности частоты автогенераторов и меры для ее повышения. Для RC-генераторов получены на наш взгляд более наглядные соотношения, в теорию диодных генераторов внесены уточнения.

ВВЕДЕНИЕ

Автогенераторы являются источниками первичных колебаний. Они применяются во всех радиотехнических системах в качестве возбудителей передатчиков, источников опорных, эталонных сигналов и являются наиболее ответственными элементами.

Поэтому знания этих устройств необходимы радиоинженеру при разработке, наладке и обслуживанию радиосистем.

В этом учебном пособии рассматриваются автогенераторы до СВЧ-диапазоне, выполняемые по одноконтурным схемам на трех- и двухэлектродных элементах: радиолампах, транзисторах, диодах.

Данное учебное пособие содержит 5 разделов.

В 1 разделе изложена теория автогенераторов, принцип действия, режимы, особенности, свойства.

Раздел 2 посвящен построению схем автогенераторов на реактивных LC-элементах, даются принципиальные схемы, методики их расчета.

В разделе 3 рассмотрены автогенераторы низкочастотного диапазона, выполненные на RC-элементах и операционных усилителях.

В разделе 4 рассмотрены диодные автогенераторы, использующие способ отрицательного сопротивления.

Раздел 5 посвящен способам повышения стабильности автогенераторов. Рассмотрены кварцевые автогенераторы и на резонаторах ПАВ, синтезаторы частот.

ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ И ОПРЕДЕЛЕНИЯ

Электрическое колебание – электрическая величина, периодически изменяющаяся во времени (ток, напряжение, напряжённости электромагнитного поля).

Электромагнитное колебание – периодически изменяющееся во времени электромагнитное поле – частный случай электрического колебания. Далее в тексте будет использоваться термин колебание.

Радиоволна – электромагнитное колебание, распространяющееся по радиоканалу.

Радиоканал – среда распространения радиоволны (свободное пространство, волновод, кабель, провод и т.п.)

Радиосигнал – электрическое колебание, параметры которого изменяются в соответствии с передаваемым сообщением, предназначенное для передачи по радиоканалу.

Генератор – устройство, вырабатывающее (генерирующее) электрические колебания с заданными параметрами, путем преобразования энергии постоянного поля или электрического колебания в электрическое колебание.

Генератор с внешним возбуждением (ГВВ) – генератор, вырабатывающий колебания с заданными параметрами, при воздействии возбуждающего колебания.

Усилитель мощности – ГВВ, частота выходного колебания которого равна частоте входного колебания.

Умножитель частоты – ГВВ, частота выходного колебания которого в целое число раз (n) больше частоты входного колебания.

Автогенератор (АГ) – генератор, вырабатывающий колебания с заданными параметрами без воздействия возбуждающего колебания, т.е. самостоятельно, автономно.

Модулятор (М) – устройство, управляющее колебаниями ГВВ или АГ в соответствии с передаваемым сообщением, путем воздействия на параметры колебаний.

Радиопередатчик (радиопередающее устройство) – устройство, формирующее радиосигнал с заданными параметрами.

Активный элемент (АЭ) – элемент генератора, преобразующий энергию постоянного поля или электрического колебания в электрическое колебание.

Колебательная цепь (КЦ) – элемент генератора, формирующий выходное колебание с заданными параметрами, характеристиками и формой.

1 ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ АВТОГЕНЕРАТОРОВ

Автогенератор АГ (автономный генератор) – устройство, вырабатывающие электрические колебания с заданными параметрами без воздействия возбуждающего колебания, то есть самостоятельно, автономно. Автогенераторы в радиосистеме являются первичными источниками электрических колебаний и часто очень сильно влияют на ее свойства.

Как известно, колебания возникают в колебательной цепи, если ее подключить к источнику постоянного напряжения. Чтобы колебания не затухали их надо усилить, а для этого необходим активный элемент и цепь обратной связи. Независимо от способа генерации в автогенераторе должны быть источник питания, активный элемент, колебательная цепь и положительная обратная связь.

1.1 Способы автогенерации, структурные схемы АГ

Принцип действия электронных автогенераторов, как и других автоколебательных систем – это внесение в автоколебательную систему энергии, в точности компенсирующую рассеяние энергии в нагрузке и в самой колебательной системе. Если это не выполняется, то колебания либо нарастают, либо затухают.

Различают несколько способов автогенерации:

- 1) Способ внешней обратной связи по отношению к активному элементу, работающему усилителем. Внесение энергии в колебательную систему происходит за счет усиления колебаний и обратной связи. Это основной способ автогенерации при использовании трехэлектродных активных элементов (радиолампы, транзисторы).
- 2) Способ внутренней обратной связи внутри активных элементов – способ отрицательного сопротивления. Активный элемент имеет в

этом случае участок вольт-амперной характеристики с отрицательным сопротивлением, т.е.

$$R^- = -\frac{dU}{di}$$

Отрицательное сопротивление имеют туннельный диод, диод Ганна, транзистор в особом включении.

- 3) Автогенерация за счет специфических эффектов в полупроводниках, например, эффект Ганна в ArGa, PnI, пробоя р-п-перехода в лавинно-пролетном диоде ЛПД.
- 4) Автогенерация за счет непосредственного взаимодействия электронов с электромагнитным полем: магнетрон, лампа обратной волны ЛОВ.
- 5) Автогенерация за счет внутренней энергии микрочастиц вещества – квантовые генераторы.

В соответствии с изложенным можно представить две структурные схемы автогенераторов. Схема на рисунке 1.1. а) содержит источник питания ИП, активный элемент АЭ, колебательную цепь КЦ и цепь внешней обратной связи ПОС, в схеме на рисунке 1.1 б) цепь обратной связи находится внутри АЭ.

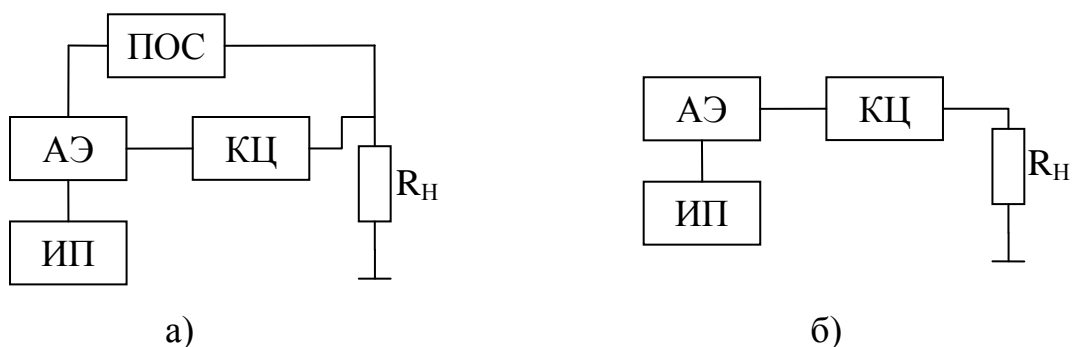


Рисунок 1.1 – Структурные схемы АГ

В данном пособии будут рассмотрены автогенераторы на трехэлектродных элементах и диодные генераторы до СВЧ-диапазона. Следует заметить, что эти автогенераторы основаны на гармониках тока.

1.2 Параметры автогенераторов

Основными параметрами автогенератора являются:

- выходная мощность, $P_{\text{вых}}$
- коэффициент полезного действия, η
- стабильность частоты, $\delta\omega$
- уровень гармоник в выходном колебании, $\frac{P_n}{P_1}$

Так как автогенераторы являются первичными источниками колебаний радиосистем, то часто основным требованием является стабильность частоты, а именно, стабильность первой гармоники. Для повышения стабильности частоты задающего генератора применяют всевозможные меры, о которых речь пойдет ниже.

1.3 Классификация автогенераторов

Классифицировать автогенераторы можно по следующим признакам:

- по типу активного элемента, например, ламповый, транзисторный, диодный и т.п.
- по количеству активных элементов, одноконтурный, двухконтурный и т.п.
- по схемному построению
- по количеству и виду колебательных цепей, одноконтурный, двухконтурный и т.п.
- по типу элементов КЦ - LC, RC-автогенераторы.

1.4 Режим самовозбуждения АГ

Как было уже сказано, что автогенератор основан на гармониках тока (ГВВ с положительной обратной связью), то для него существует все типы

режимов, характерных для ГВВ, особенностью которых является нелинейность.

Поэтому для анализа автогенератора обычно рассматривают два случая: режим самовозбуждения, когда амплитуда колебаний мала и нелинейностью можно пренебречь и установившийся режим, когда систему можно рассматривать применительно к какой-либо гармонике тока, например, к первой.

Рассмотрим режим самовозбуждения для ГВВ охваченного положительной обратной связью, рис.1.2. Колебательная цепь – параллельный контур LCR, цепь обратной связи – четырехполюсник с коэффициентом передачи K.

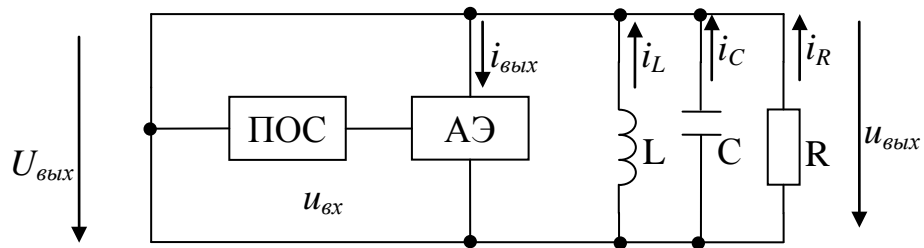


Рисунок 1.2 - К анализу режима самовозбуждения АГ:

Для простоты изложения примем следующие условия:

Цепь ПОС и АЭ по входу не потребляет ток. Параметр АЭ $D = 0, u_{\text{ex}} = Ku_{\text{вых}}$. Согласно схеме рис. 1.2 имеем следующее соотношение:

$$i_{\text{вых}} = i_L + i_C + i_R \quad (1.1)$$

$$i_{\text{вых}} = Su_{\text{ex}}; i_L = \frac{1}{L} \int u_{\text{вых}} dt; i_C = C \frac{du_{\text{вых}}}{dt}; i_R = \frac{u_{\text{вых}}}{R} \dots \quad (1.2)$$

С учетом ПОС подставим (1.2) в (1.1), получим

$$KSU_{\text{вых}} = C \frac{du_{\text{вых}}}{dt} + \frac{1}{L} \int u_{\text{вых}} dt + \frac{u_{\text{вых}}}{R}.$$

Дифференцируя это выражение по t, получим уравнение:

$$\frac{d^2 u_{\text{вых}}}{dt^2} + 2 \left(\frac{1 - SKR}{2RC} \right) \frac{du_{\text{вых}}}{dt} + \frac{1}{LC} u_{\text{вых}} = 0 \text{ или } u''_{\text{вых}} + 2cu'_{\text{вых}} + u_{\text{вых}} = 0,$$

Где $\alpha = \frac{1-SKR}{2RC}$, $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ – частота резонанса КЦ. $\omega_{св} = \sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2}$ -

частота свободных колебаний генератора. $u_{свх} = u_{св} e^{-\alpha t} \sin(\omega_{св} t + \varphi_0)$, α - декремент затухания, если $\alpha > 0$, то колебание затухает, если $\alpha < 0$, то нарастает. Таким образом, для малых амплитуд получим следующее условие самовозбуждения генератора

$$SKR \succ 1 \quad (1.3)$$

Из этого соотношения вытекает условие: для самовозбуждения автогенератора при заданных К и R активный элемент должен иметь отпирающее фиксированное смещение, то есть через АЭ должен протекать начальный ток, обеспечивая необходимую крутизну $S > 0$.

Процесс самовозбуждения АГ следующий: на АГ подается питание, через приоткрытый АЭ начинает протекать начальный ток, колебательная цепь подключается к источнику, в ней начинают нарастать колебания согласно (1.3) и генератор выходит на заданный режим. Отсюда следует: для самовозбуждения автогенератора активный элемент должен иметь положительное (отпирающее) фиксированное смещение.

1.5 Стационарный режим автогенератора

После самовозбуждения генератор в конце концов переходит в стационарный режим. Как и в ГВВ здесь присутствует нелинейность, ток активного элемента является суммой гармоник. Но, если рассматривать задачу применительно к одной гармонике, то она решается просто, если найдены коэффициенты передачи по этой гармонике элементов генератора. На рисунке 1.3 имеем автогенератор в стационарном режиме, содержащий активный элемент АЭ, колебательную цепь КЦ и цепь обратной связи ПОС.

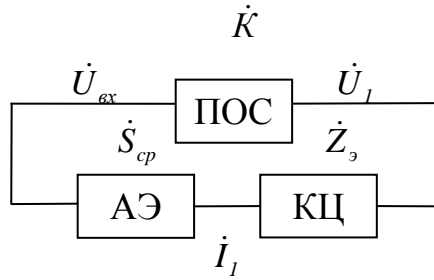


Рисунок 1.3 – схема АГ для стационарного режима

По кольцевой цепи, рисунок 1.3, циркулирует комплексный ток первой гармоники \dot{I}_1 , на выходе КЦ (входе ПОС) действует комплексное напряжение \dot{U}_1 , на выходе ПОС (входе АЭ) действует входное напряжение $\dot{U}_{вх}$ АЭ. Коэффициент передачи АЭ $\dot{S}_{cp} = \frac{\dot{I}_1}{\dot{U}_{вх}}$ – комплексная средняя крутизна определяющая связь между током \dot{I}_1 и $\dot{U}_{вх}$. Колебательная цепь характеризуется комплексным сопротивлением $\dot{Z}_3 = \frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_1}$, а цепь обратной связи $\dot{K} = \frac{\dot{U}_{вх}}{\dot{U}_1}$. Эти параметры и зависимости существуют реально и могут быть определены как расчетом, так и экспериментально.

Исходя их вышеизложенного можно записать три уравнения:

$$\begin{cases} \dot{I}_1 = \dot{S}_{cp} \dot{U}_{вх} - АЭ \\ \dot{U}_1 = \dot{Z}_3 \dot{I}_1 - КЦ \\ \dot{U}_{вх} = \dot{K} \dot{U}_1 - ПОС \end{cases} \quad (1.4)$$

Перемножая эти уравнения, получим комплексно уравнение автогенератора

$$\dot{S}_{cp} \dot{K} \dot{Z}_3 = 1 \quad (1.5)$$

$$\text{где } \dot{S}_{cp} = S_{cp} e^{j\varphi_s}, \dot{K} = K e^{j\varphi_k}, \dot{Z}_3 = Z e^{j\varphi_z} \quad (1.6)$$

подставляя (1.6) в (1.5) получим:

$$S_{cp} K Z_3 e^{j(\varphi_s + \varphi_k + \varphi_z)} = 1, \text{ что равносильно двум уравнениям}$$

$$S_{cp} KZ_{\ominus} = 1 \quad (1.7)$$

$$\varphi_s + \varphi_k + \varphi_z = 2\pi n, \text{ где } n=0,1,2,\dots \quad (1.8)$$

где φ - фазы между векторам $\dot{I}_1 \dot{U}_{ex} \dot{U}_1$, рисунок 1.4.

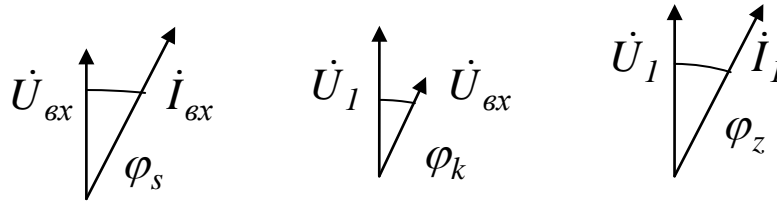


Рисунок 1.4 – Векторные диаграммы АГ

Уравнение (1.7) определяет амплитудные и энергетические параметры автогенератора и носит название-БАЛАНС АМПЛИТУД. Уравнение (1.8) определяет фазовые и частотные параметры автогенератора и называется БАЛАНС ФАЗ. Оба эти соотношения обязательно выполняются, если автогенератор работает. Срыв генерации наступает при невыполнении либо условия самовозбуждения (1.3) либо одного из соотношений (1.7), (1.8) – то есть баланса амплитуд или фаз.

1.5.1 Баланс амплитуд

Уравнения (1.4) имеют смысл для установившегося режима, то есть для одной стационарной точки. Первое из этих уравнений в общем случае нелинейное, так как S_{cp} является функцией U_{ex} . Для амплитуд оно может быть записано так:

$$I_1 = S_{cp}(U_{ex})U_{ex} \quad (1.9)$$

График этого уравнения представлен на рисунке 1.5.

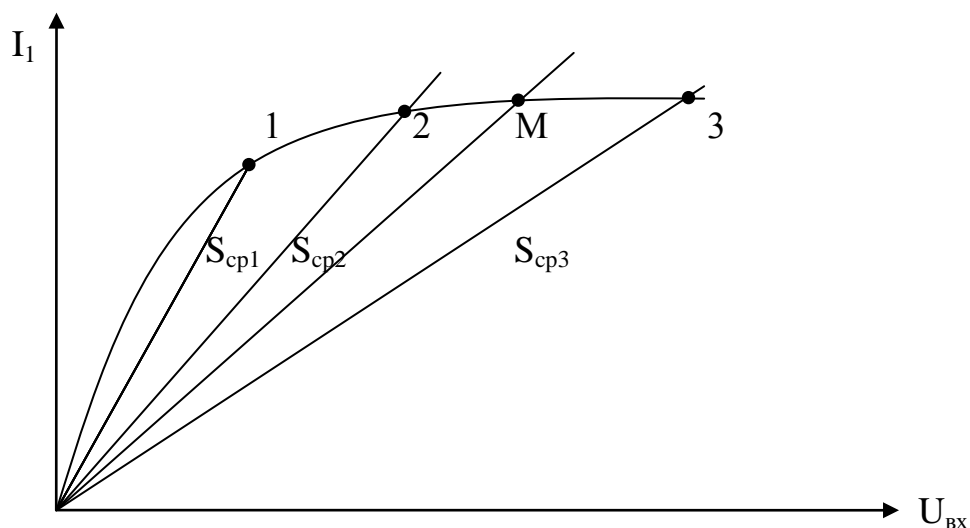


Рисунок 1.5 – колебательная характеристика АГ

Каждая точка этой кривой (1,2,3) может быть точкой стационарного режима, имеющего свою крутизну S_{cp} . В этом случае S_{cp} есть крутизна линии, соединяющей точку стационарного режима (1,2,3) с началом координат. В теории генераторов зависимость амплитуд первой гармоники тока АЭ от амплитуды входного напряжения называется **колебательной характеристикой**. Два других уравнения системы (1.4) являются линейными и могут быть записаны также одним уравнением для амплитуд

$$I_1 = \frac{I}{KZ} \quad (1.10)$$

Это уравнение называют **характеристикой обратной связи**. Точка М пересечения этих двух характеристик определяет стационарный режим автогенератора и его энергетические параметры $I, U_{ex}, U_{вых}, P, \eta$.

С учетом вышеизложенного для схемы генератора, рис. 1.4, можно составить дифференциальное уравнение, аналогичное рассмотренному для режима самовозбуждения. Имеем:

$$i_{вых} = i_L + i_C + i_z, \quad u_{ex} = \dot{K}u_{ex}$$

$$i_{вых} = \dot{S}_{cp}(U_{ex})u_{ex}; \quad i_L = \frac{1}{KL} \int u_{ex} dt; \quad i_C = \frac{C}{\dot{K}} \frac{du_{ex}}{dt}; \quad i_z = \frac{u_{ex}}{\dot{K}Z}, \quad \text{где } u_{ex} - \text{ мгновенное}$$

значение входного напряжения первой гармоники U_{ex} - его амплитуда

$$\dot{S}_{cp}(U_{ex})u_{ex} = \frac{C}{\dot{K}} \frac{du_{ex}}{dt} + \frac{1}{\dot{KL}} \int u_{ex} dt + \frac{u_{ex}}{\dot{KZ}}.$$

Дифференцируя это выражение по t, получим уравнение:

$$\frac{d^2 u_{ex}}{dt^2} + \frac{1}{CZ} [1 - \dot{S}(U_{ex})\dot{KZ}] \frac{du_{ex}}{dt} + \frac{1}{LC} u_{ex} = 0 \quad (1.11)$$

Это уравнение нелинейное, но решение его для гармонических колебаний известно:

$u_{ex} = U_{ex} e^{-\alpha(U_{ex})t} \sin(\omega_{св} t + \varphi(t))$, где $\alpha = \frac{1}{2CZ} [1 - S_{cp}](U_{ex})KZ$, $\omega_{св} = \sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2}$, U_{ex} - функция времени.

В стационарной точке $U_{ex} = U_M$ имеем полученные выше условия, то есть баланс амплитуд и баланс фаз.

$$S_{cp}KZ = 1, \quad \varphi_s + \varphi_k + \varphi_z = 2\pi n, \quad \text{где } n=0,1,2\dots$$

Из анализа уравнения (1.11) следует, что при $S_{cp}KZ > 1$ или $S_{cp} > \frac{1}{KZ}$, $\alpha < 0$ и колебание нарастает, при этом изменяется и S_{cp} (уменьшается), а α увеличивается и стремится к нулю. При $S_{cp}KZ < 1$ или $S_{cp} < \frac{1}{KZ}$, $\alpha > 0$ и колебания затухают.

Рассмотрим устойчивость стационарной точки. Пусть по каким-то причинам амплитуда входного напряжения изменилась $U_{ex} = U_M + \Delta U_{ex}$. Это приведет к изменению средней крутизны $S_{cp}(U_M + \Delta U_{ex}) \approx S_{cp}(U_M) + \frac{dS_{cp}}{dU_{ex}} \Delta U_{ex}$, а, следовательно, изменится и α , то есть амплитуда колебаний будет изменяться по закону $e^{-\alpha t}$.

Если амплитуда увеличилась ($\Delta U_{ex} > 0$), то чтобы она затухала надо иметь $\alpha > 0$ или $S_{cp}(U_{ex}) < S_{cp}(U_M)$, то есть $\frac{dS_{cp}}{dU_{ex}} < 0$. При уменьшении амплитуды ($\Delta U_{ex} < 0$), нужно иметь $\alpha < 0$ или $S_{cp}(U_{ex}) > S_{cp}(U_M)$, то есть также $\frac{dS_{cp}}{dU_{ex}} < 0$.

Таким образом, стационарная точка М является устойчивой при условии

$$\left(\frac{dS_{cp}}{dU_{ex}} \right)_M < 0 \text{ и неустойчивой если } \left(\frac{dS_{cp}}{dU_{ex}} \right)_M > 0.$$

Тем самым мы связали режим самовозбуждения с нелинейным (в общем) режимом установления стационарного режима автогенератора.

Согласно вышеизложенному процесс возникновения и развития колебаний в АГ следующий:

При подаче питания на АГ в силу наличия отпирающего фиксированного смещения на АЭ колебательная цепь подключается к источнику питания и в ней возникают первичные колебания, которые благодаря наличию положительной обратной связи согласно нелинейному уравнению (1.11) нарастают, так как $S_{cp}(U_{ex}) > \frac{1}{KZ}, \alpha < 0$. С развитием колебаний $S_{cp}(U_{ex})$ уменьшается (согласно колебательной характеристике, рисунок 1.5) и процесс приходит в устойчивую стационарную точку М, где

$$S_{cp}(U_{ex}) = \frac{1}{KZ}. \text{ То есть выполняется условие баланса амплитуд, а } \frac{dS_{cp}}{dU_{ex}} < 0.$$

1.5.2 Характеристики автогенератора

При анализе автогенератора используют следующие характеристики: упомянутые выше колебательная характеристика и характеристика обратной связи, характеристика средней крутизны, нагрузочная характеристика и диаграммы срыва и смещения.

Колебательная характеристика – зависимость амплитуды тока I_1 первой гармоники от амплитуды U_{ex} входного напряжения. Может быть двух видов.

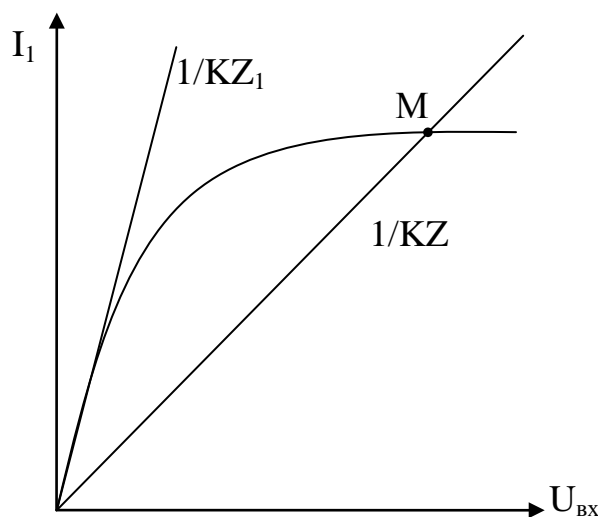


Рисунок 1.6 – Мягкий режим АГ

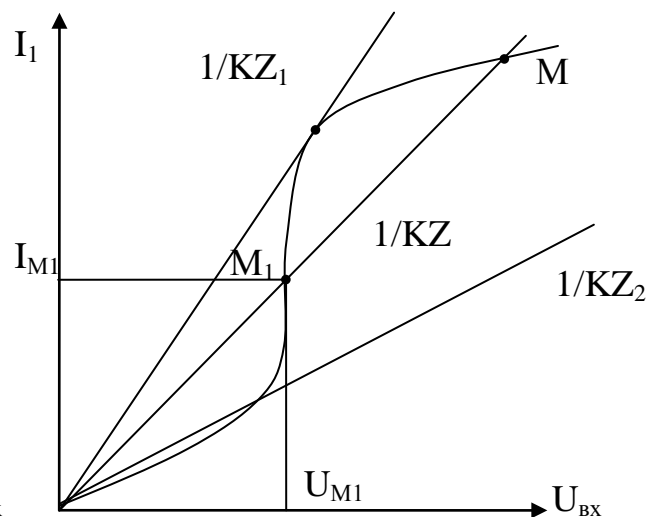


Рисунок 1.7 – Жесткий режим АГ

На рисунках 1.5, 1.6 представлена характеристика, соответствующая отпирающему смещению, то есть при угле отсечки менее 90° . В этом случае имеем одну устойчивую стационарную точку M – точку пересечения характеристик колебательной и обратной связи. При изменении нагрузки получаем новые стационарные точки и, следовательно, нагрузочную характеристику – зависимость тока или напряжения U_{BX} от величины модуля Z_1 , рисунок 1.8. При некотором минимальном значении Z_1 нагрузки происходит срыв генерации, начинается генерация тока при этом же значении Z_1 .

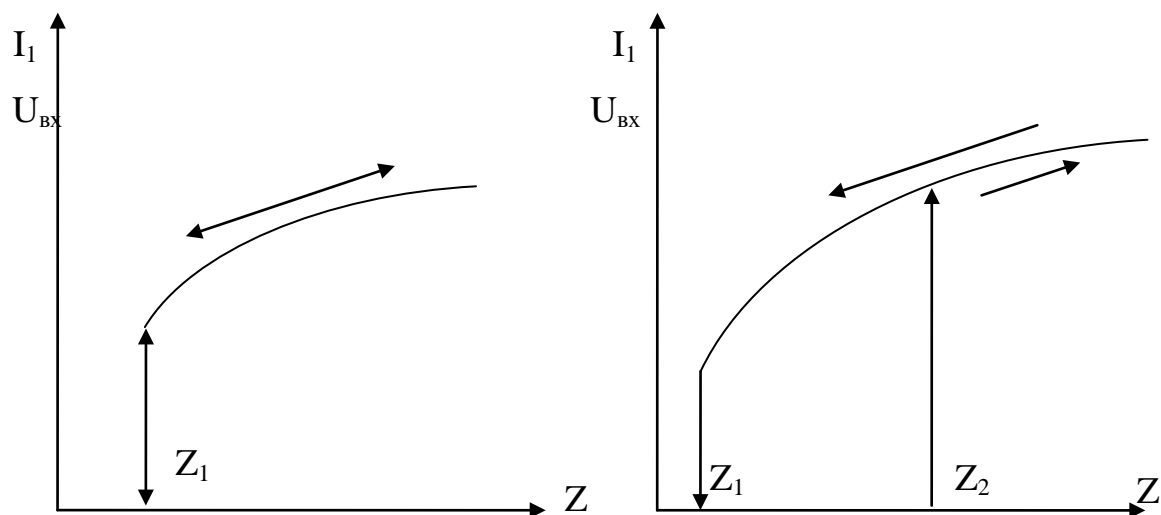


Рисунок 1.8 – Нагрузочная кривая, мягкий режим

Рисунок 1.9 – Нагрузочная кривая, жесткий режим

Такой режим генерации называют **мягким**. Колебательная характеристика (рис. 1.7) соответствует наличию запирающего смещения, угол отсечки более 90^0 . В этом случае получаем две стационарные точки M и M_1 . В точке M $\frac{dS}{dU_{ex}} < 0$ и она устойчива, в точке M_1 , $\frac{dS}{dU_{ex}} > 0$ и она неустойчива, то есть при попадании в эту точку колебания могут нарастать или затухать. Нагрузочная характеристика имеет вид рисунка 1.9. Генерация начинается при некотором большом сопротивлении Z_2 (касательная $\frac{1}{KZ_2}$, рис. 1.7), а срыв генерации происходит при другом сопротивлении Z_1 (касательная $\frac{1}{KZ_1}$, рис. 1.7). Такой режим называется **жестким**, то есть для развития генерации требуется подача начального скачка U_{ex} или I_1 , больших U_{M1} и I_{M1} . Это хорошо видно на характеристике средней крутизны $S_{cp}(U_{ex})$, рис. 1.10.

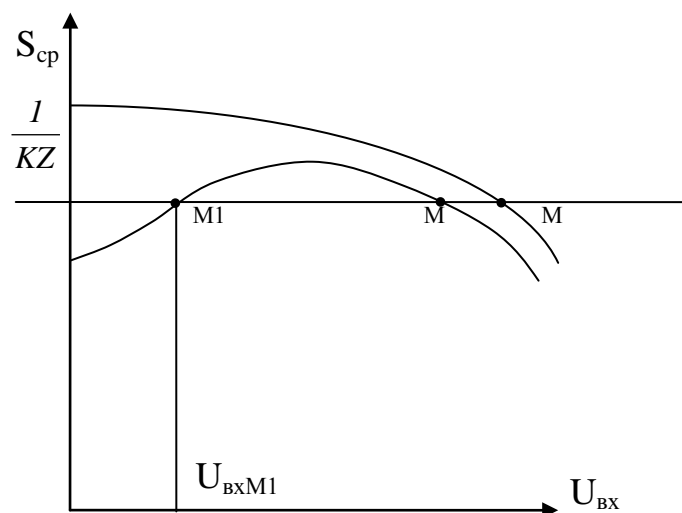


Рисунок 1.10 – Характеристики средней крутизны

Здесь характеристика обратной связи $\frac{1}{KZ}$ - прямая линия, параллельная $U_{\text{вх}}$ (независимая от $U_{\text{вх}}$). Хорошо видны участки $S_{\text{cp}} > \frac{1}{KZ}$, $S_{\text{cp}} < \frac{1}{KZ}$ и критерий устойчивости в точке М $\frac{dS}{dU_{\text{вх}}} < 0$, в точке М₁ $\frac{dS}{dU_{\text{вх}}} > 0$.

Как известно из теории ГВВ оптимальный режим генератора часто получается при угле отсечки $\Theta < 90^\circ$, поэтому желательно, чтобы автогенератор работал в оптимальном режиме. Возникает противоречие: чтобы автогенератор возбудился нужно отпирающее смещение $\Theta > 90^\circ$, а чтобы работать в заданном оптимальном режиме нужно запирающее смещение $\Theta < 90^\circ$. Это противоречие разрешается применением в АГ автоматического смещения, за счет выходного или входного постоянного тока активного элемента.

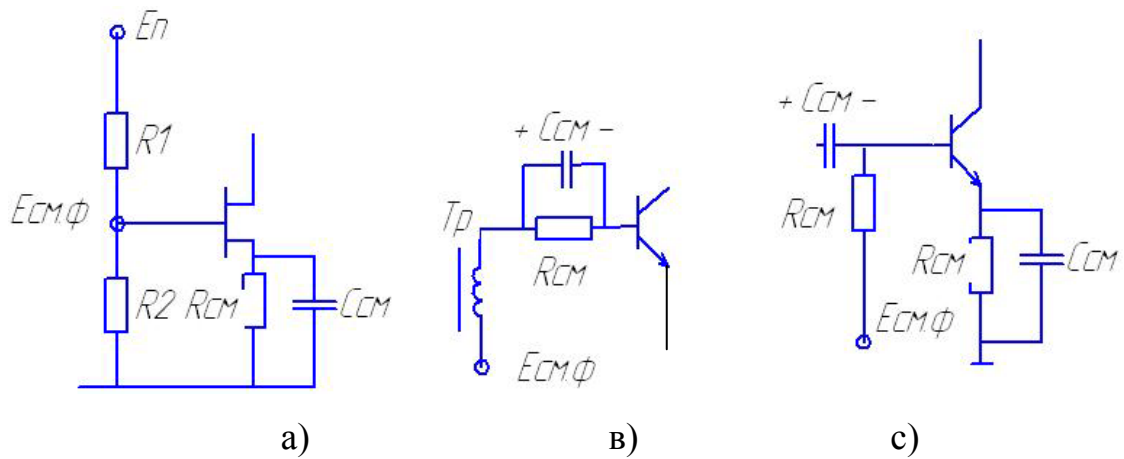


Рисунок 1.11 – Схемы автосмещения АГ

Цепь автоматического смещения содержит два элемента R_{cm} , C_{cm} . На рисунке 1.11 а), с) показано автосмещение за счет выходного тока I_0 , а на рисунке 1.11 в), с) за счет входного тока биполярного транзистора, в) – последовательное, с) – параллельное, где роль C_{cm} играет разделительная емкость.

Работа цепочек R_{cm}, C_{cm} происходит следующим образом. При включении АГ емкость C_{cm} не заряжена и запирающее смещение отсутствует, работает фиксированное смещение $E_{cm,\phi}$ и АГ самовозбуждается, начинают протекать и нарастать токи I_0 , $I_{вх.0}$, а конденсатор C_{cm} начинает заряжаться и в итоге генератор выходит на заданный режим: $E_{cm} = I_0 R_{cm}$ или $E_{cm} = I_{вх.0} R_{cm}$.

Для того, чтобы процесс нарастания колебаний проходил плавно, без скачков тока и перенапряжений цепь автосмещения должна отслеживать скорость нарастания колебаний в колебательной цепи, то есть соблюдать следующее условие:

$$\tau_{cm} \ll \tau_{кц},$$

где $\tau_{cm} = R_{cm} C_{cm}$ - постоянная времени цепи автосмещения,

$$\tau_{кц} = 2R_3C = \frac{2Q}{\omega_0} - \text{постоянная времени КЦ (в данном случае постоянная}$$

колебательного контура).

Кроме того должно соблюдаться условие малого сопротивления $C_{см}$ для переменного тока I_1 :

$$\tau_{см} \gg T_0 = \frac{1}{f_0}.$$

Таким образом, $R_{см}$ выбирается исходя из заданного $E_{см}$:

$$R_{см} = \frac{E_{см}}{I_0}, R_{см} = \frac{E_{см}}{I_{вх.0}}, \text{ а } C_{см} \text{ из соотношений}$$

$$\frac{1}{f_0 R_{см}} \ll C_{см} \ll \frac{2Q}{\omega_0 R_{см}} = 2 \frac{R_3}{R_{см}} C, \quad (1.12)$$

где C – емкость контура.

На рисунке 1.12 показан процесс развития колебаний и что происходит, если не выполнено условие $\tau_{см} \ll \tau_{кц}$.

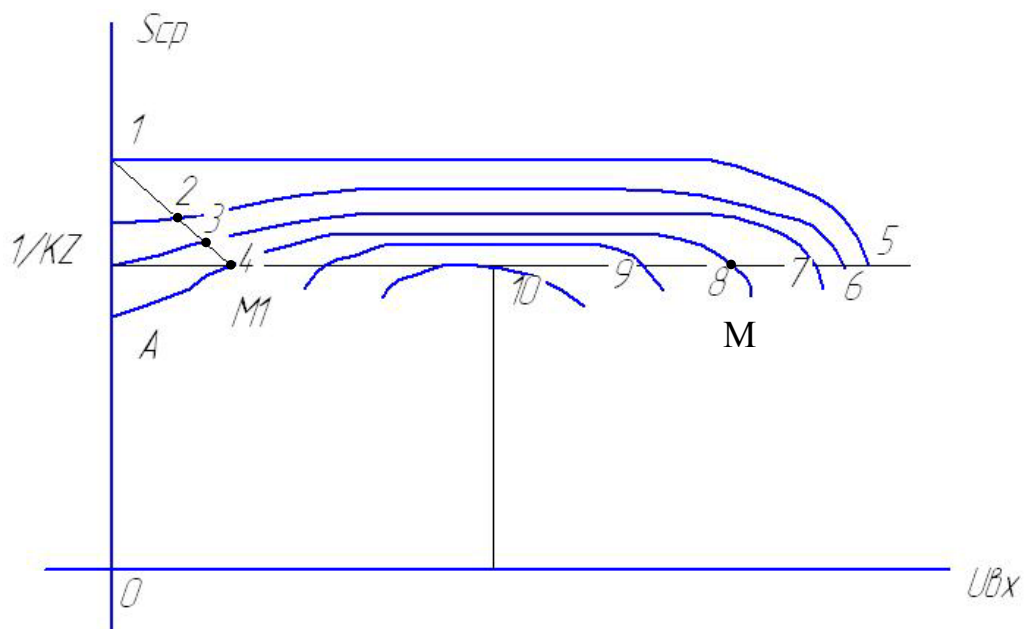


Рисунок 1.12 – Прерывистые колебания в АГ

Пусть расчетный режим соответствует кривой AM_1M , а стационарной точкой выбрана M_1 . При выполнении условия (1.12) процесс идет плавно в

заданную точку 1-2-3-4 (M_1) и все нормально. Если же условие не выполняется (цепь автосмещения запаздывает), то колебания резко возрастают (т. 5), затем по мере заряда $C_{см}$ стационарная точка 5 переходит в 6-7-8-9,10 (ввиду большой амплитуды I_1 и величины I_0 смещение возрастает и характеристика $S_{ср}$ опускается ниже $\frac{I}{KZ}$) и происходит срыв генерации, далее емкость разряжается, происходит самовозбуждение и срыв, то есть возникает режим прерывистой генерации. Если же выбрана точка М, то прерывистой генерации не происходит, но возникает перенапряжение (процесс идет 1-5-6-7-8), но потом генератор переходит в заданный режим (т. М на кривой AM_1M). Следовательно, кроме выполнения соотношения (1.12), желательно правильно выбрать стационарную точку (устойчивую точку М, а не M_1).

Анализ автогенератора при наличии автоматического смещения проводят используя характеристики, которые носят название диаграмма срыва и диаграмма смещения. Это зависимости амплитуды U_{ex} от напряжения смещения $E_{см}$. Рассмотрим эти диаграммы.

Диаграммы срыва.

На рисунке 1.13 представлены входные колебания стационарного режима генератора в поле статических проходных характеристик $i_{ex} = F(e_{ex})$.

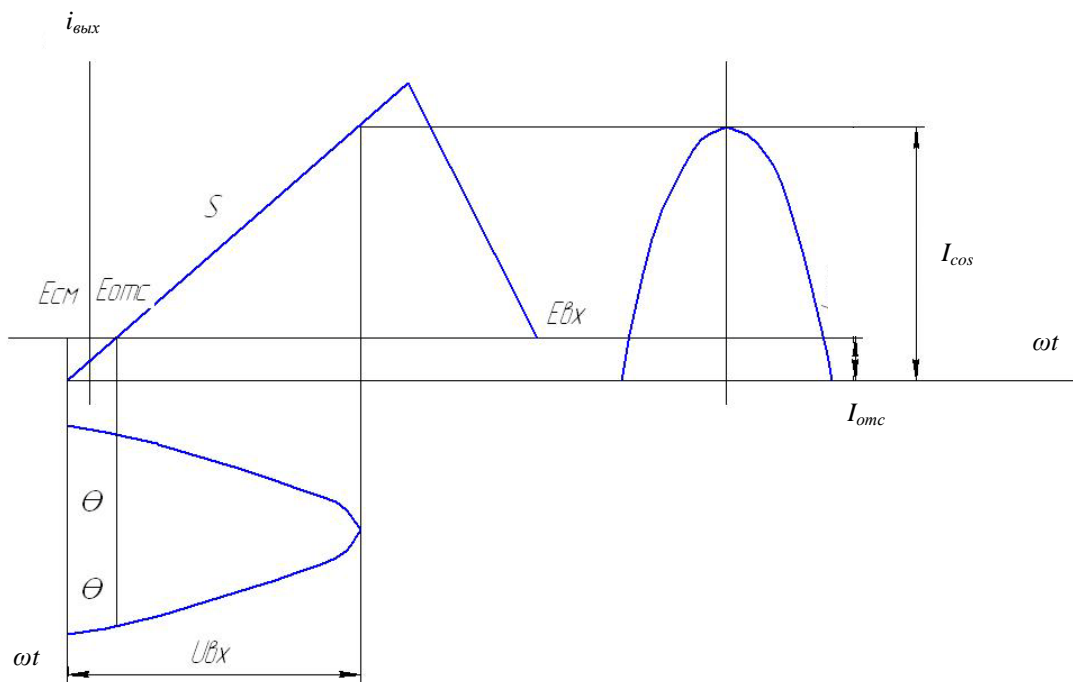


Рисунок 1.13 – Входные колебания АГ

Для простоты примем $\varphi = 0$, тогда $S_{д.пр} = S$. Имеем $I_{cos} = S U_{вх}$, из теории ГВВ $I_1 = \gamma_1 I_{cos} = \gamma_1(\Theta) S U_{вх}$. С другой стороны $I_1 = S_{ср} U_{вх}$, сравнивая эти выражения получаем выражение для определения $S_{ср}$:

$$S_{ср} = \gamma_1(\Theta) S \quad (1.13)$$

Для автогенератора в стационарном режиме имеем:

$$S_{ср} KZ = 1 \text{ или } \gamma_1(\Theta) SKZ = 1, \text{ откуда получим}$$

$$\gamma_1(\Theta) = \frac{1}{SKZ}. \quad (1.14)$$

Из этого выражения следует, что в автогенераторе угол отсечки однозначно определяется сопротивлением нагрузки при постоянных S и K . Из рисунка 1.13 имеем также $U_{вх} \cos \Theta = E_{омс} - E_{см}$, Отсюда получим зависимость $U_{вх}(E_{см})$ или диаграмму срыва:

$$U_{вх} = -\frac{1}{\cos \Theta} (E_{омс} - E_{см}) \quad (1.15)$$

Диаграмма срыва – это зависимость $U_{вх}$ от $E_{см}$ и угла отсечки Θ , определяемого выражением (1.14).

На рисунке 1.14 представлены диаграммы (1.15) при различных значениях SKZ , а, следовательно, и Θ . Крайние значения: $SKZ = 1$, $\gamma_1(\Theta) = 1$, $\Theta = 180^\circ$, $\cos \Theta = -1$ - это линия, исходящая из точки $E_{отс}$ под углом $+45^\circ$; $SKZ = \infty$, $\gamma_1(\Theta) = 0$, $\Theta = 0$, $\cos \Theta = 1$ - это линия, исходящая из той же точки под углом -45° .

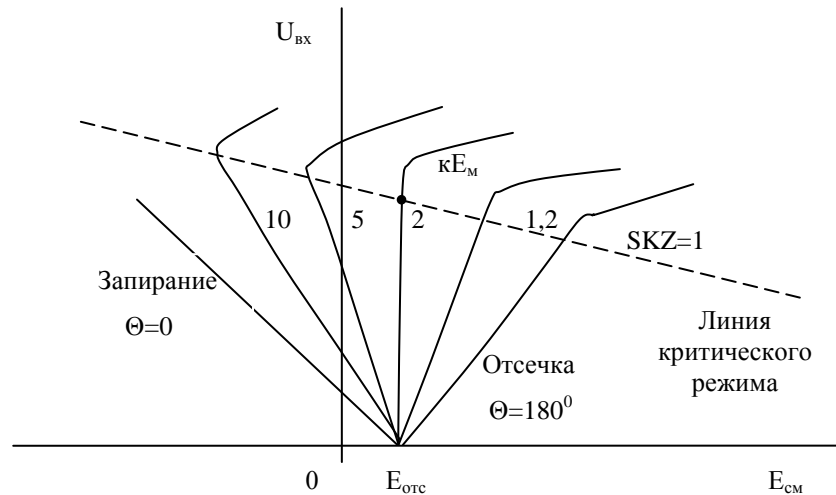


Рисунок 1.14 – Диаграммы срыва АГ

Итак, диаграммы срыва - это пучок прямых, исходящих из точки срыва $E_{см} = E_{отс}$ и идущих под углами, соответствующими величине нагрузки и Θ , до линии критического режима. Линия критического режима проходит под небольшим отрицательным углом через точку $U_{вх} = KE_{II}$ на линии $\Theta = 90^\circ$ ($SKZ = 2$). Для перенапряженного режима аналитических выражений диаграмм срыва нет, получают их экспериментально, идут эти кривые вправо с положительным наклоном ($U_{вх} = E_{см}$). Вправо от линии $\Theta = 90^\circ$ ($SKZ = 2$). Имеем мягкий режим самовозбуждения, влево – жесткий режим – смещение запирающее $E_{см} < E_{отс}$.

Уравнение линии критического режима можно получить из известных из теории ГВВ выражений:

$I_m = S_{kp} (E_{II} - U_{вых}) = SU_{вых} + S(E_{см} - E_{отс})$; подставляя $K = \frac{U_{вых}}{U_{вых}}$, получим:

$$U_{вых} = \frac{KS}{S_{kp} + KS} \left(\frac{S_{kp}}{S} E_{II} - E_{см} + E_{отс} \right); \text{ при } E_{см} = E_{отс} \text{ имеем}$$

$$U_{вых} = \frac{KS_{kp} E_{II}}{S_{kp} + KS} \approx KE_{II}, \text{ так как } KS \ll S_{kp}.$$

Диаграмма смещения.

Диаграмма смещения – это зависимость $U_{вых}$ от $E_{см}$ при известных параметрах цепи смещения.

Рассмотрим смещение по выходу для радиоламп и полевых транзисторов. Имеем следующие выражения:

$$I_o = SU_{вых} \gamma_0(\Theta), \quad E_{см} = -I_o R_{см}, \text{ откуда получим } E_{см} = -SR_{см} \gamma_0(\Theta) U_{вых} \text{ или}$$

$$U_{вых} = -\frac{I}{SR_{см} \gamma_0(\Theta)}, \quad E_{см} = F_1(E_{см}, \Theta). \text{ Имеем также полученную выше}$$

$$\text{диаграмму срыва } U_{вых} = -\frac{I}{\cos \Theta} (E_{см} - E_{отс}) = F_2(E_{см}, \Theta). \text{ Исключая из этих}$$

выражений угол отсечки Θ получим диаграмму смещения $U_{вых} = F(E_{см}, M)$,

где $M = SR_{см}$ - параметр смещения. На рисунке 1.15 показано графическое решение этих уравнений для двух значений M .

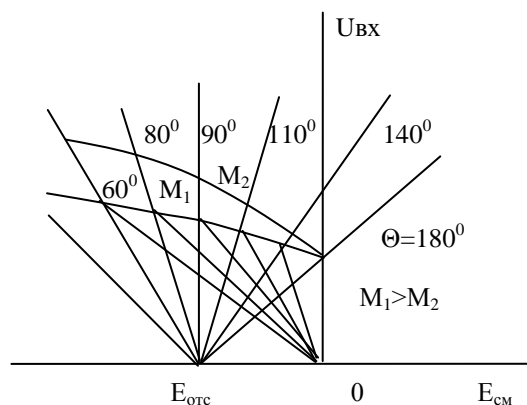


Рисунок 1.15 – Диаграммы смещения по выходному току

Диаграмма смещения исходит из точки $E_{см} = 0$, идет по вертикали до $\Theta = 180^\circ$, далее идет влево по кривой, определяемой параметрами смещением M .

Для смещения по входу биполярного транзистора имеем $I_{вх.0} = S_\delta U_{вх} \gamma_0(0)$, $E_{см} = E_{см.ф} - I_{вх.0} R_{см}$, где $E_{см.ф}$ - фиксированное смещение, откуда получим $U_{вх} = -\frac{E_{см} - E_{см.ф}}{S_\delta R_{см} \gamma_0(\Theta)} = F_1(E_{см}, \Theta)$, $U_{вх} = \frac{1}{\cos\theta} (E_{см} - E_{отс})$.

Исключая из этих выражений угол отсечки Θ получим диаграмму смещения $U_{вх} = F(E_{см}, M)$, (1.16)

где $M = S_\delta R_{см}$ - параметр смещения.

На рисунке 1.16 показано графическое решение этих уравнений.

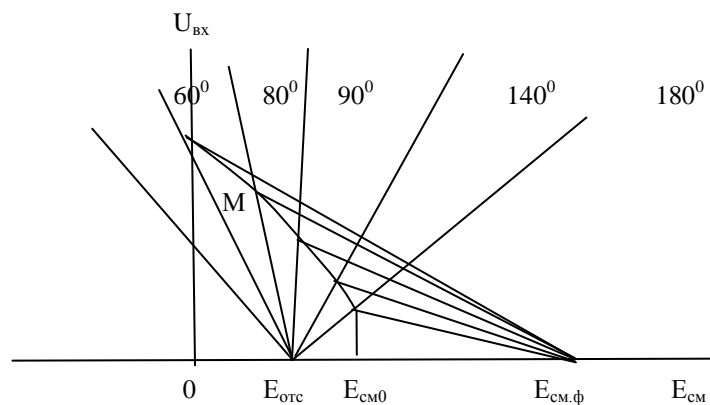


Рисунок 1.16 – Диаграммы смещения по входному току

Здесь диаграмма смещения исходит из точки $E_{см.0}$, идет вертикально до $\Theta = 180^\circ$ и далее влево по кривой, определяемой параметром смещения M .

Диаграмма срыва и диаграмма смещения определяет рабочую точку автогенератора, то есть его энергетические характеристики: $I, U_{вх}, U_{вых}, P, \eta$. С помощью диаграмм смещения и диаграмм срыва легко строится нагрузочная характеристика автогенератора, как показано на рисунке 1.17.

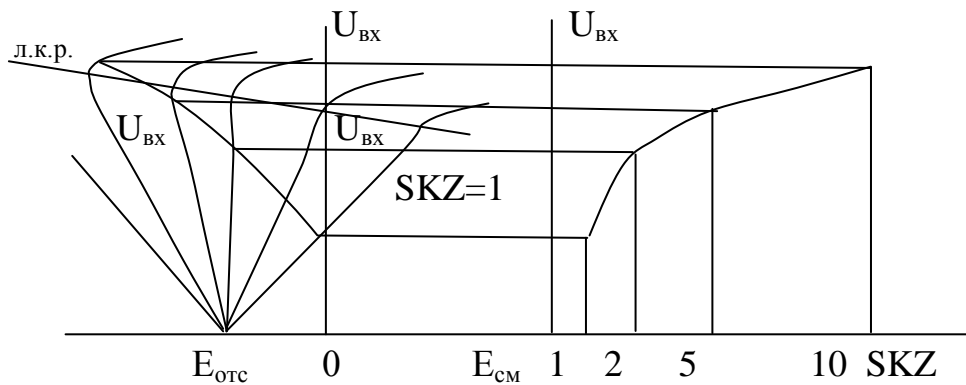


Рисунок 1.17 – Нагрузочная характеристика АГ

На рисунке 1.18 показан режим прерывистой генерации при $\tau_{см} \succ \tau_{к}$. Цикл 0-1-2-3 срыв, 4-5-6-3 срыв и т.д. При $\tau_{см} \prec \tau_{к}$ 0-1-М, работа.

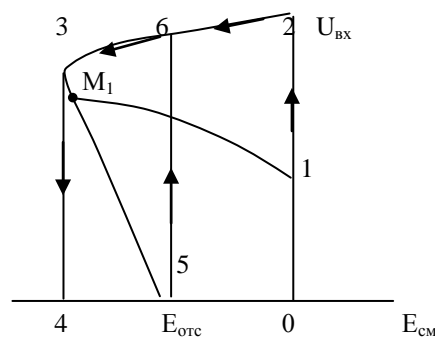


Рисунок 1.18 – Режим прерывистой генерации

Чтобы экспериментально снять диаграмму смещения нужно изменять сопротивление нагрузки, а для снятия диаграмм срыва нужно изменять параметр М или фиксированное смещение $E_{см.ф}$.

1.5.3 Баланс фаз в автогенераторе

В автогенераторе, работающем в стационарном режиме, обязательно выполняется соотношение

$$\varphi_s + \varphi_k + \varphi_z = 2\pi n, \text{ где } n = 0, 1, 2, \dots, \quad (1.17)$$

называемое **балансом фаз**.

Из соотношения (1.17) следует, что сумма фаз на элементах автогенератора всегда кратна 2π . Рассмотрим три случая, рис.1.19.

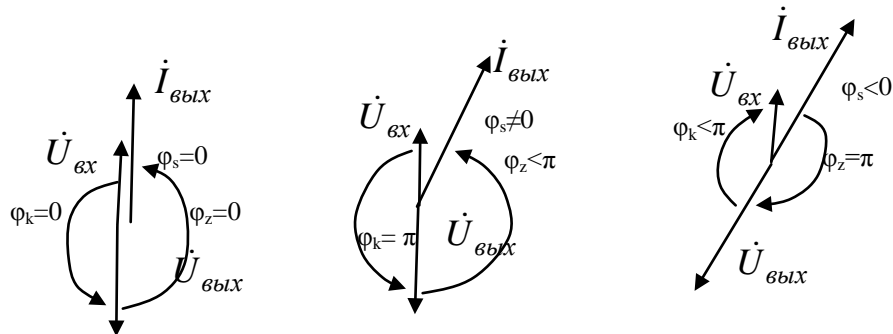


Рисунок 1.19

Автогенератор имеет три элемента: активный элемент, колебательную цепь и цепь обратной связи. В первом случае имеем безынерционный АЭ ($\varphi_s = 0$), колебательную цепь, настроенную в резонанс (сдвиг по фазе $\dot{I}_{\text{вых}}$ и $\dot{U}_{\text{вых}}$, $\varphi_z = \pi$), следовательно, согласно (1.17) в цепи обратной связи имеет место сдвиг по фазе $\varphi_k = \pi$. Во втором случае в активном элементе имеется сдвиг по фазе $\varphi_s \neq 0$, в цепи обратной связи фаза не изменилась, следовательно, по (1.17) произошла расстройка КЦ $\varphi_z < \pi$. В случае 3 при таком же сдвиге φ_s , как и во втором случае, в цепь обратной связи внесён фазовый сдвиг $\varphi_k < \pi$ и КЦ настроена в резонанс $\varphi_z = \pi$.

Таким образом, если в каком-то элементе АГ происходит фазовый сдвиг, то обязательно он отрабатывается в других элементах. При этом изменяется

частота колебаний АГ, которая определяется колебательной цепью, а параметры ее, как известно, сильно зависят от частоты. На рисунке 1.20 представлены зависимости модуля и фазы сопротивления колебательного контура от частоты. Там же представлены суммарные фазовые сдвиги в АЭ и цепи обратной связи φ_{sk} , практически независимые от частоты в области изменений φ_z .

$$Z = \frac{R_s}{\sqrt{1 + Q^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2}}, \varphi = -\arctg Q \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \approx -\arctg 2Q \frac{\Delta\omega}{\omega_0} \quad (1.18)$$

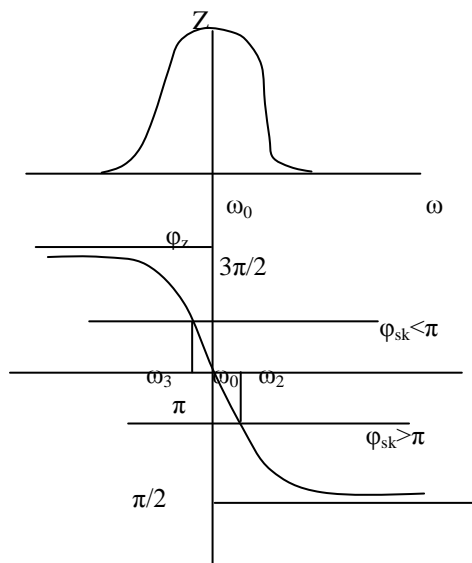


Рисунок 1.20

Для первого случая (рис. 1.19 а) имеем $\varphi_{sk} = \pi$. Согласно балансу фаз $\varphi_z = 2\pi - \varphi_{sk} = \pi$ и частота $\omega_1 = \omega_0$, контур настроен в резонансе. Для второго случая (рис. 1.19 в) $\varphi_{sk} = \pi + \varphi_s > \pi$ и согласно балансу фаз $\varphi_z = 2\pi - \varphi_{sk} = \pi - \varphi_s < \pi$, а частота согласно рис. 1.20 $\omega_2 > \omega_0$. Если же $\varphi_{sk} < \pi$, то согласно балансу фаз $\varphi_z = 2\pi - \varphi_{sk} > \pi$, а частота $\omega_3 < \omega_0$. Для третьего случая (рис. 1.19 с) $\varphi_{sk} = \pi$, $\varphi_z = \pi$, частота $\omega_4 = \omega_0$, контур настроен в резонансе. Расстройка контура $\Delta\omega$ как следует из формул (1.18) тем меньше, чем больше добротность контура Q . Как будет показано ниже

баланс фаз определяет не только частоту автогенератора, но и ее стабильность.

2 LC-АВТОГЕНЕРАТОРЫ

Известно два вида схем одноконтурных автогенераторов на трех электродных активных элементах с колебательной цепью на LC-элементах:

- трехточечный автогенератор;
- автогенератор с трансформаторной связью.

2.1 Трехточечные схемы автогенераторов

В этой схеме АГ – «трехточка» - цепь обратной связи совмещена с колебательной цепью, то есть является частью ее.

В общем виде эквивалентная схема трехточечного АГ представлена на рисунке 2.1. Она содержит активный элемент VT, колебательную цепь – параллельный контур из элементов $jx_1 - jx_3$ и R_3 , цепь обратной связи jx_3, jx_2 или jx_1, jx_2 .

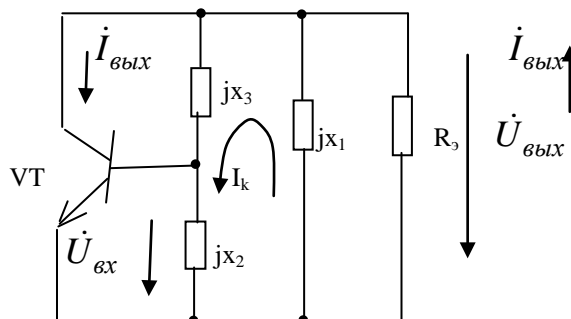


Рисунок 2.1 – Эквивалентная схема трехточечного АГ

Определим комплексные сопротивления колебательной цепи и коэффициент обратной связи, рис. 2.1 :

$$\dot{z}_3 = \frac{\dot{U}_{вых}}{\dot{I}_{вых}} = - \frac{I}{\frac{I}{R_3} + \frac{I}{jx_1} + \frac{I}{j(x_2 + x_3)}} = \frac{R_3 x_1 (x_2 + x_3)}{-x_1(x_2 + x_3) + jR_3(x_1 + x_2 + x_3)}$$

$$\dot{K} = \frac{jx_2}{j(x_2 + x_3)} = \frac{x_2}{x_2 + x_3}$$

При настройке в резонанс имеем $x_1 + x_2 + x_3 = 0$, $\dot{z}_\ominus = -R_\ominus$, $\dot{K} = -\frac{x_2}{x_1}$, где

$$x_1 = -x_2 - x_3; \dot{S}_{cp} = \frac{\dot{I}_{\text{вых}}}{\dot{U}_{\text{ex}}} = S_{cp}.$$

Баланс комплексных амплитуд при резонансе:

$$\dot{S}_{cp} \dot{K} \dot{z} = S_{cp} \left(-\frac{x_2}{x_1} \right) (-R_\ominus) = S_{cp} \frac{x_2}{x_1} R_\ominus = 1.$$

Так как S_{cp} всегда больше нуля, то для выполнения баланса амплитуд необходимо, чтобы сопротивление x_1 и x_2 были одного знака, то есть либо индуктивности, либо емкости.

Таким образом, имеем два вида схем:

- индуктивную «трехточку» ИТ, рис. 2.2а;
- емкостную «трехточку» ЕТ, рис. 2.2 в.

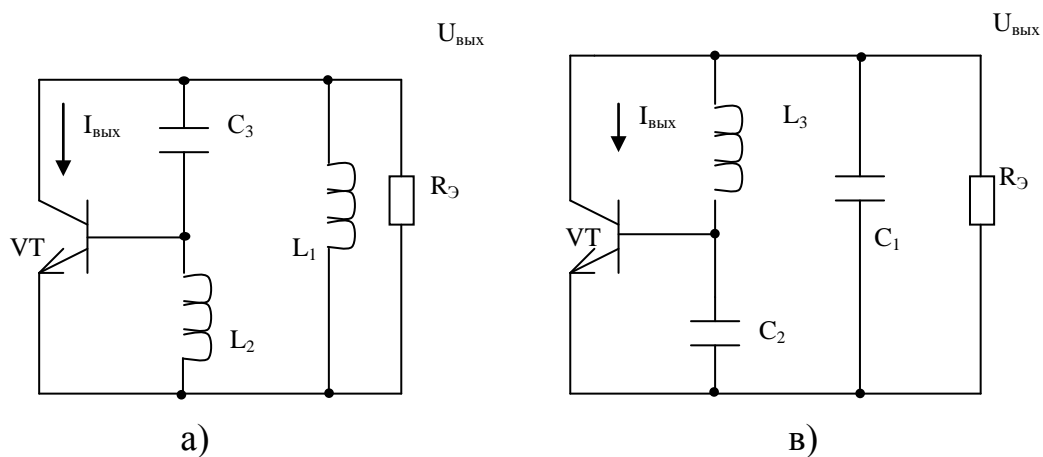


Рисунок 2.2

Добротность колебательной цепи, рис. 2.1, равна отношению контурного тока I_k (при резонансе) к выходному току $I_{\text{вых}}$. Имеем:

$$I_k = \frac{U_{\text{вых}}}{x_1}, I_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{вых}}}{R_\ominus}, Q = \frac{I_k}{I_{\text{вых}}} = \frac{R_\ominus}{x_1}. \quad (2.1)$$

Из сравнения схем, рис. 2.2 видно, что индуктивная трехточка имеет 2 навесных элемента – индуктивности L_1 и L_2 , а емкостная один - L_3 . Следовательно, АГ на ЕТ более компактный, чем на ИТ. Кроме того цепь

обратной связи ЕТ представляет собой фильтр нижних частот L_3C_2 , в а ИТ – фильтр верхних частот. Следовательно, подавление высших гармоник в схеме ЕТ лучше, чем в ИТ, то есть лучше качество выходного напряжения при той же добротности.

Рассмотрим далее влияние обратной связи на баланс фаз. На рисунке 2.3 представлена более подробная схема трехточечного генератора с учетом активного входного сопротивления активного элемента.

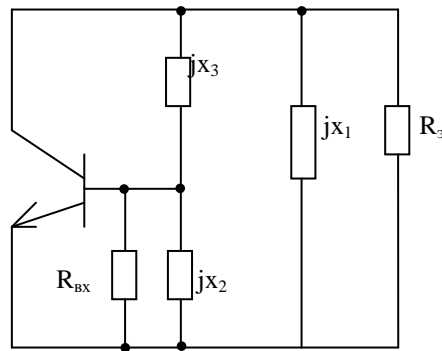


Рисунок 2.3

Определим комплексный коэффициент обратной связи:

$$\dot{K} = \frac{\dot{Z}_{\text{ex}}}{\dot{Z}_{\text{ex}} + jx_3}, \text{ где } \dot{Z}_{\text{ex}} = \frac{R_{\text{ex}} jx_2}{R_{\text{ex}} + jx_2},$$

$$\dot{K} = \frac{R_{\text{ex}} jx_2}{R_{\text{ex}} jx_2 + R_{\text{ex}} jx_3 - x_2 x_3}.$$

$$\text{Определим фазу } \dot{K}: \varphi_k = -\arctg \frac{x_3}{R_{\text{ex}} \left(1 + \frac{x_3}{x_2}\right)} = -\arctg \frac{x_\sigma}{R_{\text{ex}}}, \quad (2.2)$$

где $x_\sigma = \frac{x_2 x_3}{x_2 + x_3}$ - сопротивление «рассеяния».

Из условия резонанса имеем $|x_3| = |x_1| + |x_2|$, следовательно, $|x_3|$ всегда больше $|x_2|$, $|x_3| \succ |x_2|$ и знак x_σ определяется знаком x_2 , а знак фазы определяется x_3 .

Для емкостной трехточки имеем: $x_2 < 0, x_3 > 0$, следовательно, $\varphi_k > 0$, то есть она компенсирует в какой то степени сдвиг фаз в активном элементе, который обычно отрицательный, $\varphi_s < 0$.

Для индуктивной трехточки наоборот, $x_2 > 0, x_3 < 0$ и $\varphi_k < 0$, что добавляет к сдвигу в АЭ.

Из сравнения схем ЕТ и ИТ видно, что ЕТ лучше по всем параметрам:

- 1) более компактная;
- 2) меньше уровень высших гармоник в выходном напряжении;
- 3) цепь обратной связи имеет положительный фазовый сдвиг, что компенсирует отрицательный фазовый сдвиг в АЭ.

2.2 Автогенератор с трансформаторной связью

Классическая схема АГ с трансформаторной обратной связью представлена на рисунке 2.4. Она содержит активный элемент VT, колебательную цепь – параллельный контур LC, где L – индуктивность первичной обмотки трансформатора Тр, а вторичная обмотка образует цепь обратной связи. Питание АГ – последовательное.

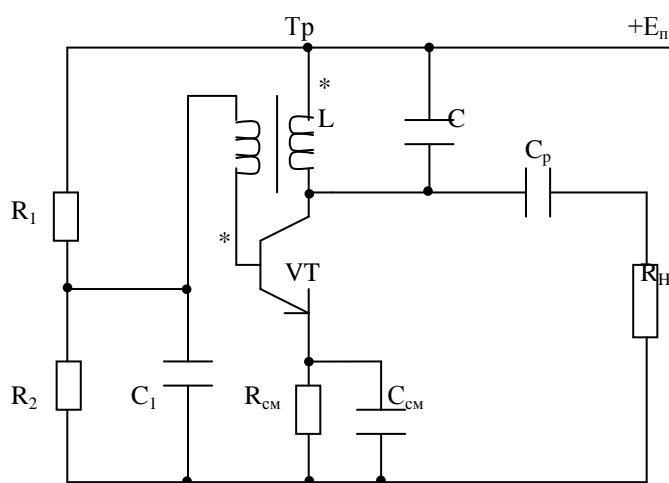


Рисунок 2.4 – АГ с трансформаторной связью

Кроме того АГ содержит цепь фиксированного смещения $R_1 R_2 R_{cm}$, обеспечивающую отпирающее смещение цепь автоматического смещения по выходу $R_{cm} C_{cm}$. Для этой схемы на биполярном транзисторе может быть выполнена также цепь автоматического смещения по входу $R_1 R_2 C_1$, где $R'_{cm} = R_1 // R_2$, $C'_{cm} = C_1$. Положительная обратная связь обеспечивает соответствующим звездочкам * подключением вторичной обмотки к АЭ.

Рассмотрим цепь обратной связи в АГ с трансформаторной связью. Как известно, в трансформаторе есть индуктивность рассеяния L_p , которая согласно эквивалентной схеме трансформатора включена последовательно с вторичной обмоткой, рис. 2.5. Тем самым имеем фазовый сдвиг в цепи обратной связи такой же как в индуктивной трехточке $\varphi_k = -\arctg \frac{x_\sigma}{R_{ex}}$, где x_σ - сопротивление рассеяния $x_\sigma = \omega_0 L_p$, то есть фаза обратной связи отрицательная. Так как $L_p \ll |K|L$, то x_σ в этой схеме меньше, чем x_σ в индуктивной трехточке, где

$$x_\sigma = \frac{x_2 x_3}{x_2 + x_3} = -\frac{x_2 x_3}{x_1} = (x_1 + x_2) \frac{x_2}{x_1} = \omega_0 (L_1 + L_2) |K| = \omega_0 L |K|.$$

Также здесь лучше подавление гармоник.

Очень часто вместо индуктивной трехточки используют схему с автотрансформаторной связью (рис. 2.6), похожую на индуктивную трехточку, рис. 2.2а.

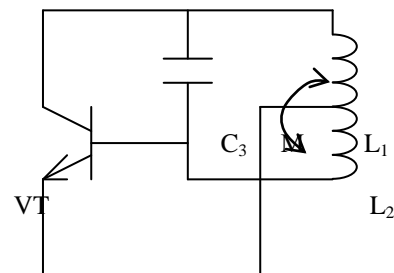
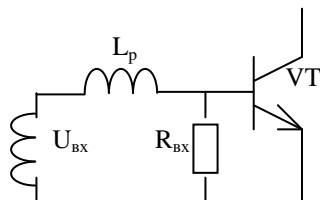


Рисунок 2.5

Рисунок 2.6 – АГ с автотрансформаторной связью

Эта схема за счет жесткой обратной связи имеет свойства АГ с трансформаторной связью, то есть имеет меньший фазовый сдвиг и лучшую фильтрацию гармоник.

2.3 Фазирование автогенератора

Как следует из вышеизложенного обратная связь вносит фазовый сдвиг φ_k положительный (ЕГ) или отрицательный (ИГ, с трансформаторной связью). Следовательно, это может привести в расстройке колебательной цепи (контура) относительно резонансной частоты. Для того, чтобы не было этой расстройки применяют так называемое «фазирование» АГ, то есть последовательно с входом активного элемента включают реактивный элемент jx , как показано на рисунке 2.7.

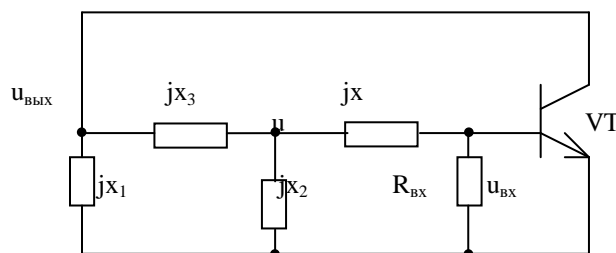


Рисунок 2.7

Определим коэффициент обратной связи $\dot{K} = \frac{u_{\text{вх}}}{u_{\text{вых}}}$ в этом случае:

$$\frac{u_{\text{вых}} - u}{jx_3} = \frac{u}{jx_2} + \frac{u_{\text{вх}}}{R_{\text{вх}}}, \quad \frac{u - u_{\text{вх}}}{jx} = \frac{u_{\text{вх}}}{R_{\text{вх}}};$$

Решая эту систему уравнений получим:

$$\dot{K} = \frac{1}{\left(1 + \frac{x_3}{x_2}\right) \left(1 + j \frac{x}{R_{\text{вх}}}\right) + j \frac{x_3}{R_{\text{вх}}}} = \frac{1}{\left(1 + \frac{x_3}{x_2}\right) + j \left[\left(1 + \frac{x_3}{x_2}\right) \frac{x}{R_{\text{вх}}} + \frac{x_3}{R_{\text{вх}}}\right]}$$

Определим сдвиг фаз в цепи обратной связи:

$$\varphi_k = -\arctg \frac{x + \frac{x_3 x_2}{x_3 + x_2}}{R_{ex}} = -\arctg \frac{x + x_\sigma}{R_{ex}}; x_\sigma = x_3 // x_2. \quad (2.3)$$

Из выражения (2.3) видно, что x_σ может быть скомпенсировано фазирующим элементом x . Например, если $x_\sigma > 0$ (ИТ, трансформаторная связь) включаем емкость с сопротивлением $|x_c| = |x_\sigma|$, если же $x_\sigma < 0$, то это должна быть индуктивность, чаще же в этом случае положительный фазовый сдвиг компенсирует фазу АЭ.

2.4 Принципиальные схемы трехточечных АГ

При составлении схем будем давать краткое описание: тип схемы (ЕТ, ИТ), тип АЭ, способ питания.

1) ЕТ, БТ, ОБ, последовательное питание

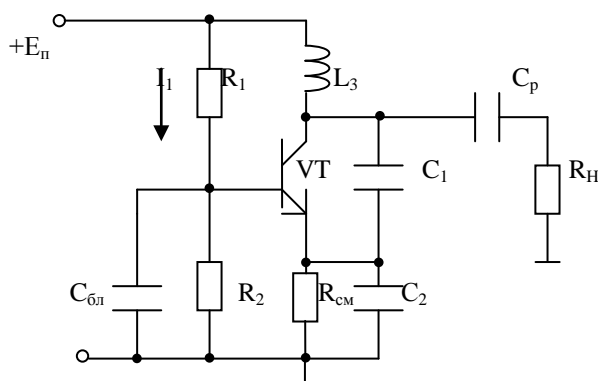


Рисунок 2.8 – ЕТ с общей базой

Колебательная цепь $C_1 C_2 L_3$. Питание осуществляется через индуктивность L_3 , база VT заземлена по переменному току блокировочной емкостью $C_{бл}$, C_2 выполняет также роль емкости автоматического

смещения, шунтируя $R_{см}$. Фиксированное смещение – делитель R_1R_2 и $R_{см}$, задает отпирающее смещение активного элемента.

2) ЕТ, БТ, ОЭ, параллельное питание

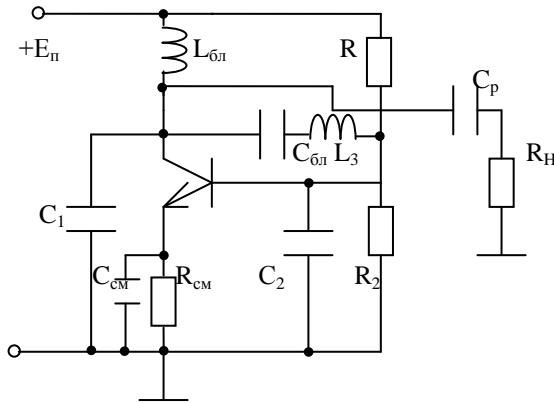


Рисунок 2.9 – ЕТ с общим эмиттером

Колебательная цепь $C_1C_2L_3$, питание параллельное через $L_{бл}$, L_3 подключена через $C_{бл}$. Фиксированное смещение $R_1R_2 R_{см}$ - задает рабочую точку АЭ, автоматическое смещение $R_{см}$, $C_{см}$.

3) ИТ, ПТ, ОИ, последовательное питание

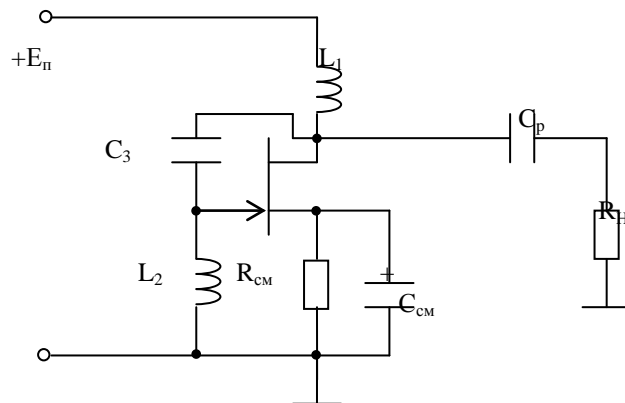


Рисунок 2.10 – ИТ с общим истоком

Самая простая схема. КЦ - $L_1L_2C_3$, АЭ – полевой транзистор на р-п переходе с каналом n-типа. Фиксированное смещение нулевое, автосмещение $R_{см}$, $C_{см}$.

4) ИТ, БТ, ОК, последовательное питание, КЦ - $L_1L_2C_3$, фиксированное смещение $R_1R_2 R_{см}$, автоматическое смещение $R_{см}$, $C_{см}$.

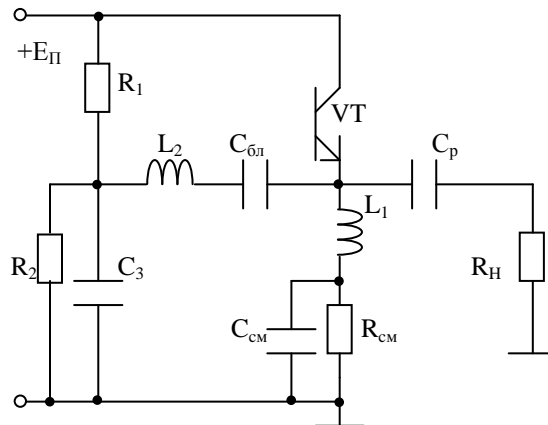


Рисунок 2.11 – ИТ с общим коллектором

5) ЕТ, ПТ,ОС, параллельное питание, КЦ - $C_1C_2L_3$, фиксированное смещение $R_1R_2 R_{см}$, автосмещение $R_{см}$, $C_{см}$.

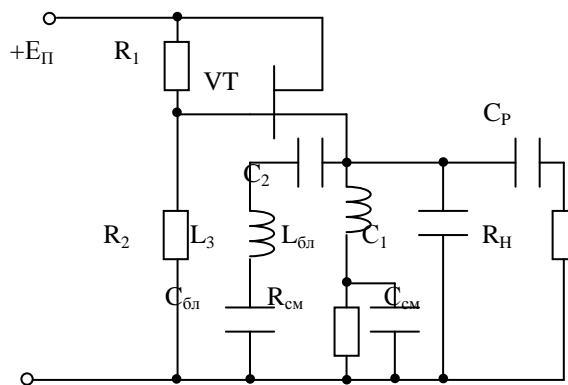


Рисунок 2.12 – ЕТ с общим стоком

2.5 Расчет LC-автогенератора

Расчет произведем на частоту $\omega_0 \approx 0,5\omega_\beta$ для биполярного транзистора или $\omega_0 \approx 0,5\omega_s$ для полевого. В этом случае имеем малый сдвиг фаз между током I_1 и напряжением $\dot{U}_{вх}$. Задано: ω_0 , $P_{вых}$, стабильность $\delta\omega$ частоты.

1. Расчет ГВВ в критическом режиме. Определяем:

$$E_{\Pi}, R_{Э}, U_{ввых}, U_{вх}, I_0, E_{см}, |K| = \frac{U_{вх}}{U_{ввых}}.$$

2. Исходя из заданной стабильности частоты и условий работы генератора задаемся добротностью Q .

3. Определяем для схемы рис. 2.8 ($R_{Э} \approx R_H$): $|x_1| = \frac{R_{Э}}{Q}$, $x_2 = |K|x_1$.

4. Из условия резонанса имеем: $|x_3| = |x_1 + x_2|$.

5. Расчет цепи автосмещения (по выходу) $R_{см} = \frac{E_{см}}{I_0}$.

6. Расчет цепи фиксированного смещения: задаемся начальным выходным током I_{0H} и током делителя I_1 , имеем $U_{вх0} = I_{0H}R_{см} + 0,6$, $I_1 \approx 5I_{вх0}$,

$$I_{вх0} = \frac{I_{0H}}{\beta_0}. \text{ Рассчитываем делитель в цепи базы: } R_1 = \frac{E_{\Pi} - U_{вх0}}{I_1}, R_2 = \frac{U_{вх0}}{I_1 - I_{вх0}}.$$

3 RC-АВТОГЕНЕРАТОРЫ

На низких частотах LC-генераторы получаются весьма громоздкими из-за больших габаритов L и C. Поэтому в диапазоне низких частот (менее 1 кГц) применяются автогенераторы на R и C элементах в сочетании с операционными усилителями. Особенности таких генераторов являются малые габариты, технологичность изготовления, малая мощность и КПД. Стабильность частоты зависит от стабильности частотно-задающих RC-элементов. В отличие от LC-генераторов период колебаний имеет линейную

зависимость от этих элементов $T_0 = 2\pi RC$ (для LC АГ $T_0 = 2\pi\sqrt{LC}$).

Известны два вида RC-автогенераторов:

- АГ на основе операционного усилителя с пассивным фильтром на RC-элементах в цепи обратной связи;
- АГ, состоящий из импульсного генератора и полосового активного RC-фильтра, выполненные на операционных усилителях.

Рассмотрим эти автогенераторы.

3.1 Автогенератор с пассивным фильтром в цепи обратной связи

На рисунке 3.1 представлены полосовые RC-фильтры, построенные путем последовательного соединения ФНЧ и ФВЧ или наоборот. Все три фильтра имеют один и тот же коэффициент передачи, а, следовательно, одни и те же свойства.

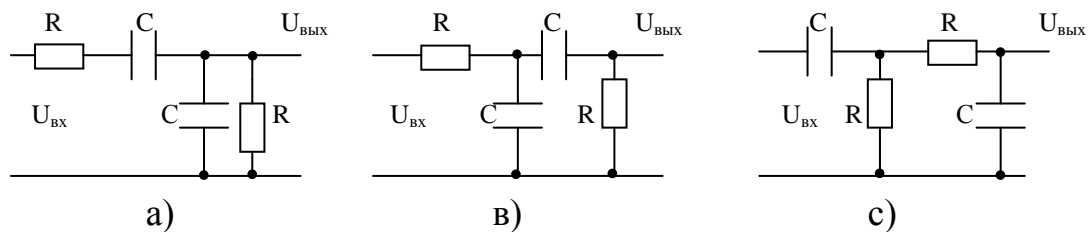


Рисунок 3.1 – Пассивные полосовые RC-фильтры

Коэффициент передачи фильтров:

$$\dot{K} = \frac{U_{вх}}{U_{вых}} = \frac{1}{3 + j(\omega RC - \frac{1}{\omega RC})} \quad (3.1)$$

Резонансная частота $\omega_0 = \frac{1}{RC}$, нормированная частота $\Omega = \frac{\omega}{\omega_0}$. Вводя

эти величины в (3.1) получим:

$$\dot{K} = \frac{1}{3 + j(\Omega - \frac{1}{\Omega})} \quad (\text{для LC-контура } \dot{K} = \frac{1}{1 + jQ(\Omega - \frac{1}{\Omega})}), \quad (3.2)$$

Откуда имеем АЧХ и ФЧХ:

$$|K| = \frac{1}{\sqrt{3^2 + (\Omega - \frac{1}{\Omega})^2}}, \quad \varphi = -\arctg \frac{\Omega - \frac{1}{\Omega}}{3}.$$

Как видно, выражение (3.2) по форме (полосовой фильтр 2-го порядка) совпадает с выражением для последовательного колебательного LC-контура.

Определим добротность фильтра. Имеем $\Omega - \frac{1}{\Omega} = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} = \frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\omega\omega_0} \approx 2\delta\omega$

и вблизи резонанса $\varphi = -\arctg \frac{2}{3}\delta\omega = -\arctg 2Q\delta\omega$, откуда следует $Q = \frac{1}{3}$, то

есть фильтры рис. 3.1 имеют низкую добротность, и применять их напрямую не имеет смысла.

На рис. 3.2 представлены зависимости модуля и фазы RC-фильтров от частоты.

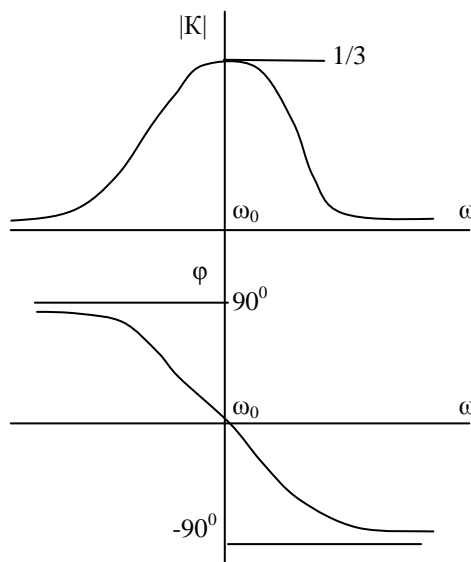


Рисунок 3.2 – АЧХ и ФЧХ RC-фильтров

Хорошую избирательную цепь получают строя на основе рассмотренных фильтров мост Вина-Робинсона, рис. 3.3.

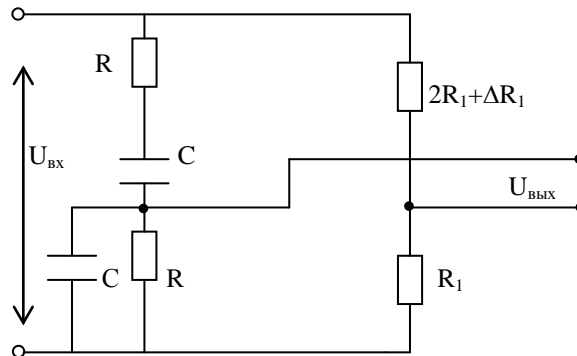


Рисунок 3.3 – Мост Вина

Он состоит из двух ветвей, где левая ветвь представляет собой любой из трех фильтров рис. 3.1, а правая - делитель из сопротивлений $2R_1$ и R_1 .

$$\text{Коэффициент передачи моста } \dot{K} = \dot{K}_1 - \dot{K}_2 = \frac{1}{3 + j\left(\omega RC - \frac{1}{\omega RC}\right)} - \frac{1}{3}.$$

Вводя $\omega_0 = \frac{1}{RC}$ и $\Omega = \frac{\omega}{\omega_0}$ получим комплексную АЧХ:

$$\dot{K} = \frac{1}{3 + j\left(\Omega - \frac{1}{\Omega}\right)} - \frac{1}{3} = -\frac{j\left(\Omega - \frac{1}{\Omega}\right)}{9 + 3j\left(\Omega - \frac{1}{\Omega}\right)} \quad (3.3)$$

На рисунке 3.4 показаны АЧХ и ФЧХ моста Вина. Как видно из рисунка в точке резонанса модуль равен нулю, а фаза делает скачок с -90° на $+90^\circ$.

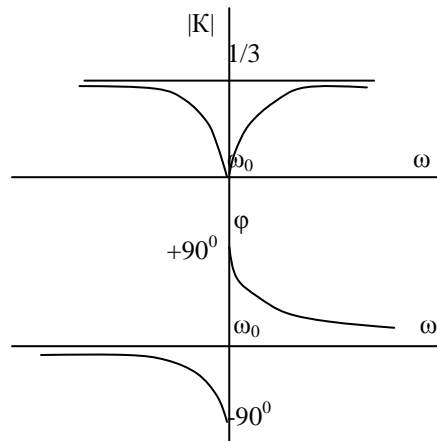


Рисунок 3.4 – АЧХ и ФЧХ моста Вина

Для того, чтобы получить из моста Вина высокодобротную колебательную цепь, его слегка расстраивают, то есть коэффициент передачи правого делителя делают несколько меньше $1/3$, то есть вводят ΔR или $\delta R = \frac{\Delta R_l}{R_l}$, например, в верхнее сопротивление, рис. 3.3. В результате

получим следующие коэффициенты передачи, АЧХ и ФЧХ.

$$\dot{K} = \frac{1}{3 + j\left(\Omega - \frac{1}{\Omega}\right)} - \frac{1}{3 + \delta R} = \frac{\delta R - j\left(\Omega - \frac{1}{\Omega}\right)}{(3 + \delta R)\left[3 + j\left(\Omega - \frac{1}{\Omega}\right)\right]}$$

$$|K| = \frac{\sqrt{\delta R^2 + \left(\Omega - \frac{1}{\Omega}\right)^2}}{\sqrt{(3 + \delta R)^2 \left[9 + j\left(\Omega - \frac{1}{\Omega}\right)^2\right]}}, \varphi = -\arctg \frac{(3 + \delta R)\left(\Omega - \frac{1}{\Omega}\right)}{3\delta R - \left(\Omega - \frac{1}{\Omega}\right)^2}$$

При резонансе $\Omega = 1$ имеем $|K| \approx \frac{\delta R}{9}, \varphi = 0$. Вводя $\Omega - \frac{1}{\Omega} \approx 2\delta\omega$

получим $|K| = \sqrt{\frac{\delta R^2 + 4\delta\omega^2}{9(9 + 4\delta\omega^2)}}, \varphi = -\arctg \frac{3 \cdot 2\delta\omega}{3\delta R - 4\delta\omega}$ (3.4)

$\varphi = \pm 90^0$ при $\delta\omega = \pm \sqrt{\frac{3}{4}\delta R}$, далее стремится к $\pm 180^0$ при малом $\delta\omega$

имеем $\varphi = -\arctg 2\frac{1}{\delta R}\delta\omega = -\arctg 2Q\delta\omega, Q = \frac{1}{\delta R}$.

Из вышеизложенного следует, что добротность моста Вина обратно пропорциональна расстройке δR , а модуль прямо пропорционален δR . Например, если $\delta R = 0.01$, то имеем добротность $Q=100$, а усилитель согласно баланса амплитуд должен иметь усиление $\frac{9}{\delta R} = 900$. На рисунке 3.5 представлены АЧХ и ФЧХ моста Вина с расстройкой δR .

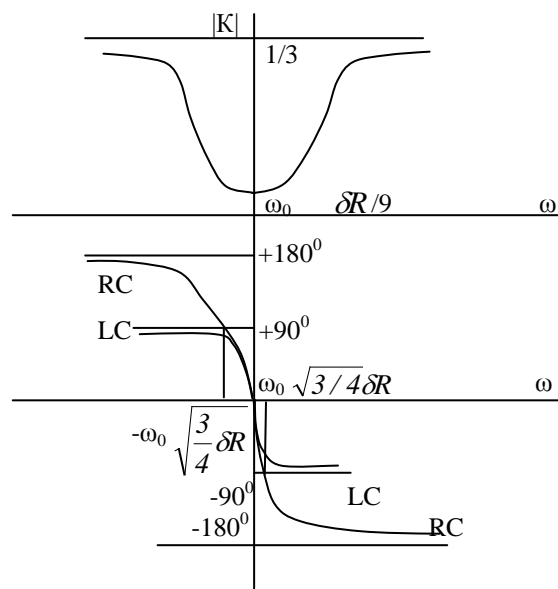


Рисунок 3.5 – Мост Вина с расстройкой δR

Там же представлена фазовая характеристика LC-контура. Как видно из рисунка область перестройки RC-контура шире ($\pm 180^0$) области LC-контура ($\pm 90^0$).

Получить большое усиление операционного усилителя несложно, сложнее обеспечить заданную расстройку. Поэтому в автогенератор обычно вводят систему автоматической подстройки по амплитуде выходного напряжения, рис. 3.6. Здесь нижнее сопротивление правого плеча моста берется несколько меньше расчетного, а до расчетного доводится системой

обратной связи по амплитуде выходного напряжения, изменяющей сопротивление полевого транзистора регулировкой R_3 . Регулируя R_3 , добиваются хорошей формы (гармонической) выходного напряжения, а далее она поддерживается автоматически.

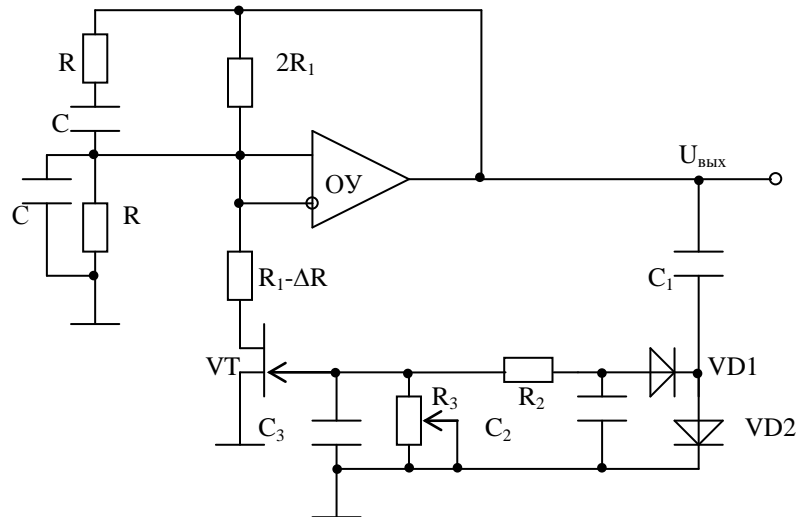


Рисунок 3.6 – RC-автогенератор с авторегулировкой

3.2 Автогенератор на основе импульсного генератора и активного RC-фильтра

Функциональная схема такого автогенератора представлена на рис. 3.7. Она содержит импульсный генератор, например, мультивибратор или генератор треугольного напряжения и активный RC-фильтр.

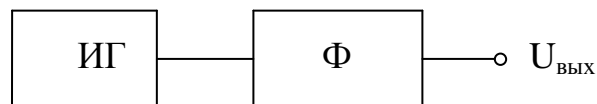


Рисунок 3.7 – RC-генератор с активным фильтром

На выходе импульсного генератора имеем меандр заданной частоты, а фильтр выделяет первую гармонику. На рисунке 3.8 представлена принципиальная схема RC-автогенератора, содержащая мультивибратор на

операционном усилителе ОУ1 и активный фильтр с отрицательной обратной связью на операционном усилителе ОУ2.

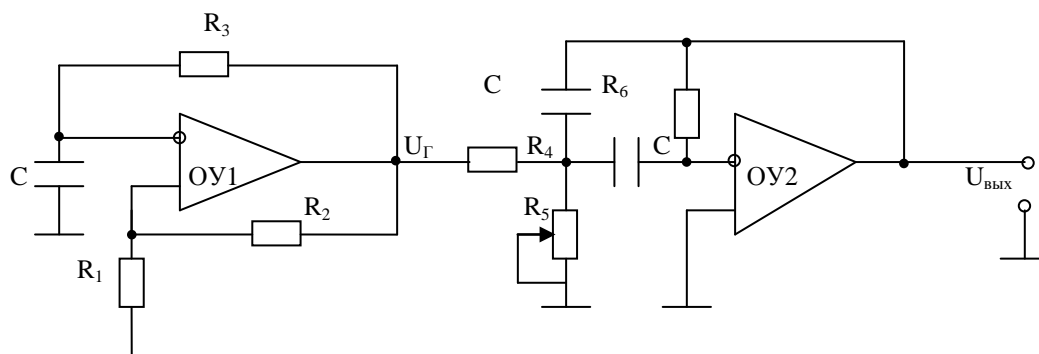


Рисунок 3.8 – Принципиальная схема RC-автогенератора с активным фильтром

Мультивибратор, как известно, формирует прямоугольное напряжение (меандр), содержащее первую гармонику амплитудой 1 и нечетные гармоники (3,5 и т.д.) с амплитудами 1/3, 1/5 и т.д. Задача фильтра – подавать высшие гармоники. Для определения степени подавления получим АЧХ этого фильтра.

Методом узловых токов получим коэффициент передачи фильтра:

$$\dot{K} = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\Gamma}} = \frac{-1}{2 \frac{R_4}{R_6} + j \left[\omega R_4 C - \frac{1}{\omega RC} \right]}, \text{ где } R = \frac{R_5 R_6}{R_4 + R_5}.$$

Приравнивая к нулю мнимую часть на $\omega = \omega_0$ и вводя добротность

$$Q = \omega_0 R_4 C = \frac{1}{\omega_0 RC}, \text{ получим АЧХ } \dot{K} = \frac{-1}{2 \frac{R_4}{R_6} + jQ \left(\Omega - \frac{1}{\Omega} \right)}, \text{ где } \Omega = \frac{\omega}{\omega_0} -$$

нормированная частота.

Как видно из (3.5) – АЧХ полосового фильтра второго порядка, как и колебательного LC-контура. На резонансной частоте $\Omega = 1$ $|K| = \frac{R_6}{2R_4}$ и при

$R_6 = 2R_4$ $|K| = 1$ как и у LC-контура. Исходя из вышесказанного, можно получить расчетные формулы.

Задано: ω_0, Q, K .

1) задаем емкость C , определяем $x_c = \frac{1}{\omega_0 C}$;

2) определяем $R_4 = Qx_c, R_6 = 2kQx_c$,

3) учитывая $Q^2 \gg 1$, определяем $R_5 = \frac{x_c}{2kQ}$, которое обычно выбирают

переменное.

4 ДИОДНЫЕ АВТОГЕНЕРАТОРЫ

Диодные автогенераторы – это LC-автогенераторы, где в качестве активного элемента используется диод с внутренней положительной обратной связью. Это маломощные, малогабаритные АГ, работающие в диапазоне высоких частот и СВЧ. Способы автогенерации – отрицательное сопротивление R^- вольтамперной характеристики диода, либо спецэффекты в полупроводнике: эффект Ганна, лавинный пробой и другие. Соответственно, имеем следующие диоды: туннельный диод, диод Ганна, лавинно-пролетный ЛПД. Здесь мы рассмотрим АГ на туннельном диоде, работающий на высоких частотах до 1 ГГц, а другие АГ, работающие в СВЧ-диапазоне, будут рассмотрены в учебном пособии, посвященном этому диапазону частот.

4.1 Схемы диодных автогенераторов

Структурная схема диодного АГ представлена на рис. 4.1. Она содержит активный элемент (диод), колебательную цепь КЦ и источник питания ИП.

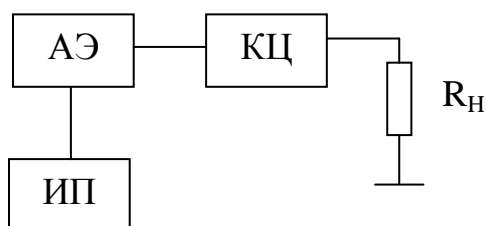


Рисунок 4.1 – Структурная схема диодного АГ

В качестве колебательной цепи обычно используется LC-контур. В зависимости от способа питания АЭ (последовательное или параллельное) и способа включения АЭ в контур различают четыре принципиальные схемы диодных АГ: параллельно-последовательную (рис. 4.2), последовательно - последовательную (рис. 4.3) и две смешанные (рис. 4.4 и 4.5).

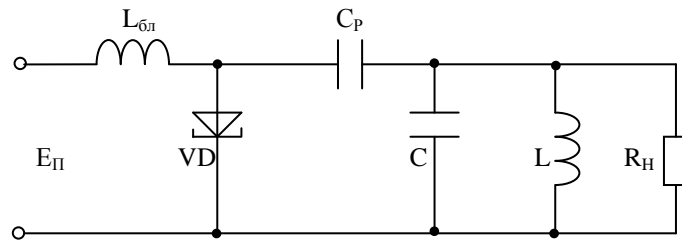


Рисунок 4.2 – Схема диодного АГ с параллельными питанием и включением АЭ в контур

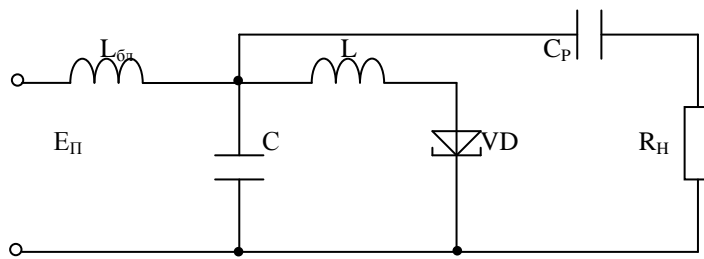


Рисунок 4.3 – Схема диодного АГ с последовательными питанием и включением АЭ в контур

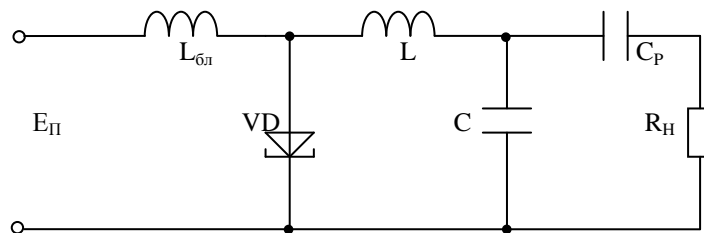


Рисунок 4.4 – Схема диодного АГ с параллельным питанием и последовательным включением АЭ в контур

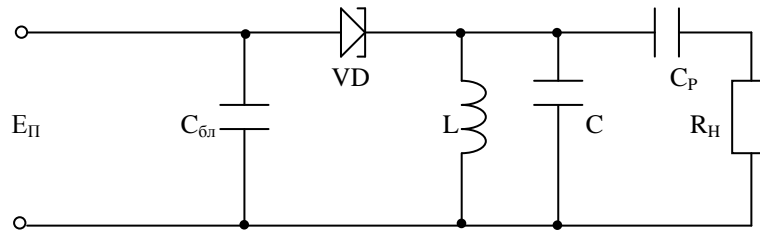


Рисунок 4.5 – Схема диодного АГ с последовательным питанием и параллельным включением АЭ в контур

Как и в транзисторном АГ, признаком параллельного питания является отсутствие постоянной составляющей тока диода в контуре, а при последовательном питании – прохождение ее через индуктивность контура. Как видно из рисунков, по количеству элементов все схемы равнозначны и выбор схемы обычно определяется особенностями конструктивного исполнения. Например, в схемах на рисунках 4.2-4.4 диод заземлен, но имеется большая $L_{бл}$.

В схеме же (рис. 4.5) она отсутствует, но диод не заземлен.

4.2 Автогенератор на туннельном диоде

Туннельный диод является наиболее ярким представителем активных элементов с отрицательным сопротивлением. Вольтамперная характеристика диода представлена на рис. 4.6.

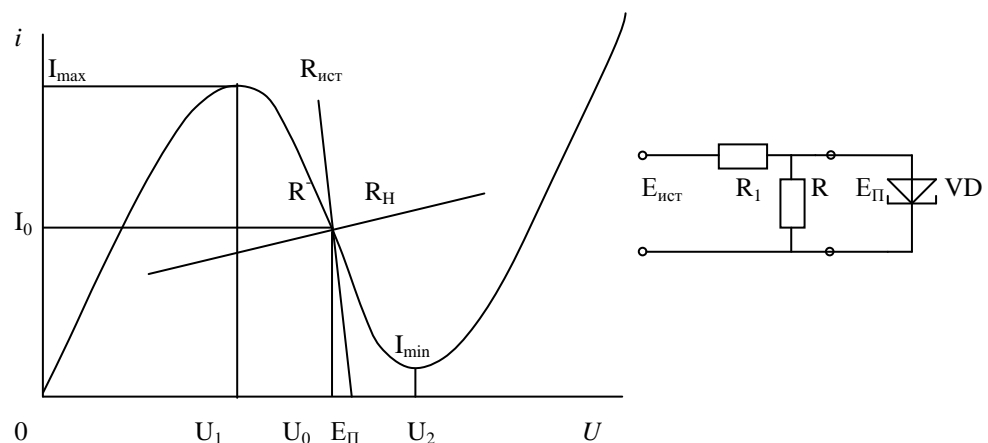


Рисунок 4.6 – ВАХ туннельного диода

ВАХ туннельного диода имеет N-образную форму с максимумом тока I_m , областью отрицательного сопротивления R^- и впадиной I_{min} . $I_m=50-100$ мА, $U_2 \approx 1$ В, что определяет максимальную мощность АГ порядка 0,1-0,2 Вт. Рабочая точка $I_0 U_0$ выбирается на участке отрицательного сопротивления, малое напряжения питания E_{II} создается с помощью делителя $R_1 R_2$ из стандартного источника, обеспечивая

$$R_{уст} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \ll R^- \text{ и } E_{II} = E_{уст} \frac{R_2}{R_1 + R_2},$$

тем самым – устойчивую рабочую точку.

Схема включения выбирается с параллельным подключением диода к контуру. Сопротивление нагрузки выбирается из условия $R_H \gg R^-$, тем самым по переменной составляющей схема оказывается неустойчивой и возникает генерация. Рассмотрим режимы генерации: режим самовозбуждения и стационарный режим.

4.3 Режим самовозбуждения диодного АГ

На рисунке 4.7 представлена эквивалентная схема АГ по переменной составляющей. Для малых амплитуд все элементы схемы линейны. Из рис.

$$4.6 \text{ имеем для АЭ } R^- = -\frac{du}{di} \text{ или } \frac{di}{du} = -\frac{1}{R^-}, di = -\frac{1}{R^-} du.$$

Дифференцируем по времени это выражение, получим

$$\frac{di}{dt} = -\frac{1}{R^-} \frac{du}{dt} \tag{4.1}$$

В схеме на рисунке 4.7 действуют следующие токи: ток диода i , индуктивный ток $i_L = \frac{1}{L} \int u(t) dt$, емкостной ток $i_C = C \frac{du(t)}{dt}$, ток нагрузки $i_R = \frac{u(t)}{R}$. Сумма токов $i + i_L + i_C + i_k = 0$, или

$$i + \frac{1}{L} \int u(t) dt + C \frac{du(t)}{dt} + \frac{u(t)}{R} = 0 \tag{4.2}$$

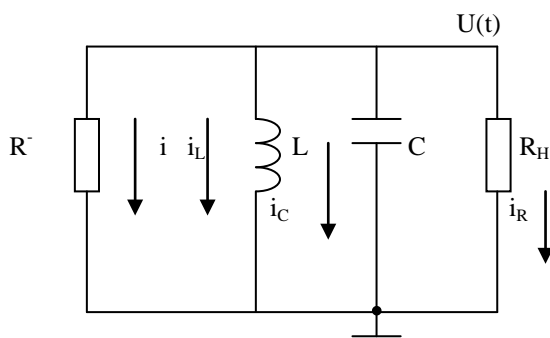


Рисунок 4.7 – Эквивалентная схема диодного АГ

Дифференцируя по времени получим

$$\frac{di}{dt} + \frac{1}{L}u(t) + C \frac{d^2u(t)}{dt^2} + \frac{1}{R_M} \frac{du(t)}{dt} = 0 \quad (4.3)$$

Подставляя выражение (4.1) в (4.2) имеем

$$-\frac{1}{R^-} \frac{du}{dt} + \frac{1}{R_H} \frac{du}{dt} + \frac{1}{L}u(t) + C \frac{d^2u}{dt^2} = 0, \text{ или}$$

$$\frac{d^2u}{dt^2} + \frac{1}{C} \left(\frac{1}{R_H} - \frac{1}{R^-} \right) \frac{du}{dt} + \frac{1}{LC}u = 0 \quad (4.4)$$

Это классическое уравнение колебательной цепи, имеющее следующее решение

$$U(t) = Ue^{-\alpha t(\omega_{св} + \varphi_0)}, \quad (4.5)$$

$$\text{где } \alpha = \frac{1}{2C} \left(\frac{1}{R_H} - \frac{1}{R^-} \right), \omega_{св} = \sqrt{\frac{1}{LC} - \alpha^2}$$

Из выражения (4.5) следует, что если $\alpha < 0$, то амплитуда колебаний нарастает, а при $\alpha = 0$ имеем стационарный режим с собственной частотой

$$\text{контура } \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}.$$

$$\frac{1}{R_H} - \frac{1}{R^-} < 0, \frac{1}{R_H} < \frac{1}{R^-}, R^- < R_H \quad (4.6)$$

То есть сопротивление нагрузки должно быть больше отрицательного сопротивления диода.

4.4 Стационарный режим диодного АГ

После самовозбуждения амплитуда колебаний нарастает, колебания переходят в нелинейную область характеристики, рост первой гармоники тока замедляется и в конце концов наступает стационарный режим, то есть баланс амплитуд.

Рассмотрим баланс амплитуд диодного АГ. Для этого надо иметь зависимость амплитуды первой гармоники тока от амплитуды напряжения для диода и для сопротивления нагрузки. Для диода – это колебательная характеристика. Она имеет такой же вид, как и колебательная характеристика транзистора. Зависимость $I_1(U_1)$ для сопротивления нагрузки R_H – прямая линия, исходящая из начала координат под углом R_H . Обе зависимости представлены на рисунке 4.8.

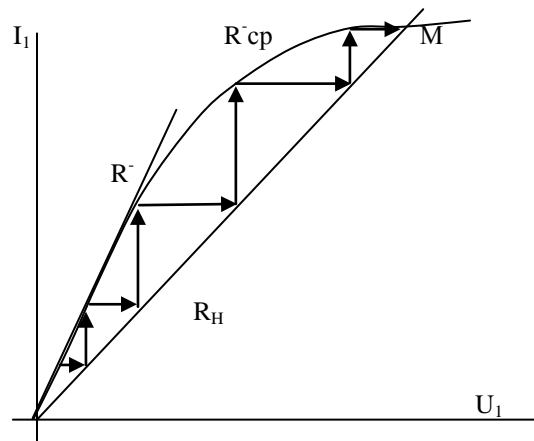


Рисунок 4.8 – Баланс амплитуд диодного АГ

Точка пересечения M характеристик дает параметры $I_1 U_1$ стационарного режима. Заметим, что колебательная характеристика диода может быть снята экспериментально при подаче на диод регулируемого гармонического напряжения генератора с малым внутренним сопротивлением $R_{уст} < R^-$. Развитие колебаний происходит следующим образом. При некотором возмущении напряжения возникает ток АЭ I_1 , который вызывает рост напряжения U_1 на R_H , это напряжение вызывает рост тока АЭ и т.д. пока токи АЭ и R_H не сравняются. Каждая точка колебательной характеристики

$I_1(U_1)$ АЭ определяет некоторое среднее отрицательное сопротивление $R_{cp}^- = \frac{U_1}{I_1}$ и баланс амплитуд может быть представлен в координатах $R(U_1)$,

рис. 4.9

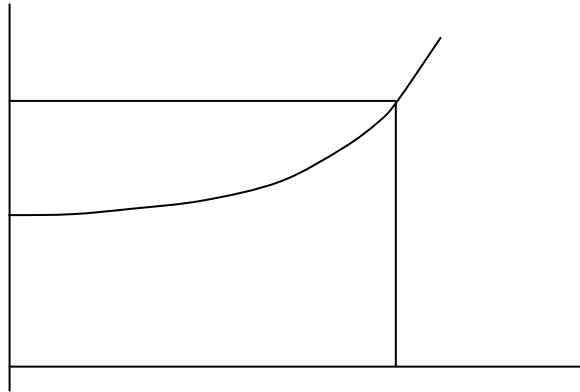


Рисунок 4.9 – Характеристика среднего отрицательного сопротивления

Для диодного АГ, как и для транзисторного, можно составить квазилинейное уравнение по первой гармонике напряжения, которое определяет режим нарастания колебаний при $R_H > R_{cp}^-$, стационарный режим $R_{cp}^- = R_H$ и условие устойчивости стационарного режима $\frac{dR_{cp}^-}{dU} > 0$.

Для транзисторного АГ это условие $\frac{dS_{cp}}{dU} < 0$.

5 СТАБИЛЬНОСТЬ ЧАСТОТЫ АВТОГЕНЕРАТОРА

5.1 Основные положения и соотношения

Стабильность частоты АГ – это способность автогенератора сохранять заданную частоту основной гармоники выходного напряжения в заданных пределах. Мерой стабильности является оценка нестабильности $\pm\Delta f$ в абсолютных единицах (Герцах), либо относительная нестабильность

$$\delta f = \frac{\Delta f}{f_0} = \delta\omega = \frac{\Delta\omega}{\omega_0},$$

Где $\omega_0 f_0$ - заданная частота генерации.

Например, стабильность частоты обычных LC, RC-генераторов составляет 10^{-2} - 10^{-3} , кварцевых 10^{-5} - 10^{-7} , квантовых 10^{-7} - 10^{-12} .

Как было показано выше, частота генерации определяется балансом фаз. Покажем, что и стабильность частоты АГ также определяется балансом фаз в АГ.

В общем случае имеем:

$$\varphi_S + \varphi_K + \varphi_Z = \varphi(\omega, p) = 2\pi n, \text{ где } n=0,1,2\dots$$

φ_S - сдвиг фаз в активном элементе,

φ_K - то же в цепи обратной связи,

φ_Z - то же в колебательной цепи,

p - фактор, влияющий на частоту.

Это может быть внешний фактор, например, температура, давление или внутренний, то есть, изменение параметров элементов АГ.

Пусть $\omega = \omega_0$, $p = p_0$, баланс фаз выполняется

$$\varphi(\omega_0, p_0) = 2\pi n \tag{5.1}$$

Пусть изменился фактор $p = p_0 + \Delta p$, следовательно, изменится частота $\omega = \omega_0 + \Delta\omega$, а баланс фаз должен выполняться:

$$\varphi(\omega_0 + \Delta\omega, p_0 + \Delta p) = 2\pi n.$$

Так как (показано выше) изменение частоты $\Delta\omega$ даже обычных генераторов мало по сравнению с заданной частотой ω_0 , разложим в ряд Тейлора последнее уравнение и ограничимся тремя членами:

$$\varphi(\omega_0 + \Delta\omega, p_0 + \Delta p) = \varphi(\omega_0, p_0) + \left. \frac{d\varphi}{d\omega} \right|_{\substack{\omega=\omega_0 \\ p=p_0}} \Delta\omega + \left. \frac{d\varphi}{dp} \right|_{\substack{\omega=\omega_0 \\ p=p_0}} \Delta p = 2\pi n \quad (5.2)$$

Подставляя выражение (5.1) в (5.2) получим:

$$\varphi'_\omega \Delta\omega + \varphi'_p \Delta p = 0 \quad \text{или} \quad \Delta\omega = -\frac{\varphi'_p}{\varphi'_\omega} \Delta p, \quad (5.3)$$

$$\text{где } \varphi'_\omega = \left. \frac{d\varphi}{d\omega} \right|_{\substack{\omega=\omega_0 \\ p=p_0}}, \varphi'_p = \left. \frac{d\varphi}{dp} \right|_{\substack{\omega=\omega_0 \\ p=p_0}}, \varphi'_\omega = \frac{d\varphi_S}{d\omega} + \frac{d\varphi_K}{d\omega} + \frac{d\varphi_Z}{d\omega}.$$

Фазы φ_S и φ_K слабо зависят от частоты по сравнению с φ_Z и в области изменения φ_Z их можно считать постоянными. Таким образом, имеем: $\varphi'_\omega \approx \varphi'_Z$, то есть изменение частоты АГ определяется, в основном, изменениями фазы в колебательной цепи. Рассмотрим параллельный колебательный контур в качестве КЦ. Имеем следующие соотношения для сдвига фазы в КЦ:

$$\varphi_Z = -\arctg Q \frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\omega_0^2} = -\arctg Q(\omega^2 LC - 1) = -\arctg \frac{R}{\rho}(\omega^2 LC - 1). \quad (5.4)$$

Производная фазы КЦ по частоте:

$$\varphi'_\omega = \varphi'_Z = -\frac{1}{\cos\left(\arctg Q \frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\omega_0^2}\right)} \cdot \left. \frac{2Q\omega}{\omega_0^2} \right|_{\omega=\omega_0} = -2 \frac{Q}{\omega_0}.$$

Если имеет место изменение фазы в цепях АЭ и цепи обратной связи $\Delta\varphi = \varphi'_p \Delta p$, то получим из (5.3):

$$\Delta\omega = -\frac{\Delta\varphi}{\varphi'_\omega} = \frac{\Delta\varphi}{2Q} \omega_0 \quad \text{или}$$

$$\delta\omega = \frac{\Delta\varphi}{2Q} \quad (5.5)$$

Из (5.5) следует, что нестабильность частоты прямо пропорциональна сдвигу фаз в цепях АЭ и ОС и обратно пропорционально добротности КЦ, то есть для повышения стабильности АГ следует, стремится увеличивать добротность КЦ, а также стабилизировать параметры АЭ и цепи ОС.

Рассмотрим далее влияние на частоту АГ изменений параметров колебательного контура $p = L, C$ или R . Для индуктивности имеем из (5.4):

$$\varphi'_L = \frac{d\varphi_z}{dL} = -\frac{1}{\cos\left(\operatorname{tg}Q \frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\omega_0^2}\right)} \cdot Q\omega C \Big|_{\substack{\omega=\omega_0 \\ L=L_0}} = -Q\omega_0^2 C = -\frac{Q}{L}.$$

Изменение частоты из (5.3):

$$\Delta\omega_L = \frac{\varphi'_L}{\varphi'_\omega} \Delta L = \omega_0 \frac{\Delta L}{2L} \text{ или}$$

$$\delta\omega_L = -\frac{1}{2} \delta L, \quad (5.6)$$

То есть нестабильность частоты АГ прямо пропорционально нестабильности индуктивности Аналогично имеем для емкости:

$$\delta\omega_C = -\frac{1}{2} \delta C. \quad (5.7)$$

Для изменений нагрузки R имеем:

$$\varphi'_R = -\frac{1}{\cos\left(\operatorname{tg}Q \frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\omega_0^2}\right)} \cdot \frac{1}{\rho} (\omega^2 LC - 1) \Big|_{\substack{\omega=\omega_0 \\ R=R_0}} = -\frac{Q}{R} \left(\frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\omega_0^2} \right) \text{ или}$$

$$\delta\omega_R = -\frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\omega_0^2} \delta R, \quad (5.8)$$

Откуда следует, что нестабильность частоты АГ прямо пропорциональна изменению нагрузки, если АГ работает вне частоты резонанса, $\omega \neq \omega_0$. Для RC-автогенераторов, где $\omega_0 = \frac{1}{RC}$, можно получать

$\delta\omega_R = -\delta R, \delta\omega_C = -\delta C$, то есть стабильность их в два раза хуже стабильности LC-автогенераторов.

Из выражений (5.6-5.8) следует, что стабильность АГ очень сильно зависит от стабильности элементов КЦ, а также то, что автогенератор должен работать на резонансной частоте, причем изменением добротности эти зависимости не изменить.

Способы повышения стабильности частоты автогенераторов:

1) стабилизация элементов КЦ:

- индуктивности: жесткая намотка, провод с малым ТКЛ, напыление на керамику, стабильные ферриты;

- емкости с малым ТКЕ (воздушные, слюдяные, бумажные);

- помещение КЦ в термостат;

- применение резонаторов с распределенными параметрами (СВЧ);

- применение специальных резонаторов: электромеханических, на поверхностно-акустических волнах (ПАВ), кварцевых, квантовых. Наиболее приемлемый и доступный способ – применение кварца.

2) повышение добротности КЦ:

- слабая связь с нагрузкой;

- резонаторы с распределенными параметрами;

- кварцевые резонаторы;

- резонаторы на ПАВ.

3) стабилизация режима АЭ:

- стабильность питания, смещения, нагрузки;

- схемные решения;

- работа на малых токах.

4) цепи обратной связи – короткие, лучше совмещенная с КЦ (трехточка).

5) работа на резонансной частоте КЦ – точная настройка АГ.

5.2 Кварцевые автогенераторы

5.2.1 Кварцевые резонаторы

Кварцевый резонатор представляет собой прямоугольную или круглую пластину толщиной d , изготовленную из природного кристаллического минерала – кварца, рис. 5.1. торцевые грани пластины строго параллельны друг другу и на них нанесены металлические контакты.

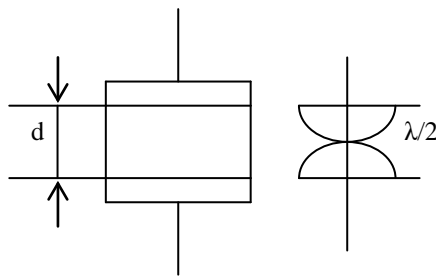


Рисунок 5.1

При приложении к контактам переменного напряжения в пластине возникают продольные акустические колебания и при резонансе $d = \frac{\lambda}{2}$ амплитуда колебаний достигает максимума. Стабильность частоты колебаний порядка 10^{-5} - 10^{-7} и определяется стабильностью акустических и геометрических параметров пластины. Добротность этой колебательной системы также высока, порядка 10^5 - 10^6 .

Эквивалентная электрическая схема кварцевого резонатора представлена на рис. 5.2.

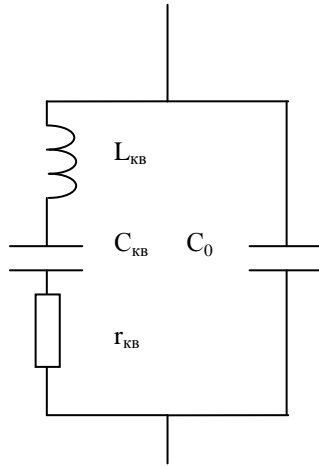


Рисунок 5.2

Она содержит последовательно соединенные индуктивность $L_{кв}$, емкость $C_{кв}$, определяющие инерционные свойства кварца, активное сопротивление $r_{кв}$, определяющее потери в кварце, и емкость C_0 самой пластины, как диэлектрика.

Значения $L_{кв}$ – единицы Гн, $C_{кв}$ – доли пФ, $r_{кв}$ – единицы Ом, C_0 – единицы пФ.

Резонансная частота приближенно определяется из формулы резонанса

$$d = \frac{\lambda}{2} = C_a \frac{T}{2}, \text{ с учетом } C_a \approx 5000 \text{ м/с:}$$

$$f_{[МГц]} = \frac{2.5}{d_{[мм]}} \quad (5.9)$$

Как следует из рисунка 5.2, кварцевый резонатор представляет собой сложную колебательную цепь, комплексное сопротивление которой выражается следующей формулой:

$$\dot{z} = \frac{\frac{1}{j\omega C_0} \left(r_{кв} + j\omega L_{кв} + \frac{1}{j\omega C_{кв}} \right)}{r_{кв} + j\omega L_{кв} + \frac{1}{j\omega C_{кв}} + \frac{1}{j\omega C_0}}$$

Вводя обозначения:

$$\omega_{кв} = \frac{1}{\sqrt{L_{кв} C_{кв}}}, \rho = \omega_{кв} L_{кв} = \frac{1}{\omega_{кв} C_{кв}}, Q = \frac{\rho}{r_{кв}}, p = \frac{C_{кв}}{C_0},$$

где $\omega_{кв}$ - частота последовательного резонанса, получим следующее:

$$\dot{z} = - \frac{j p \rho \left[1 + j Q \left(\frac{\omega}{\omega_{кв}} - \frac{\omega_{кв}}{\omega} \right) \right]}{1 + j Q \left[\left(\frac{\omega}{\omega_{кв}} - \frac{\omega_{кв}}{\omega} \right) - \frac{\omega_{кв}}{\omega} p \right]}.$$

Считая, что область $\Delta\omega$ резонансной кривой весьма мала по сравнению с частотой резонанса $\omega_{кв}$ (различие в 4-5 знаков), можно положить

$$\omega \approx \omega_0, \frac{\omega}{\omega_{кв}} - \frac{\omega_{кв}}{\omega} \approx 2 \frac{\Delta\omega}{\omega_{кв}} = 2\delta\omega.$$

Учитывая это, будем иметь:

$$\dot{z} = - \frac{j p \rho [1 + j Q 2\delta\omega]}{1 + j Q [2\delta\omega - p]}, \text{ а приводя к форме } \dot{z} = R + jX, \text{ получим}$$

$$\dot{z} = \frac{\rho p^2 Q}{1 + 4Q^2 \left(2\delta\omega - \frac{p}{2} \right)^2} - j p \rho \frac{1 + 4Q^2 \delta\omega^2 - 2pQ^2 \delta\omega}{1 + 4Q^2 \left(\delta\omega - \frac{p}{2} \right)^2} \quad (5.10)$$

Найдем значение R и X на частоте последовательного резонанса ($\delta\omega = 0$):

$$R = \frac{p \rho^2 Q}{1 + Q^2 p^2} \approx \frac{\rho}{Q} = r_{кв}, X = - \frac{p \rho}{1 + Q^2 p^2} \approx \frac{\rho}{Q^2 p} = - \frac{r_{кв}}{Q p}, \text{ то есть на } \omega = \omega_{кв}$$

резонатор имеет активное сопротивление $r_{кв}$ и реактивная – емкость

$$C = \frac{p Q}{\omega_{кв} r_{кв}}.$$

Определим частоту параллельного резонанса и значения R и X на этой частоте

$$R = R_{max} \text{ на частоте } \delta\omega = \frac{p}{2}$$

$$R_{max} = \rho p^2 Q = r_{кв} p^2 Q^2, X = -\rho p = -r_{кв} p Q.$$

На частоте параллельного резонанса $\omega_{\Pi} = \omega_{кв} \left(1 + \frac{p}{2} \right)$ имеем максимальное активное сопротивление и емкость $C = \frac{1}{\omega_{\Pi} r_{кв} p Q}$.

Резонансные частоты выражения (5.10) определяются из уравнения $X=0$:

$$1 + 4Q^2 \delta\omega^2 - 2pQ^2 \delta\omega = 0.$$

$$\delta\omega = \frac{1}{4} p \pm \sqrt{\frac{1}{16} p^2 - \frac{1}{4Q^2}} \approx \frac{1}{4} p \pm \frac{1}{4} p \left(1 - \frac{2}{p^2 Q^2} \right) \quad (5.11)$$

Резонансная частота: $\delta\omega_p = \frac{1}{2pQ^2}, \omega_p = \omega_{кв} \left(1 + \frac{1}{2pQ^2} \right)$.

Антирезонансная частота: $\delta\omega_a = \frac{1}{2} p - \frac{1}{2pQ^2}, \omega_a = \omega_{\Pi} \left(1 - \frac{1}{2pQ^2} \right)$.

На рисунке 5.3 представлены графики активной R и реактивной X частей комплексного сопротивления кварца.

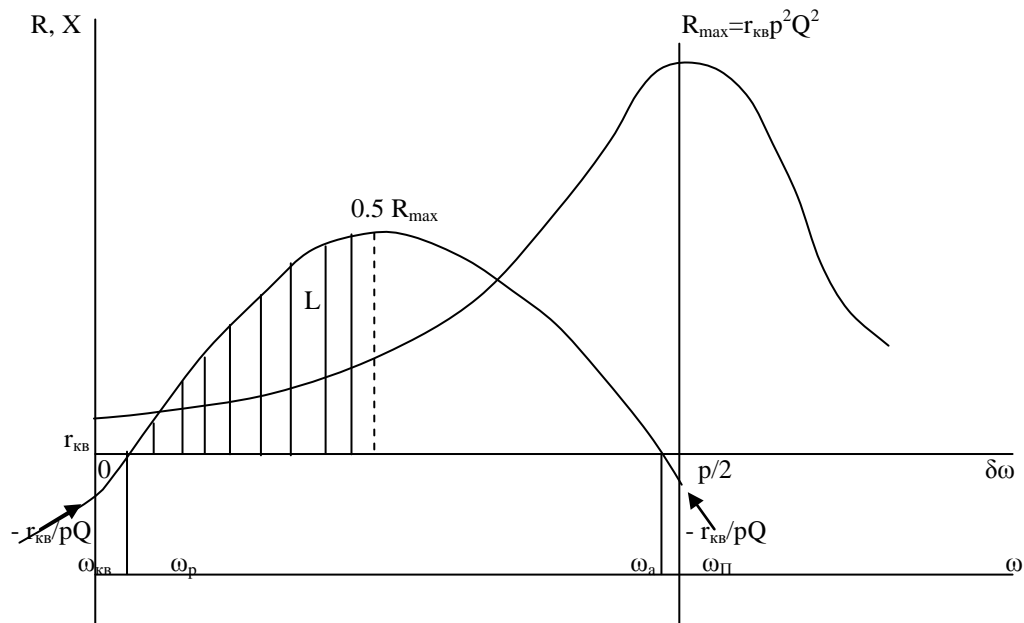


Рисунок 5.3 – Сопротивления кварцевого резонатора

Здесь показаны определенные выше характерные точки резонансных кривых. Как видно из рисунка 5.3 кварц в зависимости от значения частоты

может быть активным сопротивлением $r_{кв}, R_{max}$, индуктивностью и емкостью. Наибольшая стабильность частоты достигается, когда кварц работает в качестве индуктивности L или активного сопротивления $r_{кв}$. Параллельный резонанс не используется в силу его малой стабильности. На рис. 5.3 показана штриховкой область устойчивой работы кварца как индуктивности.

5.2.2 Схемы кварцевых автогенераторов

В зависимости от того, чем является кварцевый резонатор в схеме, существуют два вида схем кварцевых генераторов:

- 1) Осцилляторные схемы, когда кварц работает индуктивностью в трехточечной схеме АГ;
- 2) Фильтровые схемы, когда кварц является активным сопротивлением $r_{кв}$ в цепи обратной связи обычного автогенератора.

Осцилляторные схемы представлены на рисунке 5.4:

- а) кварц – индуктивность L_3 , емкостная трехточка;
- в) кварц – индуктивность L_2 , индуктивная трехточка;
- с) кварц – индуктивность L_1 , индуктивная трехточка;

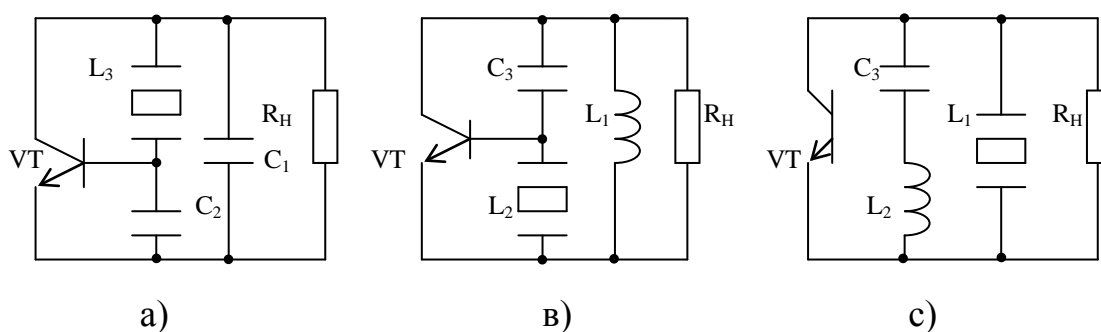


Рисунок 5.4 – Осцилляторные схемы кварцевых АГ

Особенностью осцилляторных схем является то, что с целью повышения стабильности, они работают на слабую нагрузку, и практически основной нагрузкой является сам кварц, независимо от места подключения его в схеме.

Поэтому нельзя допускать, чтобы мощность, рассеиваемая на кварце, превышала допустимую.

Оптимальной схемой является емкостная трехточка, рис. 5.4 а):

- здесь один навесной элемент - кварц, являющийся диэлектриком, нет проблем с организацией питания и смещения;

- проще вычисляется коэффициент обратной связи $K = \frac{C_1}{C_2}$;

- слабое шунтирование кварца сопротивлением АЭ.

В схеме рис. 5.4 в) – 2 навесных элемента и сильное шунтирование кварца нелинейным входным сопротивлением АЭ.

Фильтровые схемы представлены на рис. 5.5-5.8. На рисунке 5.5 представлена классическая фильтровая схема: емкостная трехточка с кварцем в цепи обратной связи по входу АЭ. Контур $L_3C_1C_2$ должен быть настроен на частоту последовательного резонанса, где кварц является активным сопротивлением $r_{кв}$. Здесь показаны и другие возможные подключения кварца, но это приводит к разрыву либо питания, либо земли.

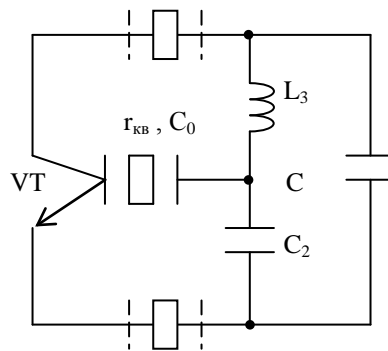


Рисунок 5.5

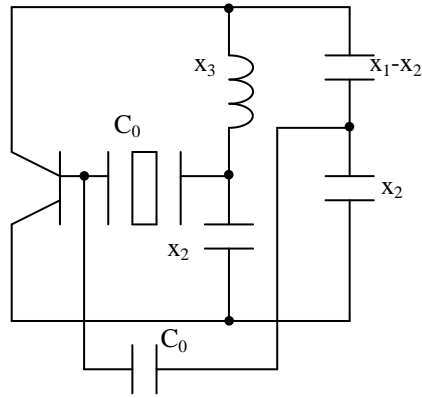


Рисунок 5.6

При настройке фильтровой схемы, рис.5.5 может случиться, что обратная связь возникает не через $r_{кв}$, а через C_0 , что снизит стабильность АГ. Для предотвращения этого вводится компенсация емкости кварца C_0 емкостью C'_0 , как показано на рисунке 5.6 (схема Пружанского).

Очень часто применяют фильтровые схемы на операционных усилителях, рис. 5.7, или на логических инверторах, рис.5.8.

Для достижения приемлемой формы синусоиды здесь требуется подборка и подстройка сопротивления.

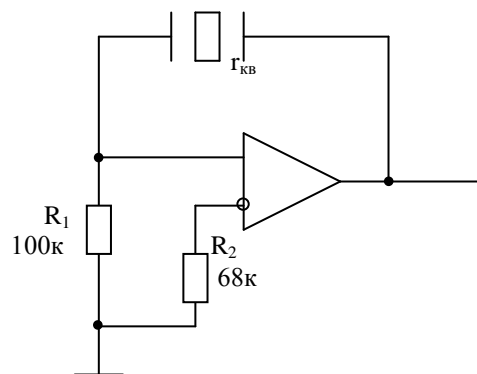


Рисунок 5.7 – ОУ с кварцем

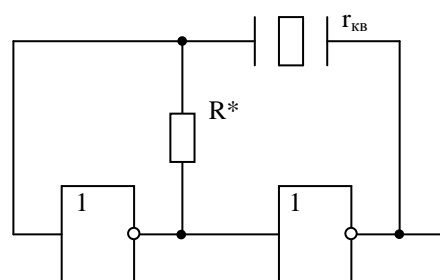


Рисунок 5.8 – Кварцевый мультивибратор

5.2.3 Кварцевый автогенератор на гармониках

Кварцевый резонатор может работать не только на основной частоте (5.9), но и на гармониках, когда по толщине пластины укладываются несколько полуволн, обязательно нечетные число – 3,5,7,9 и т.д.

При этом, как известно, повышается добротность резонатора, расширяется диапазон частот, но также снижается область устойчивой работы кварца как индуктивности. Схема емкостной кварцевой трехточки, работающая на гармониках, представлена на рис. 5.9.

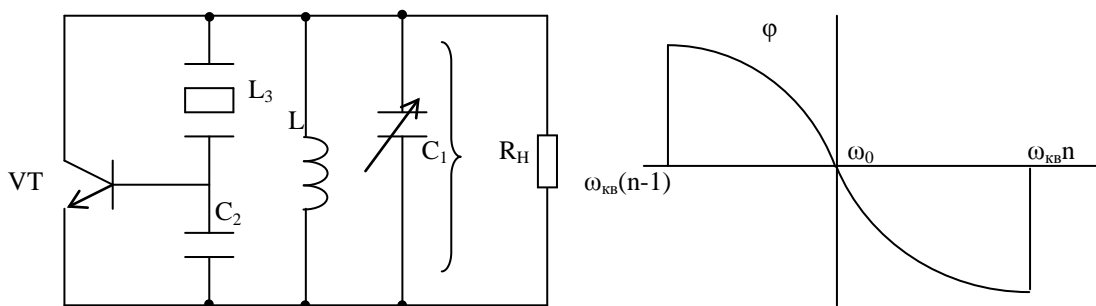


Рисунок 5.9 – Схема кварцевого АГ на гармониках

Она содержит в качестве емкости C_1 – колебательный контур LC, который на частоте гармоники $n\omega_{кв}$ должен являться емкостью, а на других частотах (нижних) индуктивностью, чтобы генерация не возникла. Из фазовой характеристики (рис. 5.9) следует правило выбора частоты настройки: $\omega_{кв}(n-1) < \omega_0 < \omega_{кв}n$.

5.2.4 Расчет кварцевого автогенератора

Расчет проведем для схемы на рисунке 5.4 – емкостной трехточки.

Задано: $\omega_{кв}, r_{кв}, C_0, P_{дон}$.

Расчет произведем в четыре этапа:

1) Распределение мощностей: выбор АЭ. Задаемся мощностью рассеяния на кварце $P_{кв} < P_{дон}$ и мощностью на нагрузке, например, $P_n = 0,1P_{кв}$, отсюда получаем $P_1 = 1,1P_{кв}$.

2) Выбираем АЭ из условий $I_{дон}U_{дон} \geq 8P_1$ (см. расчет ГВВ). Выполняем расчет ГВВ на заданную частоту и мощность. Определяем

$$U_{вых}, I_1, R_{Э}, P_0, \eta, U_{вх}, K = \frac{U_{вх}}{U_{вых}}.$$

3) Расчет элементов C_1, C_2 . Из расчет f ГВВ имеем $\frac{C_1}{C_2} = K$. Второе

уравнение получим из условия слабого шунтирования емкостью C_0 эквивалентной индуктивности контура кварца $L_{экр}$:

$$\frac{1}{\omega_{кв} C_0} \gg \omega_{кв} L_{экр}.$$

Из условий резонанса контура $L_{экр}, C_1, C_2$ имеем:

$$\omega_{кв} L_{экр} = \frac{1}{\omega_{кв} C_1} + \frac{1}{\omega_{кв} C_2} = \frac{C_1 + C_2}{\omega_{кв} C_1 C_2}.$$

Сопоставляя эти выражения, получим второе уравнение для вычисления

$C_1 C_2$: $\frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \gg C_0$ и искомые формулы:

$$C_1 \gg (K + 1)C_0, C_2 = \frac{C_1}{K}.$$

4) Проверка на допустимую мощность кварца:

- контурный ток $I_k = U_{вых} \omega_{кв} C_1$,

- мощность рассеяния на кварце $P_{кв} = I_k^2 r_{кв} < P_{дон}$.

Если это условие не выполняется, уменьшаем C_1 , либо снижаем $U_{вых}$ (берем другой АЭ).

Слишком большие емкости брать не рекомендуется, так как это приводит к большой мощности, рассеиваемой на кварце.

Обычно достаточно $C_1=5-10C_0$.

5.3 Автогенераторы с резонаторами на поверхностно-акустических волнах (ПАВ)

Автогенераторы на ПАВ работают на частотах от 10 МГц до 3 ГГц, то есть более высоких, чем кварцевые генераторы. Добротность резонаторов несколько ниже кварцевых $Q=100-10\ 000$, несколько ниже и стабильность, определяемая материалом, из которого изготавливаются резонаторы-плавленый кварц. Зато они более технологичны и разнообразны по схемам, имеют малые габариты, массу, большую механическую прочность и дешевы при массовом производстве.

Резонатор ПАВ представляет собой прямоугольную кварцевую пластину с нанесенным на ее поверхность рисунком из проводящих полосок с расстоянием между ними d , рис. 5.10. Две соседние полоски образуют так называемый встречно-штыревой преобразователь ВШП. d – определяет резонансную частоту преобразователя.

$f_0 = \frac{C_a}{d}$, где C_m – скорость поверхностных акустических волн, $C_a \approx 2500$ м/с.

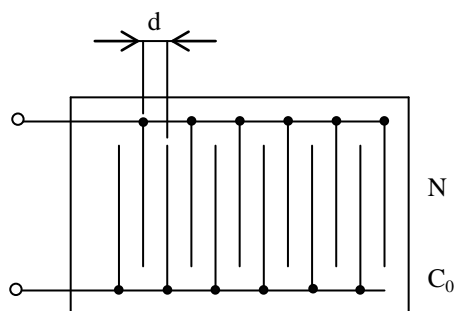


Рисунок 5.10 - ВШП

Полоски наносятся фотоспособом и размер их может быть весьма малым – единицы микрометров. Если, например, $d=1$ мкм, то верхняя возможная частота резонатора $f_{max} = \frac{2500}{1 \cdot 10^{-6}} = 2.5$ ГГц.

Число элементарных ВШП N определяет добротность резонатора $Q \approx N$. Кроме того ВШП имеет емкость C_0 как диэлектрик.

Эквивалентная схема резонатора ПАВ представлена на рис. 5.11 а, комплексная проводимость имеет вид: $\dot{Y} = j(\omega C_0 + B) + G$, где G – активная составляющая, B – реактивная составляющая, C_0 – емкость кристалла.

Зависимости G и B от частоты следующие:

$$G(\omega) = G_0 \left(\frac{\sin x}{x} \right)^2, \quad (5.12)$$

$$B(\omega) = G_0 \frac{\sin 2x - 2x}{2x^2},$$

где $G_0 = \frac{4}{\pi} k_m^2 \omega_0 C_0 N$, $x = \frac{\pi N (\omega - \omega_0)}{\omega_0}$, $k_m = \sqrt{2 \frac{C_m - C_a}{C_a}}$,

k_m - коэффициент электромеханической связи,

C_a - скорость волн на металлизированной поверхности (на полоске).

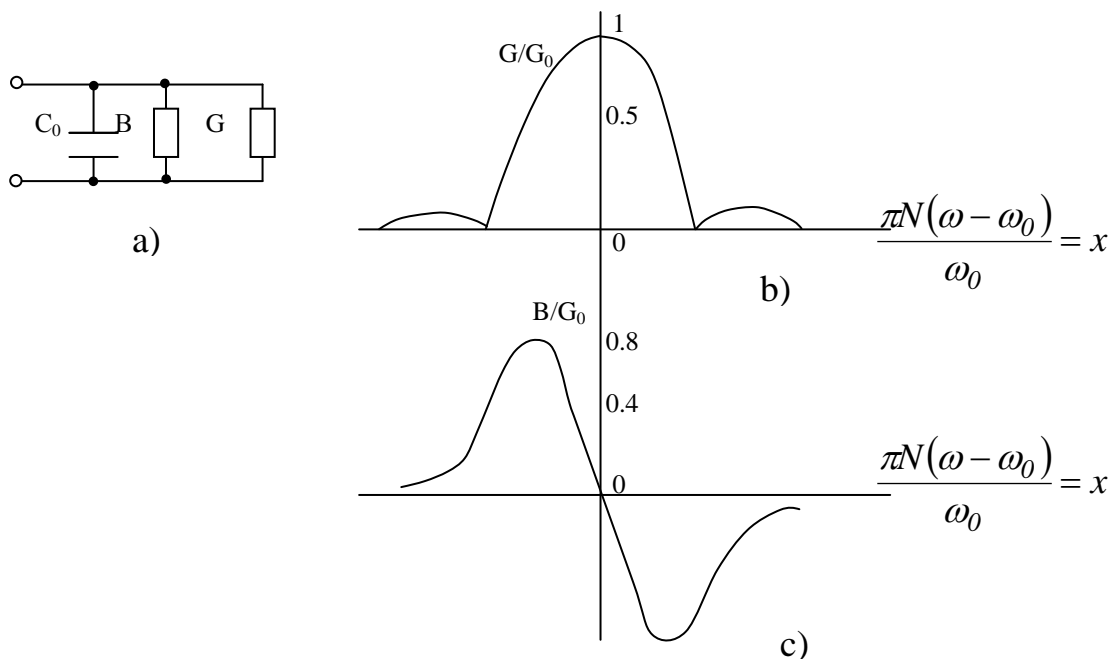


Рисунок 5.11 – Схема и характеристика резонатора ВШП

На рисунке 5.11 в), с) представлены графики зависимостей (5.12). Из анализа этих зависимостей видно, что наилучшая работа резонатора ПАВ будет в фильтровых схемах, в цепи обратной связи генератора.

Кроме резонатора, представленного на рисунке 5.10, существуют и другие резонаторы ПАВ: состоящие из двух ВШП, на отражательных решетках и другие.

5.4 Синтезаторы частот

Синтезатор частот – это устройство, формирующее высокостабильную сетку частот гармонических колебаний. Они широко применяются в радиосистемах, в телекоммуникационных сетях, в передатчиках – для создания каналов передач, в приемниках – в качестве гетеродинов.

Синтезаторы частот имеют:

- 1) высокую стабильность частоты, постоянную на всех каналах;
- 2) быструю перестройку с частоты на частоту, практически мгновенную;
- 3) возможность автоматизации управления.

В настоящее время существует много схем, принципов создания синтезаторов частот. Они выпускаются в виде микросхем и имеются в продаже.

Синтезаторы частот можно разделять на два класса:

- 1) Синтезаторы прямого синтеза;
- 2) Синтезаторы косвенного синтеза с использованием систем АПЧ и ФАПЧ.

5.4.1 Синтезаторы частот прямого синтеза

Высокая стабильность частоты здесь достигается применением одного или нескольких высокостабильных генераторов (кварцевых, квантовых)

опорной частоты (ГОЧ) в сочетании с методами умножения, деления и других преобразований. Синтезаторы прямого синтеза отличаются очень малым временем перестройки. Например, в бортовой радиостанции «Ландыш» синтезатор содержит $20+9+4=33$ кварца, что после операций умножения в смесителях дает $20*9*4=720$ рабочих мгновенно перестраиваемых каналов.

Синтезаторы с одним опорным генератором строятся по схемам, рис. 5.12, с умножением или делением частоты. Она содержит генератор опорной частоты (ГОЧ), генератор гармоник (ГГ) и перестраиваемый фильтр или набор переключаемых фильтров.

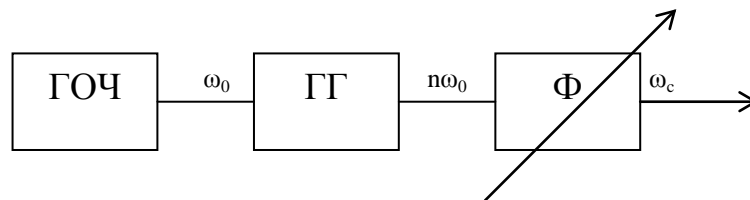


Рисунок 5.12 – СЧ прямого синтеза

В качестве генератора гармоник может быть использован, например, обычный мультивибратор, рис. 5.13. Здесь частота следования импульсов ω_0 равна частоте ГОЧ и определяет шаг сетки $\Delta\omega$. Ширина импульса мультивибратора определяет количество каналов синтезатора, рис. 5.13 в).

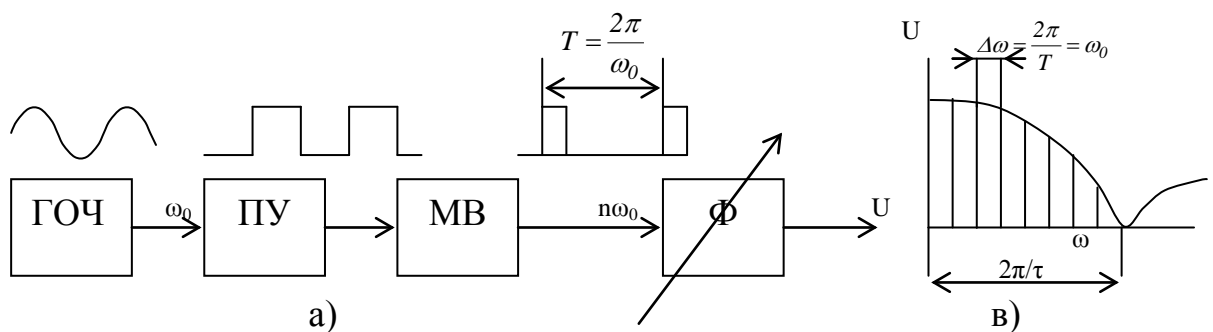


Рисунок 5.13 – УЧ прямого синтеза на МВ

На рисунке 5.14 представлен цифровой СЧ прямого синтеза. Он содержит ГОЧ, пороговое устройство ПУ, арифметический сумматор SM, регистр RG, дешифратор DC цифровой пилы в цифровую синусоиду, цифро-аналоговый преобразователь ЦАП и заграждающий фильтр на ω_0 .

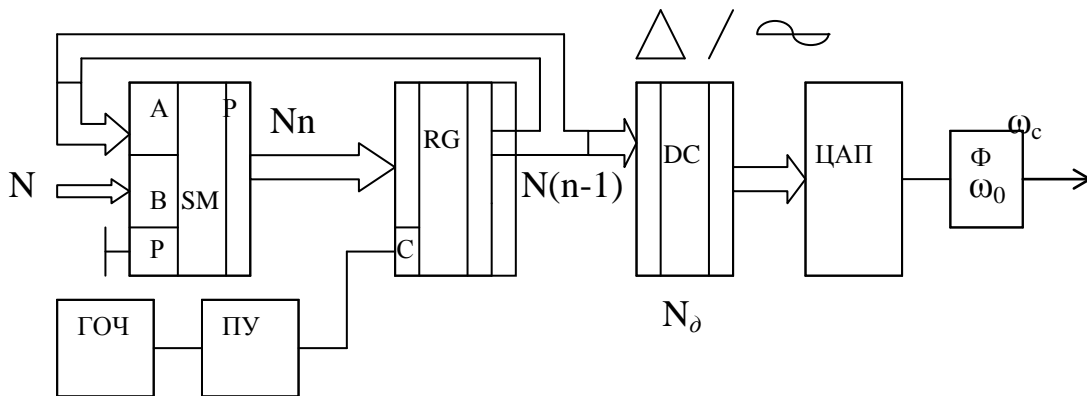


Рисунок 5.14 – Цифровой СЧ прямого синтеза

Здесь работает соотношение $f_0 N = f_c N_\Delta$. Число каналов равно максимальному числу N_m . На выходе $f_c = f_0 \frac{N}{N_\Delta}$, шаг по частоте $\Delta f = \frac{f_0}{N_\Delta}$, максимальная частота определяется минимально возможным количеством отсчетов в выходном колебании, по которым можно восстановить синусоиду, например, 8. Тогда $f_{c,max} = \frac{f_0}{8}$. Время перестройки определяется длительностью периода предшествующей частоты. Наибольшее время равно $\frac{N_\Delta}{f_0}$. Например, $N_\Delta = 10^5, f_0 = 1МГц, t_{max} = \frac{10^5}{10^6} = 0,1с$.

5.4.2 Синтезаторы частот косвенного синтеза

Косвенный синтез частот реализуется на базе управляемых генераторов и систем частотно-фазовой подстройки частоты с использованием либо умножителя частоты, либо делителя.

На рисунке 5.15 представлена функциональная схема косвенного синтезатора с умножителями частоты. Она содержит генератор опорной частоты ω_0 ГОЧ, генератор гармоник $n\omega_0$ ГГ, управляемый генератор УГ, частотный или фазовый детектор ЧФД, фильтр нижних частот ФНЧ и устройство управления УУ.

На детекторе происходит сравнение частот опорного генератора и управляемого, в результате фильтрации вырабатывается управляющее напряжение ΔU и управляемый генератор настраивается на частоту заданной гармоники. Время настройки здесь определяется постоянной времени фильтра и добротностью УГ и обычно существенно больше, чем время перестройки синтезатора прямого синтеза.

В настоящее время широко используются синтезаторы частот косвенного синтеза с делителями частоты, позволяющие использовать цифровые схемы.

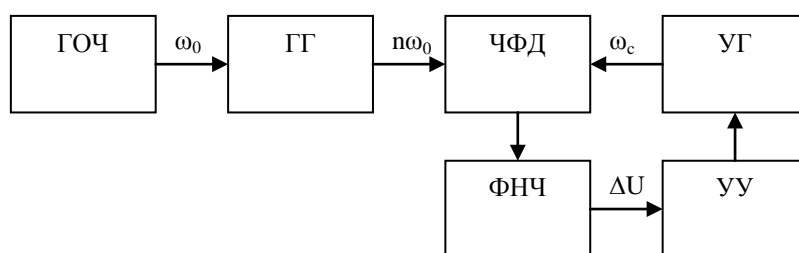


Рисунок 5.15 – Синтезатор косвенного синтеза с умножителем частоты

На рисунке 5.16 представлена функциональная схема косвенного синтезатора, реализованная в автоматическом радиокompасе АРК-15. Она содержит ГОЧ, через формирователь импульсов УФ1, подключаемый к делителю частоты ДЧ1, управляемый генератор УГ, через формирователь импульсов УФ2 и схему 2И подключенный к делителю ДЧ2, импульсный фазовый детектор ИФД, состоящий из двух инверторов, двух схем 2И, и двух генератор Г1 и Г2, устройство управления, состоящее из реверсивного счетчика РСЧ и ЦАП, триггер переключения Т и регистр РГ, куда заносится

число N с наборного устройства. Делители частоты – счетчики емкостью M . РСЧ выполняет роль фильтра.

Работа синтезатора происходит следующий образом, рис. 5.17. ДЧ1 вырабатывает короткие тактовые импульсы U_0 с периодом $T = \frac{M}{f_0}$ и импульсы U_1 длительностью $\tau_1 = \frac{M}{2f_0}$. Импульсы U_0 обнуляют датчик ДЧ2, осуществляют затем запись числа N в ДЧ2 и переводят триггер T в единичное состояние, тем самым разрешая счет ДЧ2. ДЧ2 заполняется до M и переводит триггер T в нулевое состояние. Таким образом, на выходе триггера формируется импульс U_2 длительностью $\tau_2 = \frac{M}{f_c}$. Импульсы τ_1 и τ_2 сравниваются по длительности в ИФД. Если $\tau_2 < \tau_1$, на выходе ИФД $U_3=1$ длительностью $\tau_1 - \tau_2, U_4 = 0$, запускается генератор $\Gamma 1$, содержимое реверсивного счетчика РСЧ уменьшается, U_5 снижается, частота f_c снижается и в результате становится $\tau_2 = \tau_1$, а $f_c = 2 \left(\frac{M - N}{M} \right) f_0$.

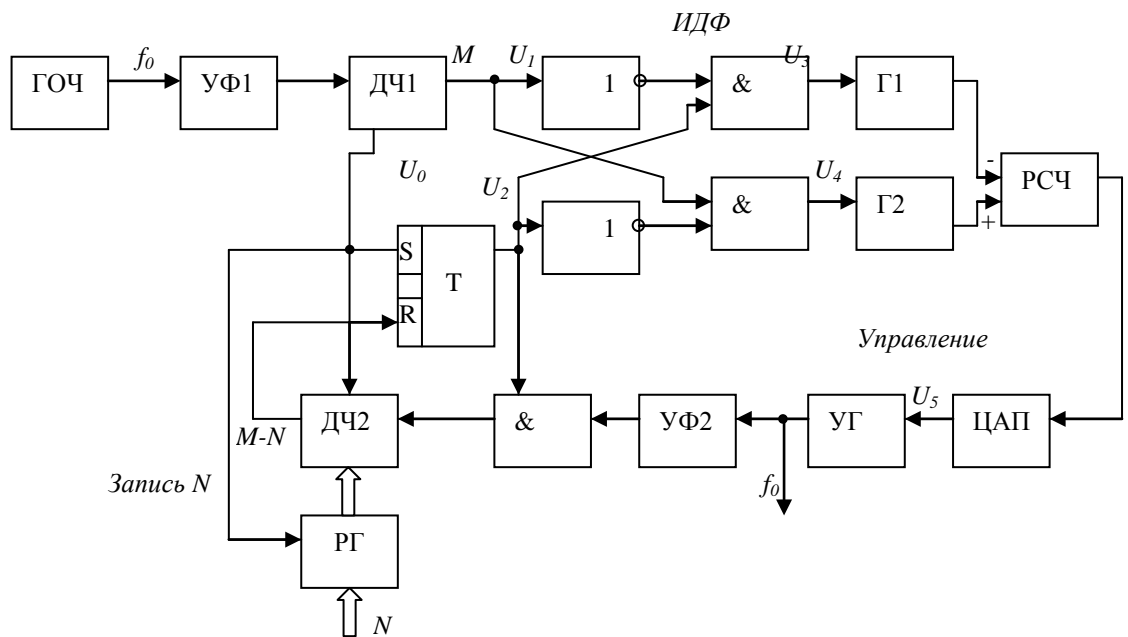


Рисунок 5.16 – Синтезатор частот АРК-15, функциональная схема

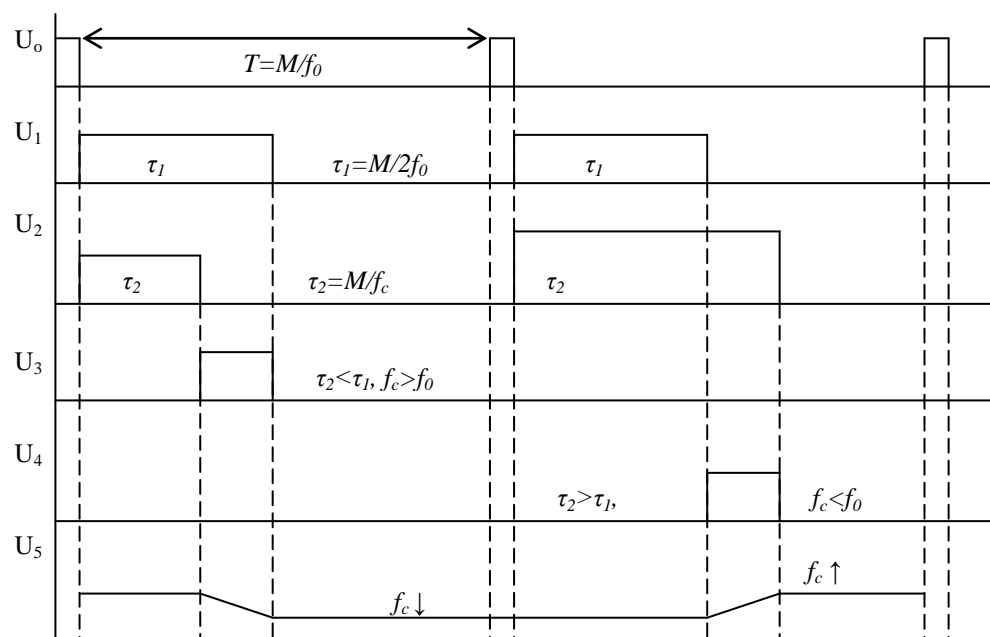


Рисунок 5.17 – Напряжения в схеме синтезатора частот АРК-15

Если же $\tau_2 > \tau_1$, то $U_3 = 0, U_4 = 1$, работает генератор Г2, содержимое РСЧ увеличивается и частота f_c увеличивается т достигает того же значения

$$f_c = 2 \left(\frac{M - N}{M} \right) f_0.$$

Параметры синтезатора:

$$\text{Шаг по частоте } \Delta f = 2 \frac{f_0}{M},$$

$$\text{Минимальная частота } f_{min} = 2 \frac{f_0}{M},$$

$$\text{Максимальная частота } f_{max} = 2 \frac{M - 1}{M} f_0 \approx f_0.$$

Время установления зависит от скорости заполнения реверсивного счетчика, определяемой частотой генераторов Г1 и Г2. При надлежащем выборе частоты оно может быть не более одного периода тактовой частоты, то есть $\frac{f_0}{M}$.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Устройства генерирования и формирования радиосигналов: Учебник для ВУЗов / Л.Н.Белов и др.; Под ред. Г.М.Уткина и др. – М.: Радио и связь, 1994 г. – 416 с.
2. Петров Б.Е., Романюк В.А. Радиопередающие устройства на полупроводниковых приборах. – М.: Высшая школа. – 1989 г. – 232 с.
3. Радиопередающие устройства: Учебник для ВУЗов – В.В.Шахгильдян. – М.: Высшая и связь, 1990. – 512 с.
4. Микросхемы для импульсных источников питания и их применения. Коллектив авторов. –М.: изд. Дом «Додена - XXI», 2001 г. – 608 с.
5. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника: Справочное руководство. –М.: МИР, 1982. – 512 с.
6. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы, ч.2. – М.: Сов.радио, 1967. – 327 с.
7. Генераторы с внешним возбуждением : Учебное пособие. Махов А.И., Широков Ю.Ф. Самарский гос. Аэрокосм. Ун-т : Самара, 2011. – 79 с.

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ
ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО
ПРОФЕССИОНАЛЬНОГО ОБРАЗОВАНИЯ
«САМАРСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ АЭРОКОСМИЧЕСКИЙ
УНИВЕРСИТЕТ имени академика С. П. КОРОЛЁВА
(национальный исследовательский университет)»
(СГАУ)

МОДУЛЯТОРЫ

Учебное пособие

САМАРА 2013

СОДЕРЖАНИЕ

ПРЕДИСЛОВИЕ	3
ВВЕДЕНИЕ.....	4
ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ И ОПРЕДЕЛЕНИЯ	5
1 МОДУЛЯЦИЯ, СИГНАЛЫ, ВИДЫ МОДУЛЯЦИИ	6
2 АМПЛИТУДНЫЕ МОДУЛЯТОРЫ.....	8
2.1 Соотношения при амплитудной модуляции	8
2.2 Модулятор по смещению	11
2.3 Модулятор по питанию	14
2.4 Однополосные модуляторы	18
3 ИМПУЛЬСНЫЕ МОДУЛЯТОРЫ.....	23
3.1 Особенности импульсных модуляторов	23
3.2 Формирование импульсных видеосигналов.....	24
3.3 Импульсные модуляторы с накоплением энергии	26
4. УГЛОВЫЕ МОДУЛЯТОРЫ	29
4.1 Соотношения при угловой модуляции	30
4.2 Схемы частотных модуляторов	34
4.3 Схемы фазовых модуляторов.....	43
5 ФОРМИРОВАНИЕ СЛОЖНЫХ СИГНАЛОВ	46
5.1 Формирование ЛЧМ сигнала	47
5.2 Формирование ФКМ-сигнала	49
БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК	52

ПРЕДИСЛОВИЕ

В основу настоящего пособия положены учебники [1, 2, 3, 4] и курс лекций по дисциплине «Устройства генерирования и формирования сигналов» читаемого для специальности 210302.65 «Радиотехника», материал которых дополнен и переработан с учетом требований учебного плана.

Большое внимание уделено краткости и четкости изложения. Особенно это касается определений, формулировок. Представлена инженерная теория модуляторов, рассмотрены схемы различных модуляторов, даны расчетные соотношения. Для угловых модуляторов получены более простые, чем в [1] соотношения, для однополосных модуляторов представлена наилучшая на наш взгляд фазо-фильтровая схема.

При описании формирователей сложных сигналов использованы результаты научных работ, проводимых на кафедре радиотехники.

ВВЕДЕНИЕ

Модуляторы являются одними из основных элементов радиопередающих устройств и предназначены для формирования радиосигналов на их выходе.

Задача модуляторов – управление электрическими колебаниями в соответствии с поступающей информацией. Знание этих устройств необходимо радиоинженеру при разработке, наладке и обслуживании радиосистем.

В данном учебном пособии рассмотрены основные виды модуляции и модуляторы их реализующие.

Данное учебное пособие содержит 5 разделов.

В 1 разделе рассмотрены общие вопросы формирования сигналов, виды модуляции.

Раздел 2 посвящен построению схем амплитудных модуляторов, рассмотрены их основные особенности и свойства.

В разделе 3 рассмотрены импульсные модуляторы, даются их схемы и основные соотношения.

Раздел 4 посвящен формированию сигналов при угловой модуляции. Даны схемы частотных модуляторов. Рассмотрены их особенности и свойства.

В разделе 5 обсуждаются вопросы формирования сложных сигналов, представлены способы формирования ЛЧМ и ФКМ-сигналов и схемы их реализации.

ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ И ОПРЕДЕЛЕНИЯ

Электрическое колебание – электрическая величина, периодически изменяющаяся во времени (ток, напряжение, напряжённости электромагнитного поля).

Электромагнитное колебание – периодически изменяющееся во времени электромагнитное поле – частный случай электрического колебания. Далее в тексте будет использоваться термин колебание.

Радиоволна – электромагнитное колебание, распространяющееся по радиоканалу.

Радиоканал – среда распространения радиоволны (свободное пространство, волновод, кабель, провод и т.п.)

Радиосигнал – электрическое колебание, параметры которого изменяются в соответствии с передаваемым сообщением, предназначенное для передачи по радиоканалу.

Генератор – устройство, вырабатывающее (генерирующее) электрические колебания с заданными параметрами, путем преобразования энергии постоянного поля или электрического колебания в электрическое колебание.

Генератор с внешним возбуждением (ГВВ) – генератор, вырабатывающий колебания с заданными параметрами, при воздействии возбуждающего колебания.

Усилитель мощности – ГВВ, частота выходного колебания которого равна частоте входного колебания.

Автогенератор (АГ) – генератор, вырабатывающий колебания с заданными параметрами без воздействия возбуждающего колебания, т.е. самостоятельно, автономно.

Модулятор (М) – устройство, управляющее колебаниями ГВВ или АГ в соответствии с передаваемым сообщением, путем воздействия на параметры колебаний.

Радиопередатчик (радиопередающее устройство) – устройство, формирующее радиосигнал с заданными параметрами.

Активный элемент (АЭ) – элемент генератора, преобразующий энергию постоянного поля или электрического колебания в электрическое колебание.

Колебательная цепь (КЦ) – элемент генератора, формирующий выходное колебание с заданными параметрами, характеристиками и формой.

1 МОДУЛЯЦИЯ, СИГНАЛЫ, ВИДЫ МОДУЛЯЦИИ

Электрические колебания, вырабатываемые генераторами, не содержат в себе информации, подлежащей передаче. Для внесения информации в электрические колебания необходимо осуществлять процесс, называемый модуляцией.

Модуляция - это процесс управления электрическими колебаниями путем воздействия на параметры колебаний в соответствии с передаваемым сообщением, т.е. передаваемой информацией.

Устройство, осуществляющее модуляцию, называется **модулятором**.

В результате модуляции формируется электрический сигнал.

Электрический сигнал – это электрическая величина (ток, напряжение, электромагнитное поле), изменяющаяся в соответствии с передаваемым сообщением.

Также как и колебания, сигналы можно классифицировать по различным признакам.

Таким образом имеем следующие виды сигналов:

1) По форме:

- гармонический;
- импульсный (прямоугольной, треугольной формы);
- другие.

2) По длительности:

- непрерывный, существующий за время работы устройства;
- импульсный, содержащий паузы при работе.

3) По способу изменения параметров:

- дискретный (цифровой);
- аналоговый.

4) По сложности:

- простые сигналы, база которых $B = T \cdot F \approx 1$,
где T – длительность, F – ширина спектра;
- сложные, база которых $B \gg 1$.

Примером таких сигналов служат сигналы с линейно-частотной модуляцией конечной длительности (ЛЧМ-сигналы), фазокодоманипулированные сигналы (ФКМ) и другие.

5) По соотношению ширины спектра к центральной частоте:

- радиосигналы, передаваемые по радиоканалам (свободное пространство, радиопередача, оптическая линия). Признаком радиосигнала является то, что

ширина спектра значительно (на 1 и более порядков) меньше центральной частоты, т. е. $\Delta f \ll f_0$;

- видеосигналы (термин взят из телевидения), у которых ширина спектра соизмерима с центральной частотой, обычно $\Delta f \approx 2f_0$.

Радиосигнал обычно ВЧ, видеосигнал – НЧ, но по этому признаку классифицировать нельзя, так как радиосигнал может быть и НЧ, например, глобальная радионавигационная система «Омега» работает на частоте 10 кГц, т.е. НЧ.

В зависимости от того, на какой параметр колебания осуществляется воздействие, различают следующие виды модуляции:

- 1) Амплитудная модуляция (АМ);
- 2) Частотная модуляция (ЧМ);
- 3) Фазовая модуляция (ФМ).

ЧМ и ФМ называют также одним названием – угловая модуляция, так как и при ЧМ и при ФМ фаза колебания изменяемая на $\pm\Delta\varphi$ относительно текущей фазы $\omega_0 t$, или в векторном представлении – вектор вращающийся с угловой скоростью $\omega_0 t$, совершает колебания по углу на $\pm\Delta\varphi$

- 4) Импульсная модуляция (ИМ) – частный случай АМ и ее подвиды:

- ШИМ – изменение ширины импульса;
- АИМ – изменение амплитуды;
- ВИМ – изменение временного положения;
- дельта-модуляция.

- 5) Формирование сложных сигналов, таких как импульсные ЛЧМ (линейно-частотная модуляция) и ФКМ (фазо-кодо-манипулированные сигналы).

Рассмотрим эти виды модуляции и соответствующие модуляторы.

2 АМПЛИТУДНЫЕ МОДУЛЯТОРЫ

2.1 Соотношения при амплитудной модуляции

При воздействии на амплитуду гармонического колебания $U_H \cos \omega t$ гармоническим колебанием $U_\Omega \cos \Omega t$, где U_H , ω – амплитуда и частота колебаний несущей частоты, U_Ω , Ω – амплитуда и частота модулирующего колебания, получим следующий АМ – сигнал:

$$U(t) = (U_H + U_\Omega \cos \Omega t) \cos \omega t = U_H (1 + m \cos \Omega t) \cos \omega t, \quad (2.1)$$

где $m = \frac{U_\Omega}{U_H}$ – коэффициент (показатель) АМ, максимальное значение которого $m_{\max} = 1$.

Выражение (2.1) можно представить и в другой форме, применив правила тригонометрии:

$$U(t) = U_H \cos \omega t + \frac{m}{2} U_H \cos(\omega + \Omega) t + \frac{m}{2} U_H \cos(\omega - \Omega) t \dots \quad (2.2)$$

По выражению (2.1) получим осциллограмму АМ – сигнала, рис. 2.1 а)

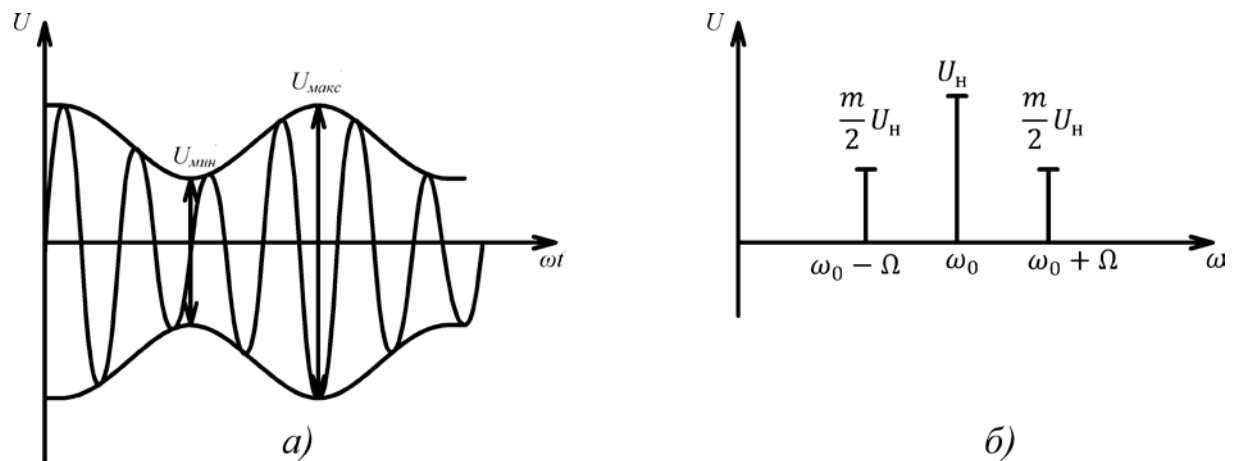


Рис. 2.1 АМ сигнал и его спектр

Из рис. 2.1 а) можно определить максимальный размах амплитуды U_{\max} и минимальный U_{\min} и определить коэффициент модуляции:

$$m = \frac{U_{\max} - U_{\min}}{U_{\max} + U_{\min}}$$

Выражение (2.2) определяет спектр АМ, который состоит из колебаний несущей частоты $U_H \cos \omega t$ и двух боковых с амплитудами $\frac{m}{2} U_H$ и частотами $(\omega + \Omega)$ и $(\omega - \Omega)$, рис. 2.1 в)

Следует заметить, что фазы боковых колебаний совпадают (в отличие от ЧМ). При модуляции спектром частот получим вокруг несущей две боковые полосы одинаковой конфигурации.

Рассмотрим энергетические параметры АМ.

Определим максимальную мощность ($\cos \omega t = 1$):

$$P_m = \frac{1}{2} \frac{U_m^2}{R_s} = \frac{1}{2} \frac{U_H^2 (1+m)^2}{R_s} = P_H (1+m)^2,$$

где $U_m = U_H(1+m)$ – максимальная амплитуда, P_H – мощность в режиме несущей частоты.

При $m = 1$, а такой случай, может быть, имеем $P_{\max} = 4P_H$. Это значит, что модулируемый каскад должен быть настроен на мощность в 4 раза больше, чем в режиме несущей частоты.

Определим среднюю мощность в режиме модуляции, интегрируя выражение для мгновенной мощности $P_H (1 + m \cos \Omega t)^2$ по Ωt :

$$P_{\text{ср}} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} P_H (1 + m \cos \Omega t)^2 d\Omega t = P_H + \frac{m^2}{2} P_H \dots, \quad (2.3)$$

где $\frac{m^2}{2} P_H = P_6$ – мощность информационной составляющей.

Учитывая, что обычно $m_{\text{ср}} = 0,3 \dots 0,4$, получим среднюю мощность информационной составляющей:

$$P_{\text{ср}} = \frac{m_{\text{ср}}^2}{2} P_H \approx 0,08 P_H.$$

Из этого выражения и (2.3) следует, что почти вся мощность генератора идет на формирование колебаний несущей частоты и только 8% используется на формирование информационной составляющей.

Итак, мы видим существенные недостатки АМ:

1) Завышенная в 4 раза мощность генератора;

2) Малый (8%) информационный КПД.

При разработке амплитудных модуляторов обычно проверяют оценку качества АМ.

Для этой цели снимают статическую и динамические характеристики модулятора.

Статическая характеристика – это зависимость модулируемого фактора (I_1, U_1) от модулирующего фактора E . Статическая характеристика представлена на рис. 2.2.

Она позволяет выбрать участок ΔE с хорошей линейностью, а также установить рабочую точку E_H в режиме несущей частоты.

Динамические характеристики:

1) Амплитудная – зависимость коэффициента модуляции от амплитуды колебаний U_Ω модулирующей частоты, при некоторой частоте Ω (например средней), рис 2.3 а);

2) Частотная – зависимость коэффициента модуляции от частоты Ω , при среднем значении U_Ω , рис 2.3 в).

Динамические характеристики позволяют оценить качество АМ в работе.

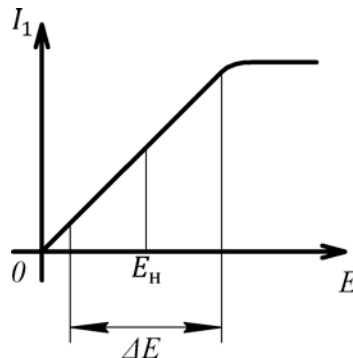


Рис. 2.2 Статическая характеристика

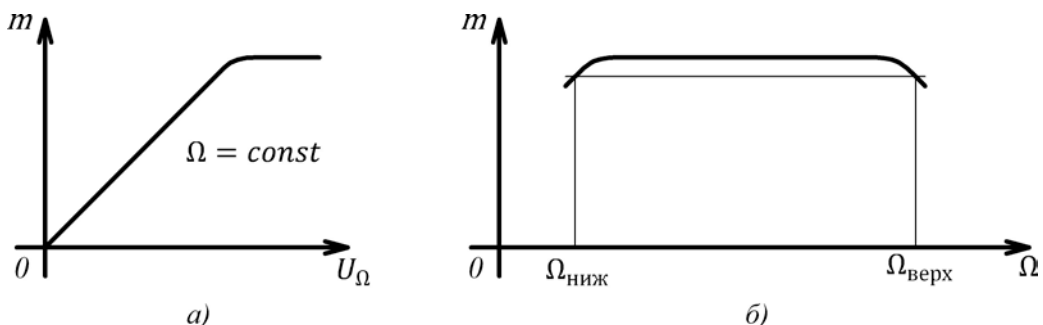


Рис. 2.3 Динамические характеристики

Рассмотрим далее способы и схемы осуществления АМ.

Способы АМ:

- 1) Модуляция по смещению генератора, то есть изменением напряжения смещения $E_{см}$, по входу АЭ;
- 2) Модуляция по питанию генератора, то есть изменением напряжения питания $E_{пит}$, по выходу АЭ;
- 3) Модуляция изменением сопротивления нагрузки. Этот способ обычно не применяется.

2.2 Модулятор по смещению

На рис 2.4 представлена схема амплитудного модулятора по смещению. Это ГВВ с управляемым источником смещения.

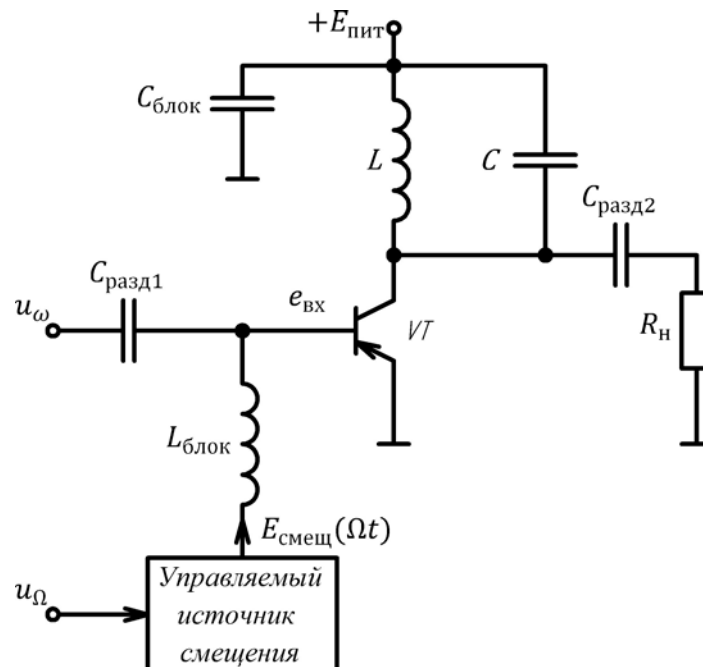


Рис. 2.4 ГВВ управляемый по смещению

Управляющее колебание в этом случае подается на вход АЭ и имеет следующий вид:

$$e_{вх} = E_{см}(\Omega t) + U_{вх} \cos \omega t, \text{ где } E_{см}(\Omega t) = E_{смн} + u_{\Omega}.$$

На рис. 2.5 представлен процесс модуляции в поле проходных характеристик АЭ.

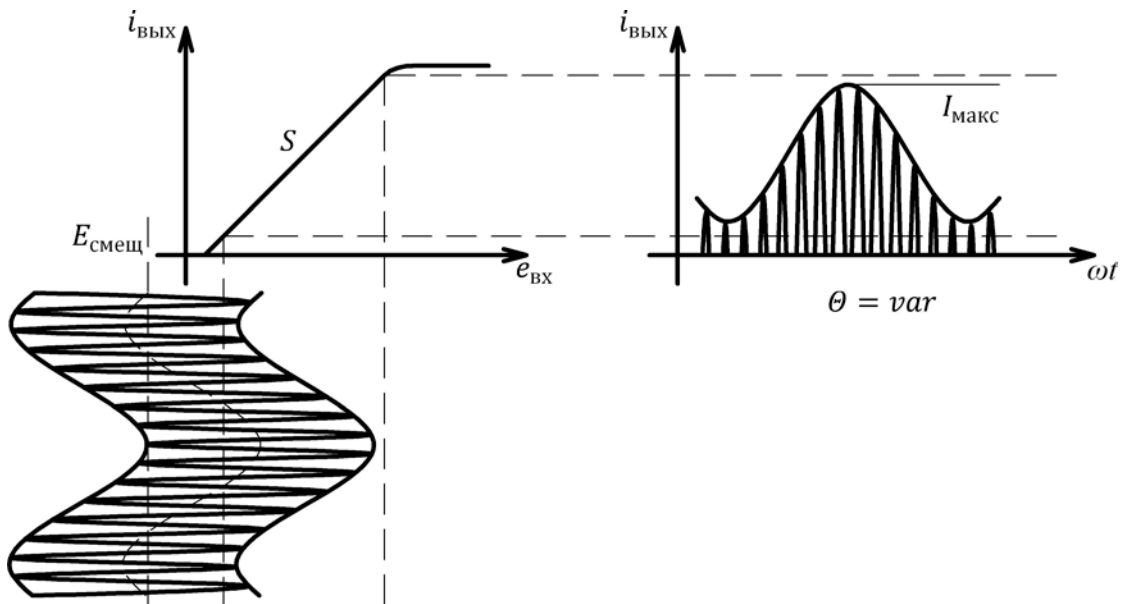


Рис. 2.5 АМ по смещению

Как видно из рисунка 2.5, генератор при АМ работает в недонапряженном режиме до критического. При этом изменяется угол отсечки θ . Следовательно, имеем малый КПД, но высокую линейность модуляционной характеристики вследствие линейности проходной характеристики

$S_d(e_{\text{вх}} - E_{\text{отс}})$, А так как работа происходит на входе АЭ, то требуется малая мощность модулятора.

Рассмотрим энергетические соотношения модулятора по смещению. Для этого сравним два режима модулятора: максимальной мощности и режим несущей.

Имеем следующие параметры импульсов входного тока:

- в режиме максимальной мощности $I_{\text{макс}}, \theta_m$;
- в режиме несущей $I_{\text{мн}}, \theta_H$.

$$I_{\text{max}} = I_m \left(\frac{\pi}{2} \right) (1 - \cos \theta_m), \quad I_{\text{мн}} = I_m \left(\frac{\pi}{2} \right) (1 - \cos \theta_H).$$

Используя эти соотношения, получим выражение для определения угла отсечки θ_H :

$$\cos \theta_H = 1 - I_{\text{отн}} (1 - \cos \theta_m), \quad (2.4)$$

где $I_{отн} = \frac{I_{мн}}{I_{max}}$.

Имеем также следующие выражения для мощностей:

$$P_{1m} = \frac{1}{2} \alpha_1^2(\theta_m) I_{max}^2 R_{э}, \quad P_{от} = \alpha_0(\theta_m) I_{max} E_H$$

$$P_{1H} = \frac{1}{2} \alpha_1^2(\theta_H) I_{мн}^2 R_{э}, \quad P_{оH} = \alpha_0(\theta_H) I_{мн} E_{\Pi}$$

Используя эти выражения, получим отношения КПД в указанных режимах:

$$\frac{\eta_H}{\eta_m} = \frac{\alpha_1^2(\theta_H) \cdot \alpha_0(\theta_m)}{\alpha_1^2(\theta_m) \cdot \alpha_0(\theta_H)} I_{отн} \quad (2.5)$$

Режим максимальной мощности – критический режим, а угол отсечки θ_m выбирается 110-120° из соображений расширения диапазона модуляции.

$$I_{max} = 2I_{мн} \text{ и } I_{отн} \approx 0,5.$$

Сделаем оценку для случая $\theta = 120^\circ$, $I_{отн} = 0,5$.

По формуле (2.4) имеем:

$$\cos\theta_H = 1 + 0,5(1 - \cos 120) = 0,25; \theta_H = 75^\circ,$$

а по формуле (2.5) получим:

$$\frac{\eta_H}{\eta_m} = \frac{\alpha_1^2(75^\circ) \cdot \alpha_0(120^\circ)}{\alpha_1^2(120^\circ) \cdot \alpha_0(175^\circ)} 0,5 = 0,47.$$

Таким образом, в режиме несущей КПД примерно в 2 раза меньше, чем в режиме критическом.

Если $\eta_m \approx 0,7$ то $\eta_H = 0,35$.

В режиме модуляции средние мощности P_1 и P_0 увеличиваются на $\frac{m^2}{2}$, а КПД не изменяется: $\eta_{\text{ср}} = \eta_H \approx 0,35$.

Итак, модулятор по смещению имеет следующие свойства:

- 1) Хорошая линейность модуляционной характеристики;
- 2) Малая мощность модулятора;
- 3) Малый КПД, порядка 30-40%.

2.3 Модулятор по питанию

Схема АМ модулятора представлена на рис. 2.6.

Это ГВВ с параллельным питанием и дополнительным элементом в цепи питания – трансформатором Т, через который подается модулирующее напряжение $u_\Omega = U_\Omega \cos \Omega t$ и в результате напряжение питания изменяется с частотой Ω :

$$E_{\text{пм}} = E_{\text{п}} + U_\Omega \cos \Omega t .$$

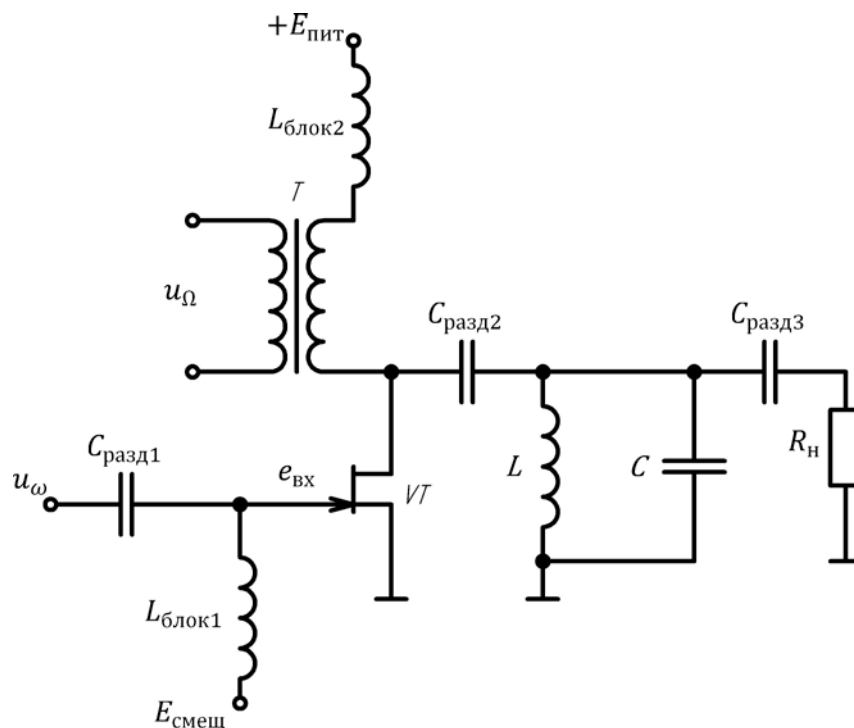


Рис. 2.6 Схема АМ-модулятора по питанию

Для этого модулятора имеем следующие соотношения:

$$E_{\text{пм}} = E_{\text{н}}(1 + m \cos \Omega t);$$

$$I_1 = I_{1\text{н}}(1 + m \cos \Omega t);$$

$$I_0 = I_{0\text{н}}(1 + m \cos \Omega t),$$

где $m = \frac{U_{\Omega}}{E_{\text{п}}}$, $E_{\text{н}}$, $I_{1\text{н}}$, $I_{0\text{н}}$ – параметры генератора в режимах несущей частоты.

Мощности:

$$P_1 = \frac{1}{2} I_1^2 R_{\text{э}} = \frac{1}{2} I_{1\text{н}}^2 (1 + m \cos \Omega t)^2 R_{\text{э}} = P_{1\text{н}} (1 + m \cos \Omega t)^2;$$

$$P_0 = I_0 E_{\text{пм}} = I_{0\text{н}} E_{\text{п}} (1 + m \cos \Omega t)^2 R_{\text{э}} = P_{0\text{н}} (1 + m \cos \Omega t)^2.$$

$\eta_m = \frac{P_1}{P_0} = \eta_{\text{н}} = \text{const}$ и равен КПД в расчетном критическом режиме.

Работа АМ по питанию происходит в сильно перенапряженном режиме. Этот режим представлен в поле выходных характеристик на рис. 2.7. Он характеризуется соотношением $U_1 = F(E_{\text{п}})$.

и выражение для тока первой гармоники:

$$I_1 = (\alpha_1(\theta) - \alpha_1(\theta_1))I_m - (\alpha_1(\theta_1) - \alpha_1(\theta_2))S_{кр}U_1(1 - \cos\theta_2). \quad (2.8)$$

Сопротивление нагрузки (оно постоянно во всех режимах) $R = \frac{U_1}{I_1}$ и напряжения в критическом режиме:

$$U_{кр} = I_{кр}R = \alpha_1(\theta)I_m R; \quad (2.9)$$

$$E_{кр} = U_{кр} + \frac{I_m}{S_{кр}}.$$

Рабочая область модуляционной характеристики:

$$\delta U_{раб} = \frac{U_{кр} - U_1}{U_{кр}}.$$

Полученные выражения (2.6)...(2.9) позволяют произвести оценку нелинейности модуляционной характеристики $U_1 = F(E_{п})$, то есть ее отличие от прямой $U_1 = E_{п}$.

Путь оценки следующий:

- 1) Задаемся значением нелинейности δU_1 ;
- 2) Задаемся максимальным током I_m , $S_{кр}$ и минимальным значением напряжения $U_{мин}$, находим $\cos\theta_2 = 1 - \delta U_1$, $E_{п} = U \cos\theta_2$;
- 3) Рассчитываем θ_2 , θ_1 , I_1 , R и напряжения в критическом режиме $U_{кр}$, $E_{кр}$ и $S_{кр}$;
- 4) Определяем рабочую область модуляционной характеристики:

$$\delta U_{раб} = \frac{U_{кр} - U_{мин}}{U_{кр}}.$$

В таблице 1 представлены результаты расчётов относительного диапазона рабочей зоны модуляционной характеристики АМ по питанию. в зависимости от заданной нелинейности δU_1 и минимального напряжения $U_{мин}$.

$$I_m = 10A, S_{кр} = 5A/V, \theta = 90^\circ.$$

Таблица 1 – Относительный диапазон рабочей зоны $\delta U_{\text{раб}}$ модуляционной характеристики АМ по питанию

$U_{\text{мин}}, \text{В}$ / $\delta U_1, \%$	3	5	10	20	50	100
5	0,77	0,68	0,6	0,52	0,45	0,42
10	0,81	0,75	0,68	0,62	0,57	0,56
15	0,85	0,8	0,74	0,70	0,67	0,65

Как видно из таблицы диапазон рабочей зоны сильно зависит от амплитуды заданного минимального напряжения, то есть от напряжения питания генератора.

Например, для случая $U_{\text{мин}} = 100\text{В}$, $\delta U_1 = 5\%$, $E_{\text{п}} \approx U_{\text{кр}} = 173\text{В}$, $\delta U_{\text{раб}} = 42\%$.

Сформулируем свойства модулятора по питанию:

- 1) Высокий КПД, равный расчетному в критическом режиме;
- 2) Мощность модулятора соизмерима с мощностью источника питания, то есть большая;
- 3) Модуляционная характеристика не линейна в начальном участке, рабочий участок составляет 40 – 85% от $U_{\text{кр}}$.

Линейность модуляционной характеристики можно улучшить, если активный элемент шунтировать обратным диодом, но это несколько снизит КПД генератора.

2.4 Однополосные модуляторы

Как следует из вышеизложенного, классическая амплитудная модуляция имеет малую эффективность:

- 1) Завышенная (в 4 раза) мощность модулируемого генератора;
- 2) Малая информационная мощность по сравнению с мощностью в режиме несущей;
- 3) Широкая полоса частот, занимаемая спектром сигнала;
- 4) Пониженный КПД при модуляции по смещению – 35%.

Эти недостатки полностью устраняются при работе на одной боковой полосе спектра сигнала.

Такая модуляция называется **однополосной** или сокращенно ОБП – одна боковая полоса.

Выполняется она следующим образом. Сначала на низком уровне мощности формируется обычный АМ-сигнал, затем выделяется одна боковая полоса и подавляются несущая и вторая полоса. Далее сигнал ОБП подается на ГВВ с полосой пропускания соответствующей выбранной полосе.

Рассмотрим соотношения для этого вида модуляции.

На выходе ГВВ ОБП имеем токи, напряжения и мощности:

$$\begin{aligned} u_{\text{вых}} &= mU_H \cos(\omega + \Omega) t; \\ i_{\text{вых}} &= mI_H \cos(\omega + \Omega) t; \\ P_1 &= \frac{1}{2} m^2 I_H U_H = m^2 P_{1\text{max}} = P_{\text{инф}}. \end{aligned} \quad (2.10)$$

То есть вся мощность несет информацию. $P_0 = I_0 E_{\text{п}} = mP_{0\text{max}}$, где $P_{1\text{max}}$ и $P_{0\text{max}}$ - расчетные максимальные мощности ГВВ, а режима несущей здесь нет, так как сама несущая отсутствует, есть режим молчания, при котором $P_1 = P_0 = 0$.

$$\eta = \frac{P_1}{P_0} = m\eta_{\text{max}}.$$

Сравним амплитудную модуляцию и ОБП.

При АМ $P_{1\text{max}} = 4P_{1\text{H}}$ информационная составляющая равна $P_{\text{инф}} = \frac{m^2}{2} P_{1\text{H}}$.
Отношение информационной составляющей к максимальной мощности:

$$\frac{P_{\text{инф}}}{P_{1\text{max}}} = \frac{m^2}{8}.$$

Для ОБП из (2.10) следует $\frac{P_{\text{инф}}}{P_{1\text{max}}} = m^2$, то есть при ОБП имеется выигрыш в 8 раз по информационной мощности:

- 1) Это значит, что при одной и той же максимальной мощности ГВВ при ОБП мощность сигнала на приемной стороне будет в 8 раз выше;
- 2) Второй выигрышный фактор – в 2 раза меньше полоса частот, занимаемая передатчиком ОБП;
- 3) ОБП – экономичнее, так как при отсутствии информации нет передачи, в то время как при АМ передатчик работает и в отсутствии информации – режим несущей частоты.

При формировании ОБП решаются две задачи: подавление несущей частоты и одной из боковых полос. Решаются они следующими способами:

- 1) Фильтровый;
- 2) Фазовый;

3) Фазо-фильтровый.

Структурная схема фильтрового модулятора ОБП представлена на рис 2.8. Она содержит балансный модулятор, подавляющий несущую частоту и полосовой фильтр, выделяющий нужную боковую полосу. Балансный модулятор выполняет операцию умножения.

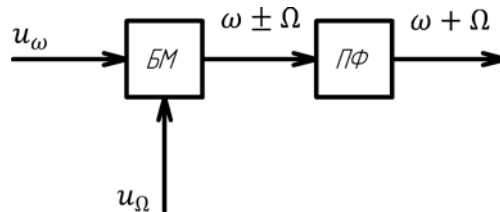


Рис. 2.8. Фильтровый ОБП

Этот способ имеет ограничения, связанные с тем, что степень подавления нежелательных частот связана с величиной центральной частоты спектра. Так, при требованиях подавления – 40дБ известные фильтры имеют следующие центральные частоты (максимальные):

LC – фильтр – до 400кГц

Пьезофильтр – до 800кГц

Электромеханический – до 1МГц

Кварцевый – до 12 МГц

Поэтому при более серьезных требованиях (60 и более дБ) применяют другие способы.

На рис. 2.9 представлена схема фазового модулятора ОБП на двух балансных модуляторах (БМ).

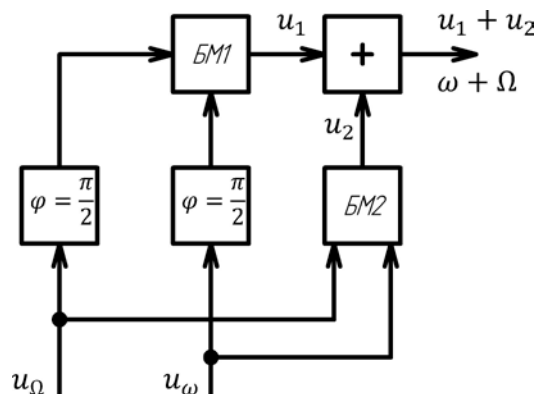


Рис. 2.9 Фазовый однополосный модулятор.

Имеем следующие соотношения:

$$u_1 = U_\Omega U_\omega \sin\Omega t \cdot \sin\omega t;$$

$$u_2 = U_\Omega U_\omega \cos\Omega t \cdot \cos\omega t;$$

$$u_1 + u_2 = U_\Omega U_\omega \cos(\Omega + \omega) t.$$

Эта схема хорошо работает при одной частоте. Для спектра частот хороший фазовращатель создать невозможно. На рис. 2.10 представлена фазо-фильтровая схема модулятора ОБП, устраняющая указанный недостаток. Она содержит 4 балансных модулятора, два ФНЧ, два фазовращателя (на частоты Ω_0 и ω_0) и сумматор.

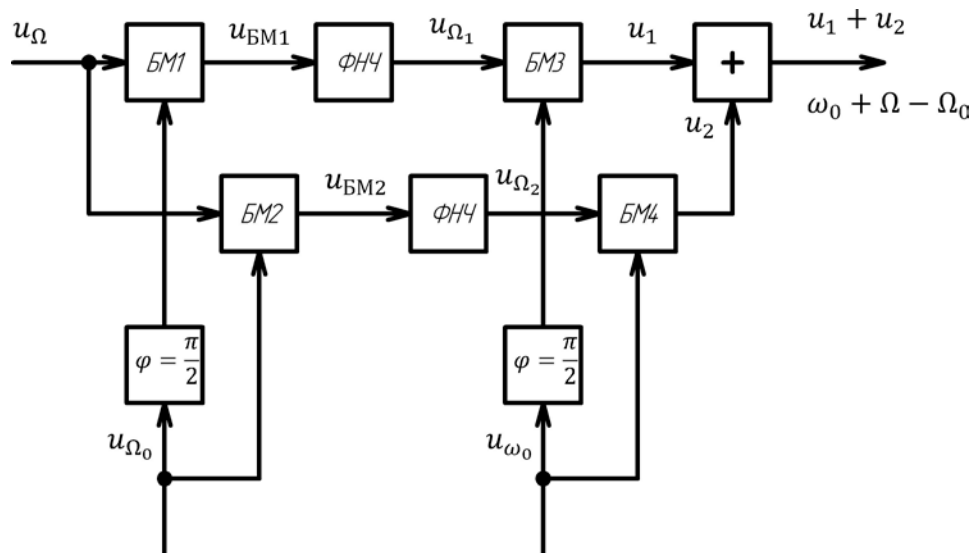


Рис. 2.10 Фазо-фильтровый однополосный модулятор

Работа модулятора поясняется диаграммами, представленными на рис 2.11.

На рис. 2.11 а) имеем спектр информационного модулирующего сигнала. Частота Ω_0 выбирается несколько больше частоты Ω_B и определяется частотой среза ФНЧ.

На рис. 2.11 б) представлен спектр сигналов после модуляторов БМ1 и БМ2 (БМ1 – sin-спектр, БМ2 – cos-спектр), а также показана АЧХ ФНЧ. Как известно, ФНЧ соответствующего порядка всегда может обеспечить заданную избирательность. Таким образом, на выходе ФНЧ имеем частоты не выше Ω_0 .

На рис 2.11 в) показан высокочастотный спектр на выходе модулятора, имеющий форму и ширину, идентичную исходному низкочастотному спектру.

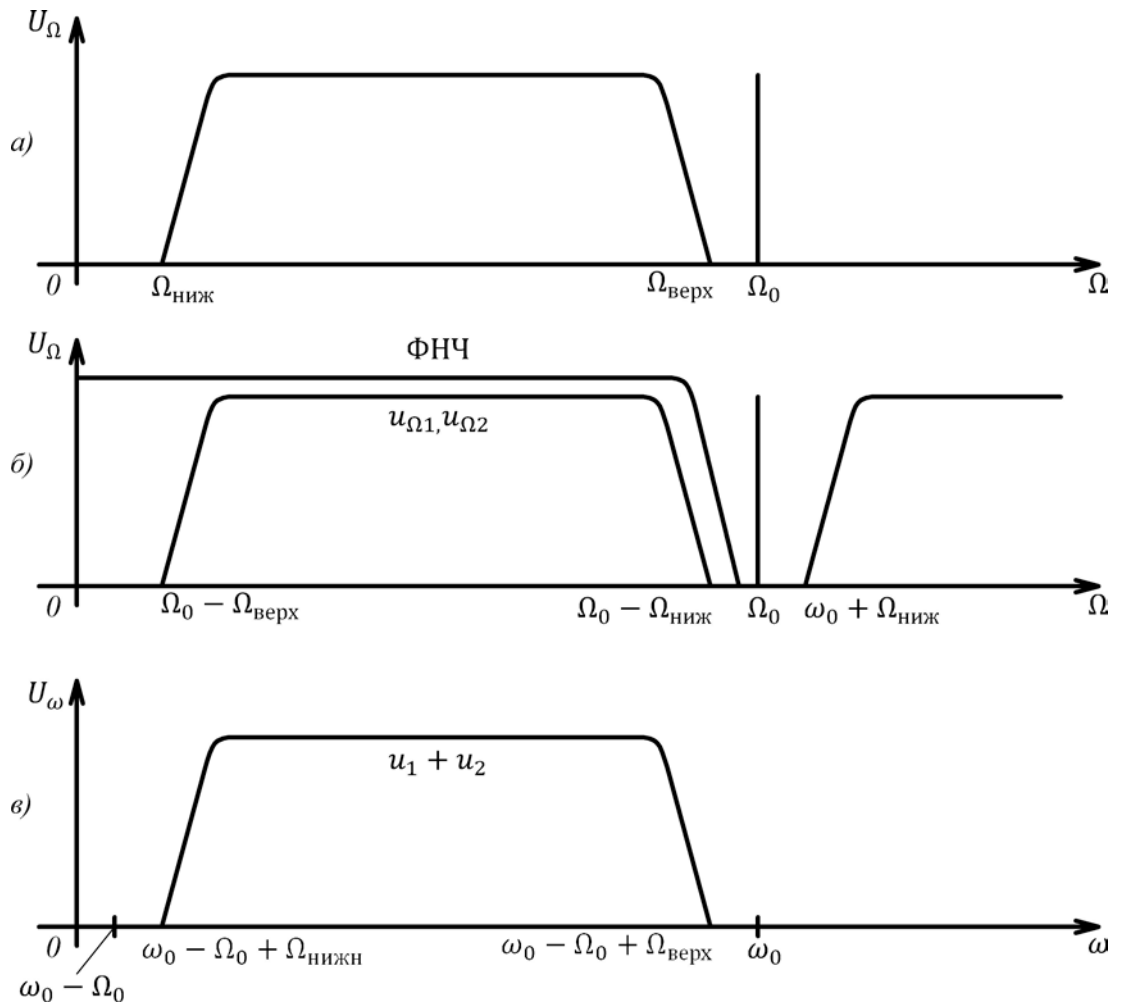


Рис. 2.11 Спектры сигналов при фазо-фильтровом ОБП

Согласно схеме рис. 2.10 имеем следующие соотношения:

$$u_{\Omega} = U_{\Omega} \cos \Omega t;$$

$$u_{\Omega_0} = \cos \Omega_0 t;$$

$$u_{\text{БМ1}} = u_{\Omega} u_{\Omega_0} = \frac{1}{2} U_{\Omega} (\sin(\Omega_0 - \Omega) + \sin(\Omega_0 + \Omega));$$

$$u_{\text{БМ2}} = u_{\Omega} u_{\Omega_0} = \frac{1}{2} U_{\Omega} (\cos(\Omega_0 - \Omega) + \cos(\Omega_0 + \Omega)).$$

После ФНЧ имеем:

$$u_{1\Omega} = \frac{1}{2} U_{\Omega} \sin(\Omega_0 - \Omega);$$

$$u_{2\Omega} = \frac{1}{2} U_{\Omega} \cos(\Omega_0 - \Omega);$$

На выходе БМ3 и БМ4:

$$u_1 = \frac{1}{2} U_{\Omega} U_{\omega} \sin \omega_0 t \cdot \sin(\Omega_0 - \Omega) t;$$

$$u_2 = \frac{1}{2} U_{\Omega} U_{\omega} \cos \omega_0 t \cdot \cos(\Omega_0 - \Omega) t,$$

а после суммирования получим:

$$u_1 + u_2 = \frac{1}{2} U_{\Omega} U_{\omega} \cos(\omega_0 - \Omega_0 + \Omega) t.$$

То есть сигнал ОБП со спектром идентичным исходному – левая боковая полоса спектра АМ (рис. 2.11 б).

При приеме частота гетеродина должна быть равна $(\omega_0 - \Omega_0)$. Схема формирования сигнала, рис. 2.10 легко реализуется, так как фазовращатели выполняются на постоянные частоты ω_0 и Ω_0 , ФНЧ обеспечивает хорошие свойства, а при условии $\Omega_0 > \Omega_B$ никаких особых требований к балансным модуляторам не предъявляют. Балансный модулятор может быть выполнен по известной схеме, рис 2.12.

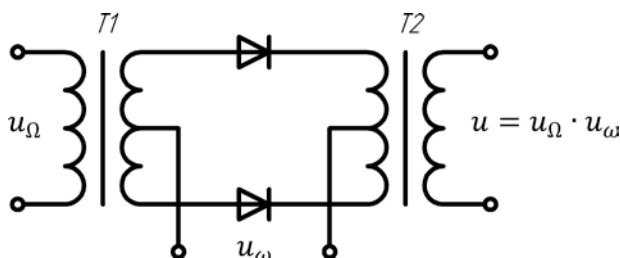


Рис. 2.12 Балансный модулятор

Здесь Т1-низкочастотный, а Т2-высокочастотный. ВЧ-напряжение подается на средние точки обмоток трансформаторов. Требования к диодам – идентичные характеристики.

3 ИМПУЛЬСНЫЕ МОДУЛЯТОРЫ

3.1 Особенности импульсных модуляторов

Импульсная модуляция является разновидностью амплитудной модуляции. Модулирующим сигналом – **видеосигналом** – здесь является последовательность прямоугольных импульсов, параметры которых изменяются в соответствии с информационным сообщением. Параметры видеосигнала: амплитуда, длительность импульсов, их временное положение, период, частота следования, скважность $q = \frac{T}{\tau}$. Радиосигнал может быть сформирован с помощью схем модуляторов, рассмотренных в предыдущих разделах, т.е. модуляторов по смещению и по питанию. Если же информационным параметром видеосигнала является не амплитуда, то в качестве устройства управления может быть применен коммутатор,

подключающий и отключающий источник питания (смещения) генератора, рис. 3.1.

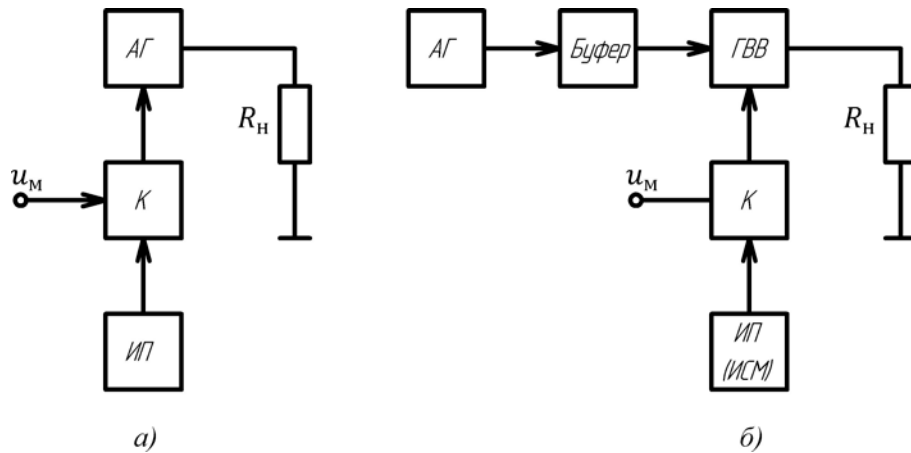


Рис. 3.1. Импульсные модуляторы

Схема рис. 3.1 а) применяется в передатчиках СВЧ, где автогенераторы в принципе не имеют другого управления кроме как по питанию. Это мощные магнетронные АГ, АГ на ЛОВ, клистронные или маломощные, на диодах Ганна, ЛПД. Обычно ИМ осуществляется по выходу, например, в схеме рис. 3.1 б) модулируется выходной каскад передатчика ГВВ. Так как напряжения питания и смещения неизменные, то ГВВ работает в нормальном режиме. Заметим, что амплитуда импульсов не несет информации.

Импульсная модуляция АГ в многокаскадных передатчиках не применяется, так как это снижает стабильность частоты и ухудшает форму выходного радиоимпульса (завышенные фронты вследствие большой добротности КЦ, АГ).

Из рис.3.1 следует, что при импульсной модуляции по питанию мощность источника питания должна быть больше мощности модулируемого генератора.

3.2 Формирование импульсных видеосигналов

Подробно этот вопрос рассматривается в теории передачи информации. Мы же остановимся на некоторых схемах. На рис. 3.2 представлена структурная схема формирования сигнала АИМ (амплитудно-импульсная модуляция). Она содержит коммутатор, управляемый последовательность прямоугольных импульсов с заданной длительностью и периодом повторения. На вход коммутатора поступает аналоговый информационный

сигнал, а на выходе имеем импульсный сигнал, огибающая которого соответствует входному сигналу.

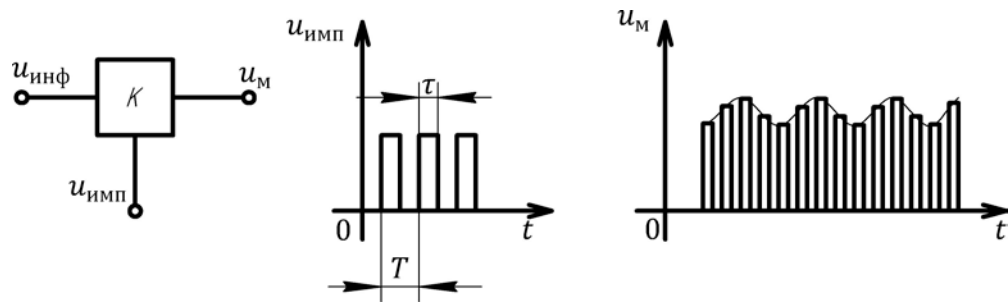


Рис 3.2 Формирование сигнала АИМ

На рис. 3.3 представлена схема формирования сигнала ШИМ (широтно-импульсная модуляция)

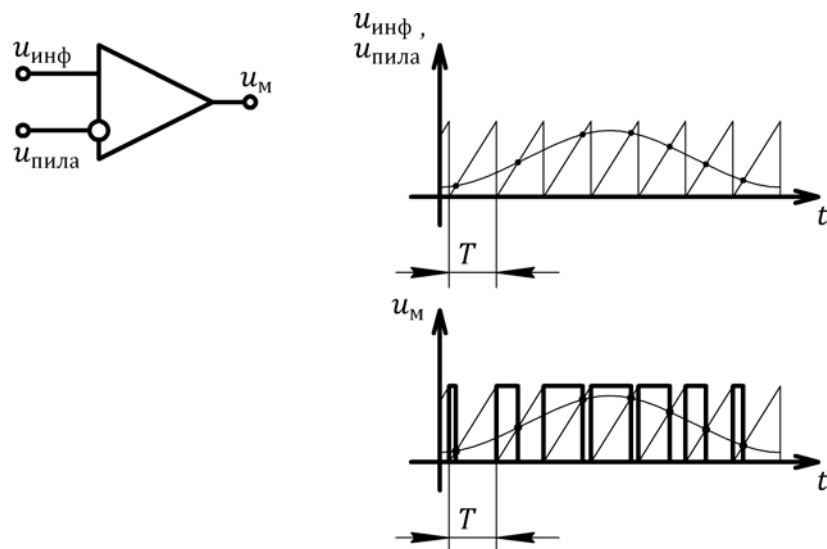


Рис. 3.3 Формирование сигнала ШИМ

Основными элементами схемы являются компаратор, на один вход которого подается аналоговый информационный сигнал, а на другой вход подается пилообразное напряжение с заданным периодом повторения T . В результате сравнения формируется сигнал ШИМ.

Цифровой модуляционный сигнал, как известно, формируется с помощью различных цифровых схем, который здесь не рассматриваются.

На рис. 3.4 представлена схема формирования сигнала ВИМ (время-импульсная модуляция) цифровым способом. Она содержит генератор тактовой частоты ТГ, генератор опорных импульсов ГОИ, счетчик временного положения информационных импульсов СЧ, мультивибратор МВ, сумматор + и АЦП. ГОИ формирует короткие импульсы, которые подаются на вход записи числа, соответствующего информационному сигналу $u_{инф}$. В результате на выходе МВ формируется импульс заданной длительности τ , с временным положением относительно опорного пропорциональным $u_{инф}$. После сумматора имеем сумму опорного и информационного импульсов, т.е. сигнал ВИМ.

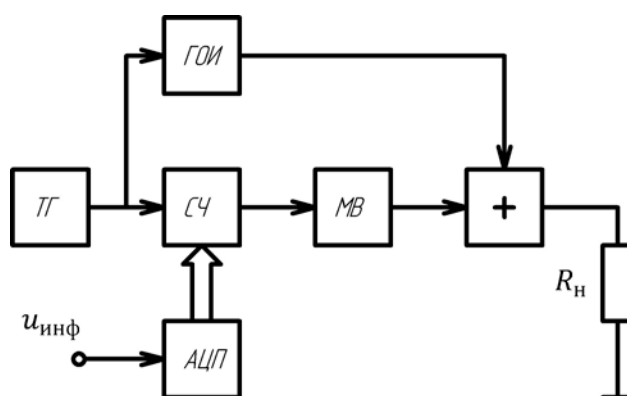


Рис. 3.4 Формирование сигнала ВИМ

3.3 Импульсные модуляторы с накоплением энергии

Как указано выше, мощность источника питания импульсного модулятора должна быть больше мощности генератора (АГ или ГВВ). В некоторых случаях это выполнить затруднительно или просто невозможно. Например, в радиолокации работают с импульсами большой мощности (сотни киловатт и выше). Реализовать такой источник невозможно. В то же время скважность радиолокационных импульсов большая (100-1000), и даже если такой источник имеется, большую часть времени он будет бездействовать.

В таких случаях переходят к импульсной модуляции с накоплением энергии. В качестве накопителей энергии могут быть использованы реактивные элементы: емкости и индуктивности. Чаще всего используются емкости, так как заряд на емкости может сохраняться длительное время.

Рассмотрим два вида ИМ с накоплением энергии:

- 1) ИМ с частичным разрядом накопительной емкости;
- 2) ИМ с полным разрядом накопительной емкости.

Принципиальная схема импульсного модулятора с частичным разрядом накопительной емкости представлена на рис 3.5. Она содержит ключ VT (радиолампа или транзистор), накопительную емкость C , зарядное сопротивление R_3 , импульсный трансформатор Tr и нагрузку R_H (АГ или ГВВ). Трансформатор служит для согласования напряжения на емкости с напряжением на нагрузке и для гальванической развязки цепей ключа и нагрузки, K - коэффициент трансформации.

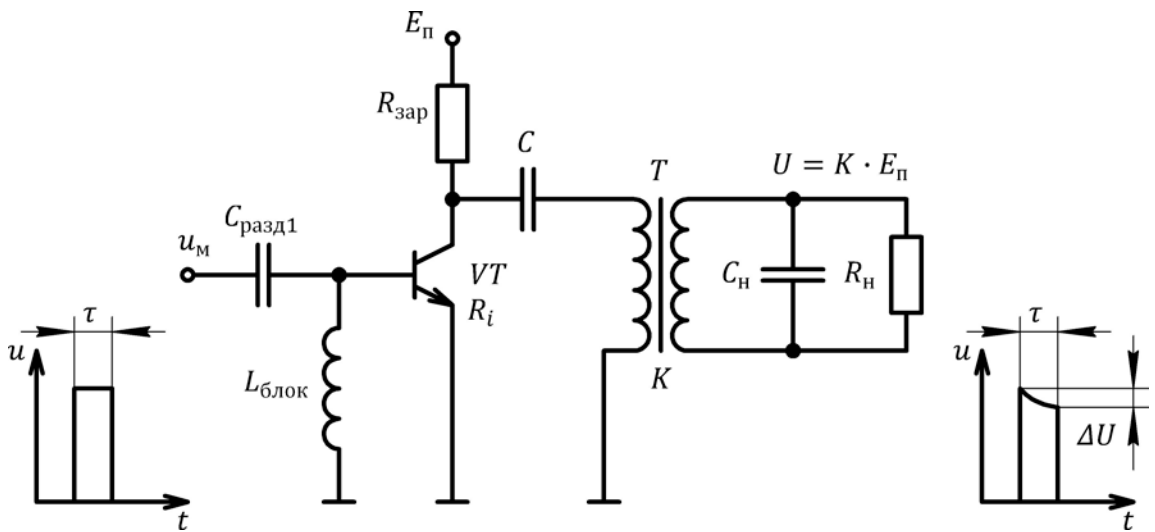


Рис. 3.5 ИМ с частичным разрядом накопительной емкости.

Работа ИМ происходит следующим образом. За время паузы между импульсами емкость C заряжается от источника питания через R_3 и первичную обмотку трансформатора Tr ($r_{тр} \ll R_3$) до напряжения источника питания $E_п$. С приходом импульса ключ подключает емкость к первичной обмотке Tr и емкость за время действия импульса τ частично разряжается на нагрузку. При этом на нагрузке формируется импульс напряжения $KE_п$ длительностью τ и с некоторым спадом вершины за счет разряда емкости. Относительный спад вершины импульса можно определить как отношение длительности импульса τ к постоянной времени цепи разряда:

$$\tau_p = \left(R_i + \frac{R_H}{K^2} \right) C, \quad \sigma E = \frac{\Delta U}{U} = \frac{\tau}{\left(R_i + \frac{R_H}{K^2} \right) C} \quad (3.1)$$

Формула 3.1 позволяет выбрать величину емкости по заданной величине спада вершины импульса (5-10%). Величина емкости тем больше, чем меньше заданный спад вершины. Наличие спада вершины импульса и завышенная величина накопительной емкости являются существенными недостатками схемы рис. 3.5.

Эти недостатки устраняются, если вместо емкости в качестве накопителя используются длинные линии, обычно искусственные, состоящие из ячеек LC. Схема такого ИМ с полным разрядом накопителя представлена на рис. 3.6. Она содержит длинную линию из n ячеек LC, ключ, в качестве которого используется спусковой АЭ (тиратрон, тиристор), зарядное сопротивление R_3 и нагрузку, величина которой должна быть согласованна с волновым сопротивлением линии:

$$R_H + R_i = \rho = \sqrt{\frac{L}{C}}.$$

Длительность импульса определяется электрической длиной линии и зависит от числа ячеек и величины L и C :

$$\tau = 2n\sqrt{LC}.$$

Работа ИМ происходит следующим образом. За время паузы емкости линии заряжаются до напряжения $E_{п}$. С приходом запускающего импульса ключ замыкает вход линии на сопротивления $R_H + R_i$, где R_i - сопротивление замкнутого ключа, и линия разряжается полностью через это сопротивление. При этом формируется правильный прямоугольный импульс заданной длительности с плоской вершиной, если выполнено условие согласования

$\rho = R_H + R_i$. Если же $R_H + R_i > \rho$, то возникают ступеньки из импульсов с уменьшающейся амплитудой, а при $R_H + R_i < \rho$ - затухающий знакопеременный импульсный процесс, рис. 3.6.

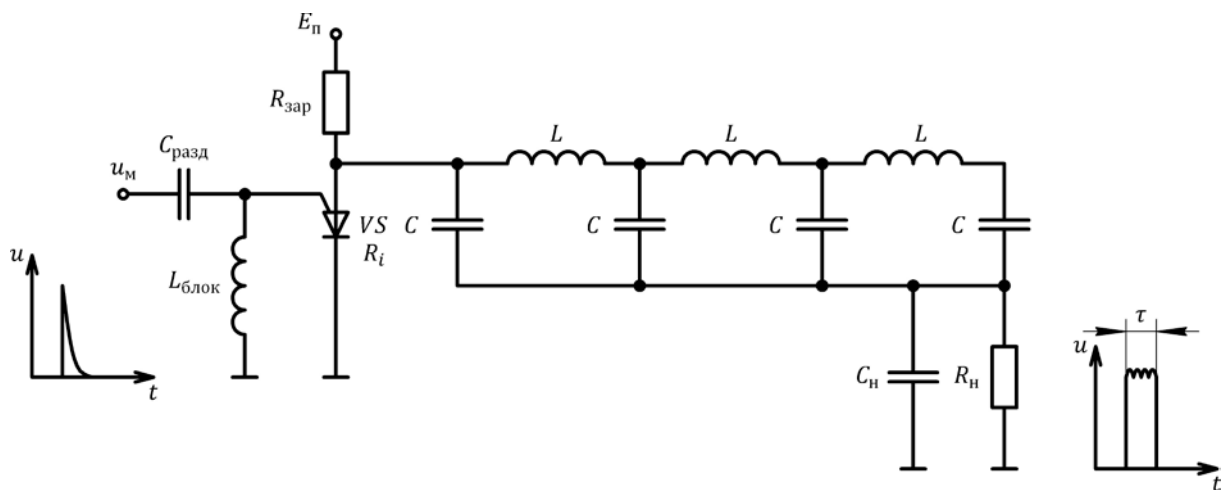


Рис. 3.6 ИМ с полным разрядом накопительной емкости.

4. УГЛОВЫЕ МОДУЛЯТОРЫ

Угловая модуляция реализуется, если информационный сигнал воздействует на частоту или фазу электрического колебания.

Таким образом, это либо частотная модуляция ЧМ, либо фазовая ФМ. В векторном представлении, рис. 4.1, волновой вектор вращающийся с угловой скоростью ω_0 , качается относительно углового положения – фазы $\omega_0 t$ на величину $\pm m$. Поэтому ЧМ и ФМ называют угловой модуляцией УМ.

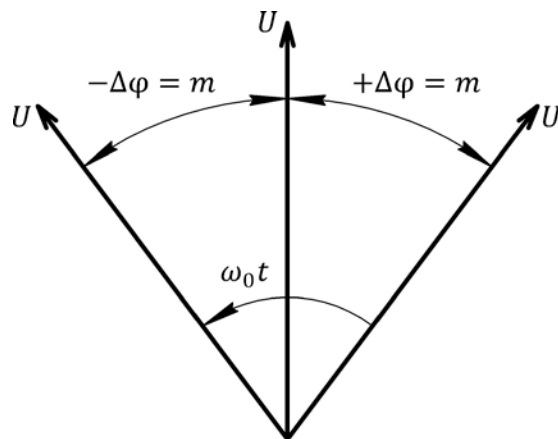


Рис. 4.1 Векторное представление УМ (ФМ и ЧМ)

4.1 Соотношения при угловой модуляции

Частоту сигнала при частотной модуляции можно записать следующим образом:

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

где $\Delta\omega$ – **девиация** частоты, то есть изменение частоты в пределах $\Delta\omega$ относительно ω_0 .

Фаза сигнала:

$$\varphi(t) = \int_0^t \omega(t) dt = \omega_0 t + m \sin\Omega t,$$

где $m = \frac{\Delta\omega}{\Omega}$ - **индекс** частотной модуляции.

Сигнал ЧМ имеет следующий вид:

$$U(t) = U \cos\left(\omega_0 t + \frac{\Delta\omega}{\Omega} \sin\Omega t\right).$$

Фазу сигнала при фазовой модуляции можно записать следующим образом:

$$\varphi(t) = \omega_0 t + m \sin\Omega t, \text{ где } m \text{ – индекс ФМ.}$$

Частота этого сигнала:

$$\omega(t) = \frac{d\varphi(t)}{dt} = \omega_0 + m\Omega \cos\Omega t = \omega_0 + \Delta\omega \cos\Omega t,$$

где $\Delta\omega = m\Omega$ – девиация частоты при ФМ.

Сигнал ФМ имеет следующий вид:

$$u(t) = u \cos(\omega_0 t + m \sin\Omega t).$$

Таким образом, при ЧМ и ФМ имеем два одинаковых параметра: индекс модуляции m и девиацию $\Delta\omega$.

Отличие заключается в том, что при ЧМ девиация постоянна $\Delta\omega = \text{const}$, а при ФМ постоянный индекс модуляции $m = \text{const}$.

Это хорошо видно из модуляционных характеристик, рис. 4.2

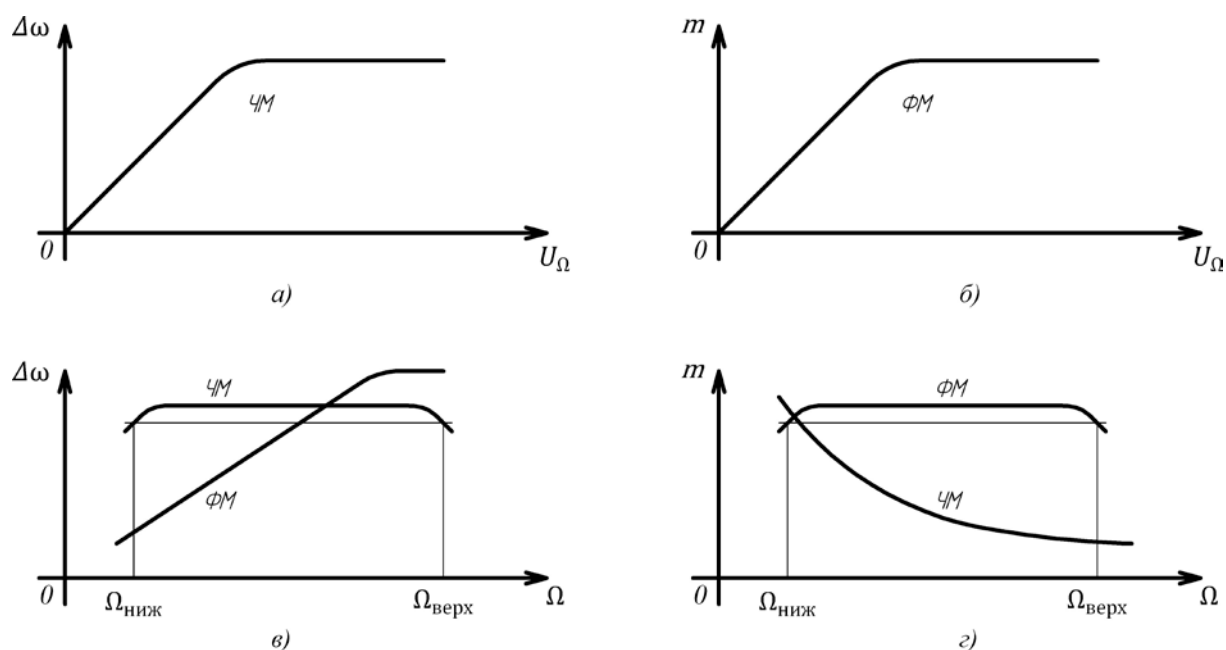


Рис. 4.2 Динамические модуляционные характеристики при угловой модуляции.

На рис. 4.2 а) и б) представлены амплитудные характеристики, показывающие зависимость соответствующего параметра от величины амплитуды модулирующего сигнала. На рис. 4.2 в) и г) представлены частотные характеристики, показывающие различную частотную зависимость параметров $\Delta\omega$, m при ЧМ и ФМ:

При ЧМ $\Delta\omega = \text{const}$ при любой частоте Ω , а m изменяется по закону обратной функции $\frac{1}{\Omega}$.

При ФМ $m = \text{const}$, а $\Delta\omega$ линейно зависит от Ω .

Сигнал угловой модуляции можно записать следующим образом:

$$\begin{aligned}
 U(t) &= U \cos(\omega_0 t + m \cdot \sin(\Omega t)) = \\
 &= U \cos(\omega_0 t) \cdot \cos(m \cdot \sin(\Omega t)) - U \sin(\omega_0 t) \cdot \sin(m \cdot \sin(\Omega t))
 \end{aligned}$$

Дальнейшее разложение приводит к функциям Бесселя:

$$u(t) = UJ_0(m)\cos\omega_0 t + \sum_{n=1}^{\infty} UJ_n(m)\cos[(\omega_0 + n\Omega)t] + \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n UJ_n(m)\cos[(\omega_0 - n\Omega)t] \quad (4.1)$$

Как видно из выражения (4.1) спектр при угловой модуляции бесконечен и состоит из несущей частоты (зависимой от m) и гармоник $\omega_0 \pm n\Omega$, также зависящих от m . Причем правосторонние гармоники ($\omega_0 + n\Omega$) имеют нулевую фазу, а у левосторонних фаза зависит от n для четных $\varphi=0$, для нечетных $\varphi=\pi$.

Таким образом, сигнал угловой модуляции широкополосный. При работе обычно ограничиваются эффективной шириной спектра. По уровню 10% ширина спектра составляет:

$$\Delta\omega_{10\%} = 2m\Omega = 2\Delta\omega,$$

то есть равна удвоенной девиации, а по уровню 1% составит:

$$\Delta\omega_{1\%} = 2(m + \sqrt{m} + 1)\Omega > 2\Delta\omega.$$

Бесселевы функции $J_n(m)$ представлены на рис. 4.3.

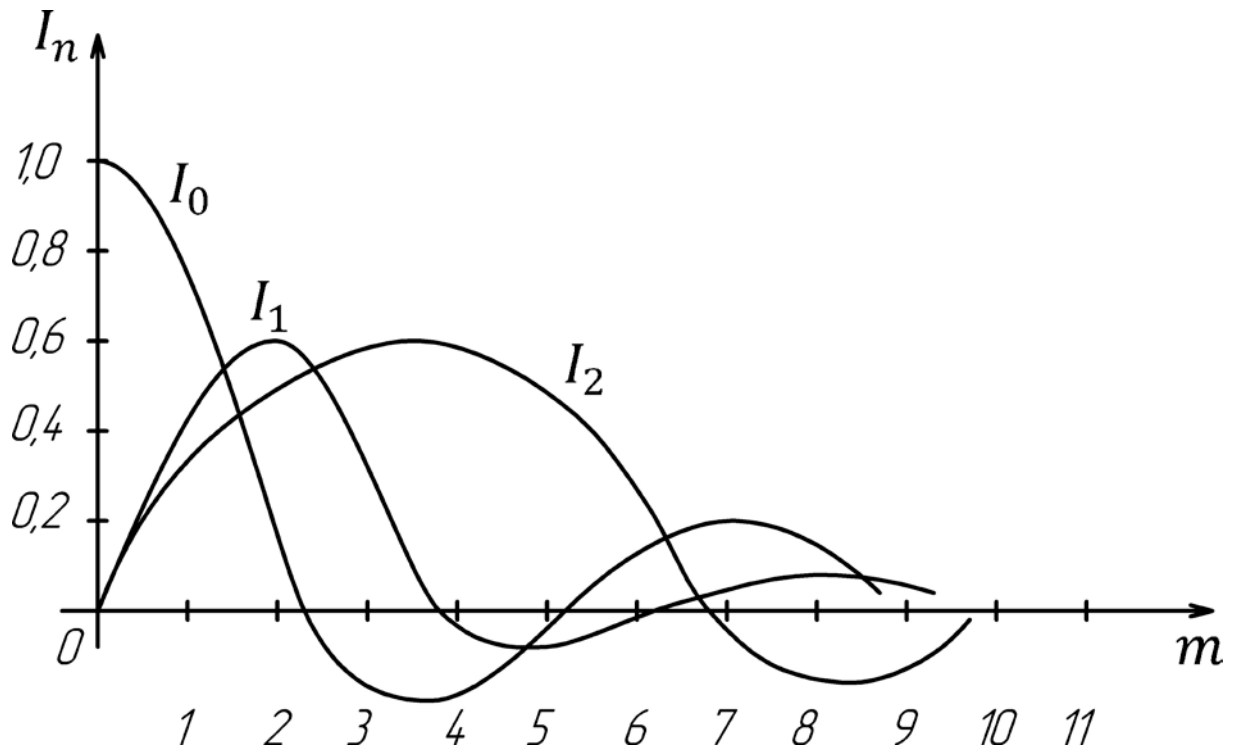


Рис. 4.3 Графики Бесселевых функций $J_n(m)$

Как видно из рис. 4.3 $J_0 = 1$, при $m=0$ (несущая), проходит через нуль при $m=2,4$ и $m=5,3$, функции J_1, J_2 и др. при $m=0$ равны нулю и имеют далее и максимумы, и нули, и минимумы.

При $m < 1$ имеем спектр, состоящий из несущей $J_0 = 1$ и двух боковых $\pm J_1$. Этот спектр аналогичный спектру при АМ и отличается только разными фазами боковых частот, рис. 4.4 а).

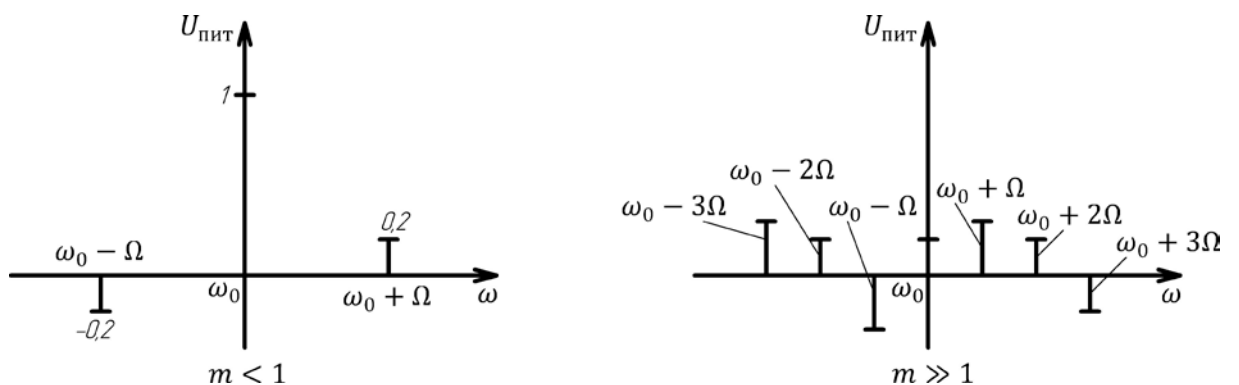


Рис. 4.4 Спектры сигналов при угловой модуляции.

При $m \gg 1$ имеем много информационных составляющих, а могут быть случаи, когда несущая равна нулю ($m=2,4$ и др.). Это создает большую помехоустойчивость связи при угловой модуляции с большими индексами модуляции, но сопровождается значительным расширением спектра сигнала.

Например, если при $m=1$ ширина спектра $\Delta\omega = 2\Omega$, то при $m=100$ она составляет $\Delta\omega = 200\Omega$.

Свойства угловых модуляторов:

1) Угловая модуляция осуществляется на низком уровне мощности (в автогенераторе или рядом с ним). Поэтому выходные мощные каскады работают в оптимальном расчетном режиме;

2) Большая помехоустойчивость при $m \gg 1$;

3) Широкий спектр сигнала, что требует широкой полосы пропускания выходных каскадов. Поэтому ЧМ и ФМ применяются в УКВ диапазоне и выше.

4.2 Схемы частотных модуляторов

При построении частотных модуляторов используются два способа:

1) Прямой способ – непосредственное воздействие на задающий АГ, рис. 4.5 а), что позволяет задать большую девиацию $\Delta\omega$, но при этом имеем большую нестабильность несущей частоты ω_0 .

2) Косвенный способ – использование фазового модулятора, на который информационный сигнал подается через интегратор, рис. 4.5 в). Тем самым ФМ преобразуется в ЧМ, но в силу свойств ФМ ($m < \frac{\pi}{2}$) девиация $\Delta\omega$ получается малой и далее для увеличения m и $\Delta\omega$ требуется применение умножителей частоты. Но при этом стабильность центральной частоты ω_0 не нарушается.

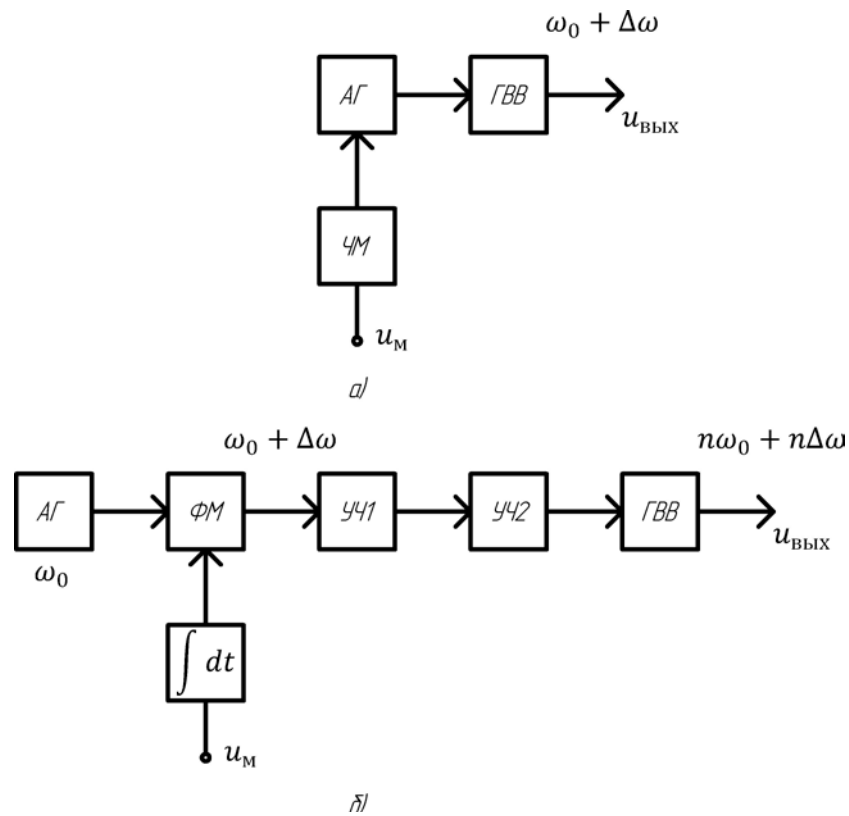


Рис. 4.5 Структурные схемы ЧМ.

Прямой способ реализуется с помощью управляемых реактивностей, либо путем переключения обычных реактивностей с помощью ключей к колебательной цепи АГ.

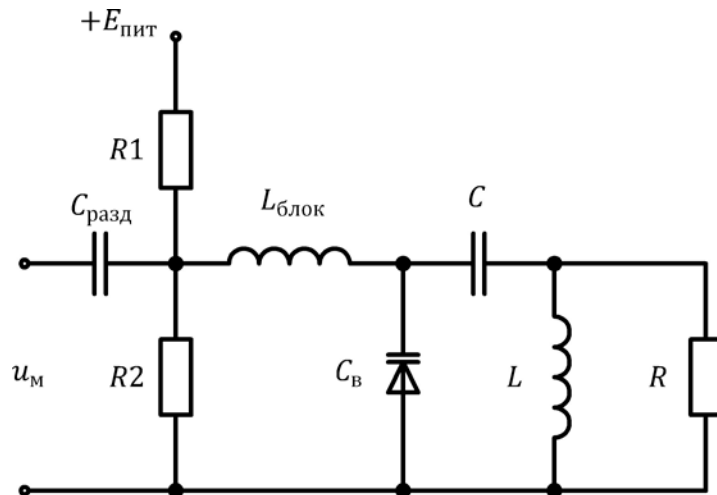


Рис. 4.6 ЧМ на варикапе с емкостной связью

На рис. 4.6 представлена схема частотного модулятора на варикапе с емкостной связью с контуром автогенератора. Она содержит колебательный контур из элементов L, C, C_B, R , блокировочную индуктивность $L_{\text{блок}}$, через которую на варикап поступает запирающее смещение E_0 , определяющее

рабочую точку варикапа, создаваемое делителем R_1, R_2 и модулирующее напряжение u_M .

Таким образом на варикапе действуют управляющее напряжение $e_M = E_0 + u_M$ и высокочастотное u_ω .

Имеем емкость контура:

$$C_K = \frac{C_B \cdot C}{C + C_B} = \frac{C_B}{1 + \frac{C_B}{C}}$$

Частота контура:

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L \cdot \frac{C_B \cdot C}{C + C_B}}}$$

При отсутствии управления $C_B = C_0$, $\omega = \omega_0$. Относительная частота и её изменение:

$$\frac{\omega}{\omega_0} = \sqrt{\frac{C_0}{C_0 + C} \left(1 + \frac{C}{C_B}\right)} \text{ и } \delta\omega = \sqrt{\frac{C_0}{C_0 + C} \left(1 + \frac{C}{C_B}\right)} - 1. \quad (4.2)$$

Таким образом, мы получили зависимость относительного изменения частоты контура от емкости варикапа.

Варикап – это полупроводниковый диод, емкость запертого p-n-перехода которого зависит от приложенного к нему напряжения. Малые габариты, ничтожная мощность источника управляющего напряжения – вот достоинства этого типа частотного модулятора.

Таким образом, работает барьерная емкость варикапа, зависимость которой от напряжения имеет вид:

$$C_B = C_0 \left(\frac{\varphi}{\varphi + e_M}\right)^K, \quad (4.3)$$

где φ – контактная разность потенциалов $\varphi = 0,5 \div 0,9\text{В}$, C_0 – емкость варикапа при $e_M = 0$, $K=0,3 \dots 1$.

K, C_0, φ – зависят от типа варикапа.

Часто полагают $K=0,5$ и имеют:

$$C_B = C_0 \sqrt{\frac{\varphi}{\varphi + e_M}}. \quad (4.4)$$

Подставим (4.4) в (4.2), получим:

$$\delta\omega = \sqrt{\frac{C_0}{C_0 + C} \left(1 + \frac{C}{C_0} \sqrt{1 + \frac{e_M}{\varphi}}\right)} - 1. \quad (4.5)$$

Формула (4.5) определяет модуляционную характеристику $\delta\omega = F(e_M)$ ЧМ модулятора по схеме на рис. 4.6.

На варикапе действуют несколько напряжений и сумма этих напряжений должна подчиняться следующим условиям:

$$E_0 + U_\Omega + U_B < U_{\text{доп}} \text{ — условие отсутствия пробоя;}$$

$$E_0 - U_\Omega - U_B > 0 \text{ — условие закрытого p-n- перехода;} \quad (4.6)$$

где U_Ω и U_B - амплитуда управляющего и ВЧ напряжений.

U_B зависит от коэффициента включения варикапа в контур:

$$\frac{U_B}{U} = \frac{X_B}{X_B + X_C} = \frac{1/C_B}{1/C_B + 1/C} = \frac{1/C_B}{\frac{C_B + C}{C \cdot C_B}} = \frac{C}{C_B + C}. \quad (4.7)$$

Как видно из (4.7) амплитуда высокочастотного напряжения на варикапе зависит от его емкости, а следовательно от управляющего напряжения e_M .

Поэтому искать оптимальный коэффициент включения нереально. Далее будет показано, что при индуктивной связи коэффициент включения не зависит от e_M .

На рис. 4.7 представлена схема ЧМ на двух варикапах с индуктивной связью с контуром АГ.

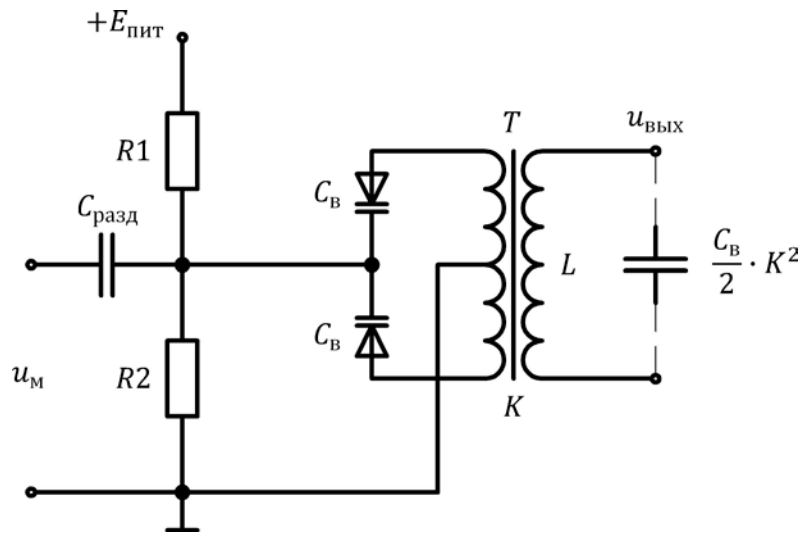


Рис. 4.7 ЧМ на варикапах с трансформаторной связью

Здесь варикапы включены встречно друг другу и подключены к обмотке связи трансформатора. Емкостью контура является суммарная емкость варикапов пересчитанная в первичную цепь активного элемента:

$$C = \frac{1}{2} K^2 C_B.$$

Частота:

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}; \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC_0}}; \quad C_0 = \frac{1}{2} K^2 C_{0B};$$

$$\delta\omega = \frac{\omega}{\omega_0} - 1 = \sqrt{\frac{C_{0B}}{C_B}} - 1.$$

Подставляя значение C_B получим модуляционную характеристику:

$$\delta\omega = \sqrt[4]{1 + \frac{e_M}{\varphi}} - 1. \quad (4.8)$$

Как видно из изложенного амплитуда высокочастотного напряжения не зависит от модулирующего, определяется только коэффициентом трансформации K . Тем самым все напряжения легко выбрать исходя из

условий (4.6), заданного коэффициента нелинейности используя модуляционные характеристики (4.5) и (4.8).

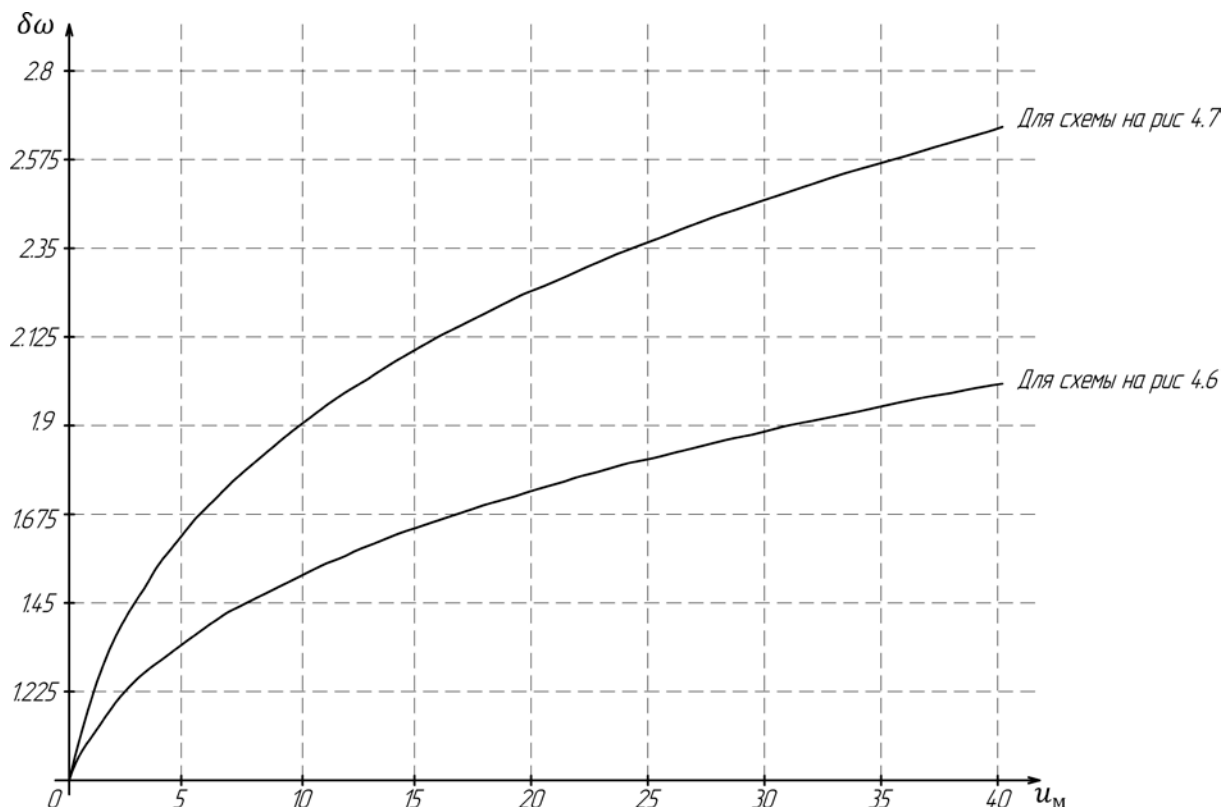


Рис. 4.8 Модуляционные характеристики ЧМ на варикапе

На рис. 4.8 представлены модуляционные характеристики, полученные по выражениям (4.5) и (4.8) для варикапа КВ-104В ($U_{доп} = 45В, \varphi = 0,83$), $C = C_0$. Как видно из рисунков ЧМ имеет большую нелинейность характеристики в начальном участке, а пределы изменения частоты более 100%.

На рис. 4.9 представлена схема ключевого частотного модулятора. Она содержит колебательный контур автогенератора LC1, емкость C2, подключаемую к контуру с помощью диодов VD1 и VD2 и источников модулирующих напряжений $+u_m$ и $-u_m$. Емкость C2 подключается к источникам, когда напряжение в точке «а» равно тому или другому напряжению u_m . Напряжения u_m являются управляющими и изменяются синхронно.

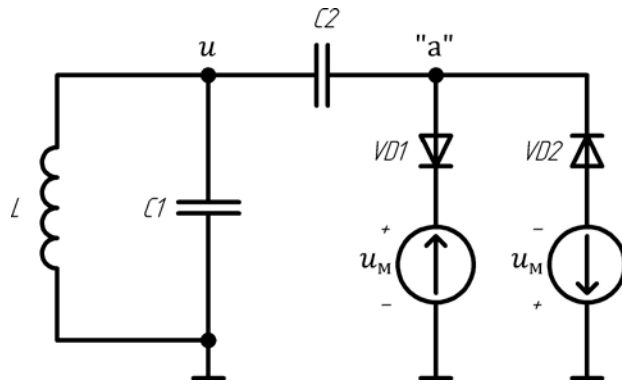


Рис. 4.9 Ключевой частотный модулятор

Имеем две крайние частоты:

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{LC_1}}, \quad \omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L(C_1+C_2)}};$$

$$\frac{\omega_1}{\omega_2} = \sqrt{\frac{C_1+C_2}{C_1}} = \sqrt{1 + \frac{C_2}{C_1}}.$$

Если к контуру подключена емкость C_1 , то на контуре колебания протекают с частотой ω_1 , а если емкость C_2 , то – с частотой ω_2 . Подключение и отключение происходит, когда напряжения $u(t)$ будет больше или меньше некоторых пороговых напряжений u_1 и u_2 . На рис. 4.10 показан ход напряжения $u(t)$ и моменты перехода с частоты ω_1 на частоту ω_2 и наоборот, $\pm U$ амплитуды напряжения $u(t)$.

Всегда напряжение достигает амплитуды U , так как работает АГ и его обратная связь.

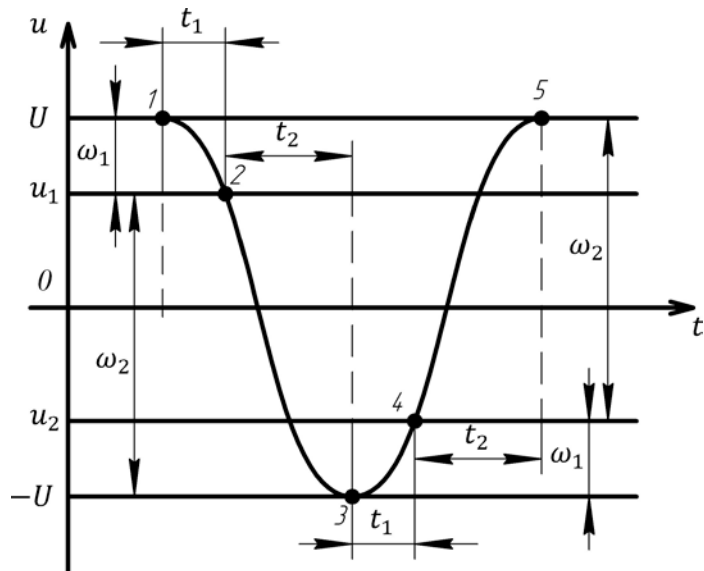


Рис. 4.10 Напряжение на контуре ключевого ЧМ

Рассмотрим процесс изменения напряжения $u(t)$ на контуре.

Пусть $u(t)$ равно U (точка 1), при этом емкость C_2 заряжена до напряжения $U - u_m$. В точке «а» напряжение $u_a = U - u_{C2} = U - U + u_m = u_m$. Оба диода закрыты, и напряжение начинает уменьшаться с частотой ω_1 . Напряжение в точке «а» равно $u_a = u - u_{C2} = u - U + u_m$. При достижении $u_a \leq -u_m$ или $u \leq u_1 = U - 2u_m$ открывается (точка 2) диод VD2, емкость C_2 подключается к контуру и процесс идет с частотой ω_2 , напряжение U уменьшается до $-U$ (точка 3), а емкость C_2 заряжена до напряжения $-U + u_m$. В точке «а» напряжение $u_a = -U - u_{C2} = -U + U - u_m = -u_m$. Оба диода закрыты и напряжение начинает увеличиваться с частотой ω_1 . Напряжение в точке «а» равно $u_a = u - u_{C2} = u + U - u_m$. При достижении $u_a = u_m$, или $u \geq u_2 = -U + 2u_m$ открывается (точка 4) диод VD1, емкость C_2 подключается к контуру и процесс идет с частотой ω_2 , напряжение u нарастает до U (точка 5), емкость C_2 заряжается до $U - u_m$, оба диода закрываются и все повторяется аналогично процессу с точки 1.

Как следует из изложенного, пороги напряжений:

$$u_1 = U - 2u_m, \quad u_2 = -U + 2u_m,$$

а период колебаний состоит из четырех отрезков:

$$T = 2t_1 + 2t_2.$$

Так как колебания гармонические с частотой либо ω_1 , либо ω_2 , то времена t_1 и t_2 легко находятся из уравнений:

$$\begin{aligned} \cos\omega_1 t_1 &= \frac{U-2u_M}{U}, \quad \cos\omega_2 t_2 = \frac{-U+2u_M}{U}; \\ t_1 &= \frac{1}{\omega_1} \arccos\left(\frac{U-2u_M}{U}\right), \quad t_2 = \frac{1}{\omega_2} \arccos\left(\frac{-U+2u_M}{U}\right); \\ T &= \frac{2}{\omega_1} \arccos\left(\frac{U-2u_M}{U}\right) + \frac{2}{\omega_2} \arccos\left(\frac{-U+2u_M}{U}\right). \end{aligned} \quad (4.9)$$

Определим частоту:

$$\omega = \frac{2\pi}{T} = \frac{\pi}{\frac{1}{\omega_1} \arccos\left(\frac{U-2u_M}{U}\right) + \frac{1}{\omega_2} \arccos\left(\frac{-U+2u_M}{U}\right)},$$

отношение частот:

$$\frac{\omega}{\omega_1} = \frac{\pi}{\arccos\left(\frac{U-2u_M}{U}\right) + \frac{\omega_1}{\omega_2} \arccos\left(\frac{-U+2u_M}{U}\right)},$$

и модуляционную характеристику:

$$\delta\omega = \frac{\pi}{\arccos\left(1-\frac{2u_M}{U}\right) + \frac{\omega_1}{\omega_2} \arccos\left(-1+\frac{2u_M}{U}\right)} - 1. \quad (4.10)$$

Диапазон модуляции определяется величиной подключаемой емкости. Например, $C_2 = 3C_1$, имеем $\frac{\omega_1}{\omega_2} = \sqrt{1+3} = 2$ раза.

На рис. 4.11 представлена модуляционная характеристика для этого случая. Несложно заметить хорошую линейность характеристики при большом диапазоне управления.

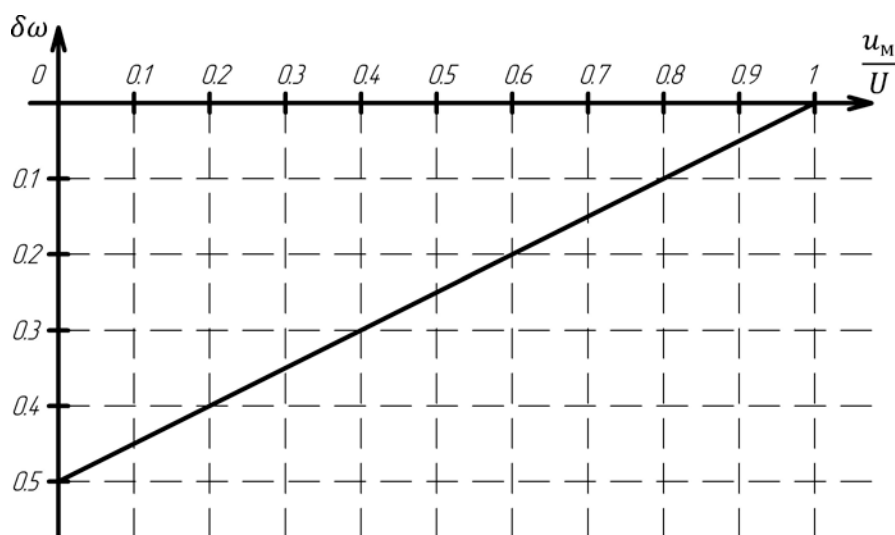


Рис. 4.11 Модуляционная характеристика ключевого ЧМ.

Таким образом, получены модуляционные характеристики для представленных схем ЧМ, позволяющие рассчитать заданный модулятор. Заметим, что для всех схем наблюдается отсутствие паразитной амплитудной модуляции.

4.3 Схемы фазовых модуляторов

Фазовые модуляторы строятся либо на основе фазовращателей, либо с использованием амплитудных модуляторов с соответствующим фазированием векторов.

На рис. 4.12 представлена схема фазового модулятора с фазовращателем в виде последовательного колебательного контура, содержащего в качестве емкости варикап C_B . Высокочастотное напряжение $u_{вх}$ частотой ω_0 поступает на контур и промодулированное выделяется на нагрузке R . На варикап подается постоянное напряжение с делителя R_1R_2 и через блокировочную индуктивность – модулирующее напряжение u_M .

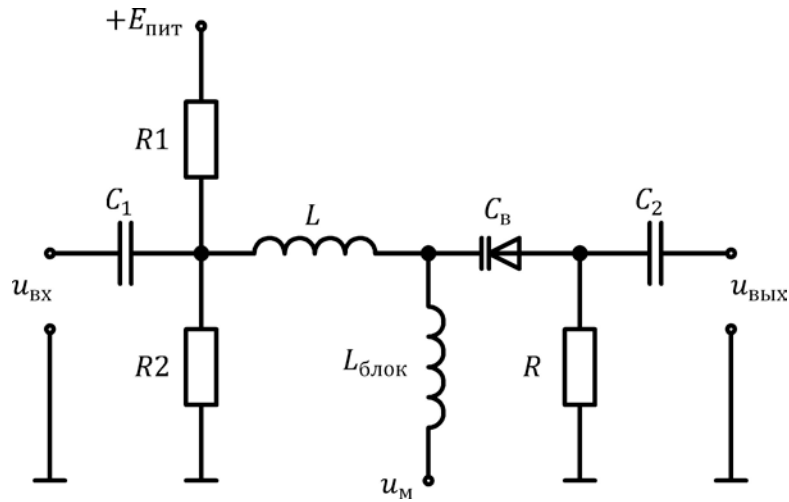


Рис. 4.12 Фазовый модулятор на варикапе

Найдем коэффициент передачи схемы:

$$\dot{K} = \frac{R}{R + j\omega_0 L + \frac{1}{j\omega_0 C_B}} = \frac{1}{1 + j\left(\frac{\omega_0 L}{R} - \frac{1}{\omega_0 C_B R}\right)}.$$

Обозначая $Q = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{\omega_0 C_0 R}$, где C_0 – емкость варикапа при $U_M = 0$ получим:

$$\dot{K} = \frac{1}{1 + jQ\left(1 - \frac{C_0}{C_B}\right)}, \text{ где } C_B = \sqrt{\frac{\varphi}{\varphi + u_M}}.$$

Фаза на выходе:

$$\varphi = \arctg \left[-Q \left(1 - \sqrt{1 + \frac{u_M}{\varphi}} \right) \right] \text{ или } \varphi = \arctg Q \left(\sqrt{1 + \frac{u_M}{\varphi}} - 1 \right). \quad (4.11)$$

Выражение (4.11) есть модуляционная характеристика фазового модулятора. Она позволяет рассчитать индекс модуляции m и его нелинейность.

Модуль коэффициента передачи $|K| = \frac{1}{\sqrt{1 + t^2 \varphi}}$ определяет степень паразитной амплитудной модуляции и тем самым ограничивает величину m .

Варьируя добротностью и величиной модулирующего напряжения u_M можно получить хорошую характеристику в пределах $\pm 30^\circ$.

На рис. 4.13 представлена схема фазового модулятора с использованием амплитудных модуляторов. Она содержит два АМ, подключенных в противофазе к модулирующему напряжению и в фазе к ВЧ – напряжению. Одно из плеч содержит фазовращатель на $\frac{\pi}{2}$, далее сигналы АМ суммируются и через ограничитель поступают на вход. Векторная диаграмма на рис. 4.13 показывает принцип получения фазовой модуляции. Из нее видно, что максимальный индекс модуляции составляет $m = \frac{\pi}{2}$. Из рис. также видно, что наряду с фазовой модуляцией присутствует паразитная амплитудная, поэтому на выходе схемы поставлен ограничитель.

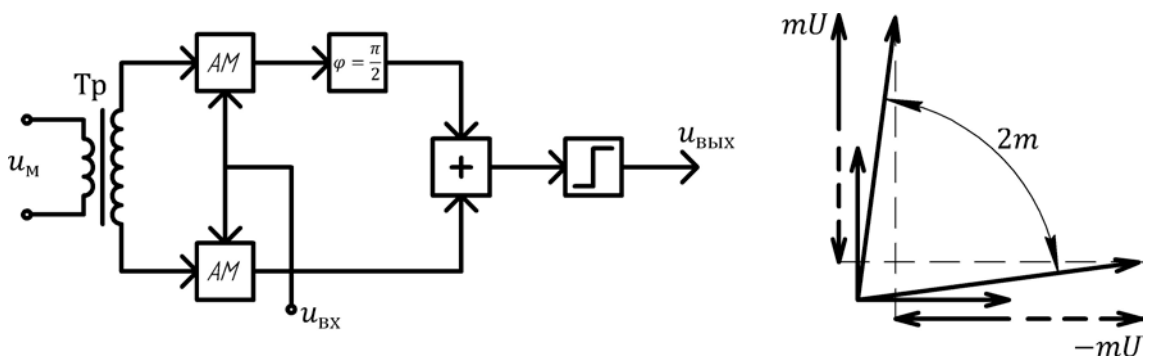


Рис. 4.13 Фазовый модулятор на основе АМ

На рис. 4.14 представлена схема фазового модулятора на основе амплитудного балансного модулятора. Она содержит балансный модулятор БМ, фазовращатели на $\frac{\pi}{2}$, сумматор и ограничитель. Векторная диаграмма показывает принцип действия модулятора. Максимальный индекс модуляции $m = \frac{\pi}{4}$.

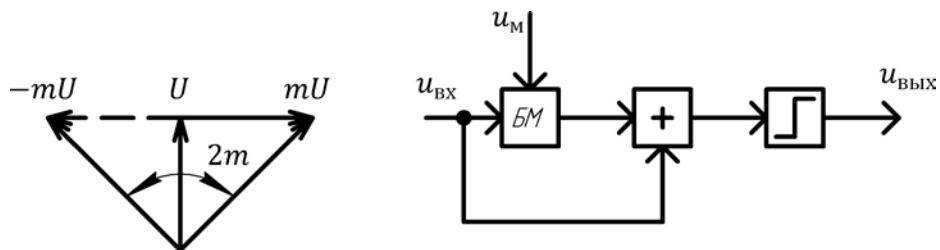


Рис. 4.14 Фазовый модулятор на основе БМ

Все описанные модуляторы имеют паразитную амплитудную модуляцию. Для ее устранения применяют двухсторонние ограничители напряжения.

Как следует из вышеизложенного индекс модуляции не превышает $\frac{\pi}{4}$, поэтому и девиация получается малой. Для увеличения девиации $\Delta\omega$ применяют умножение частоты, например, используя пары умножитель-смеситель, как показано на рис. 4.15.

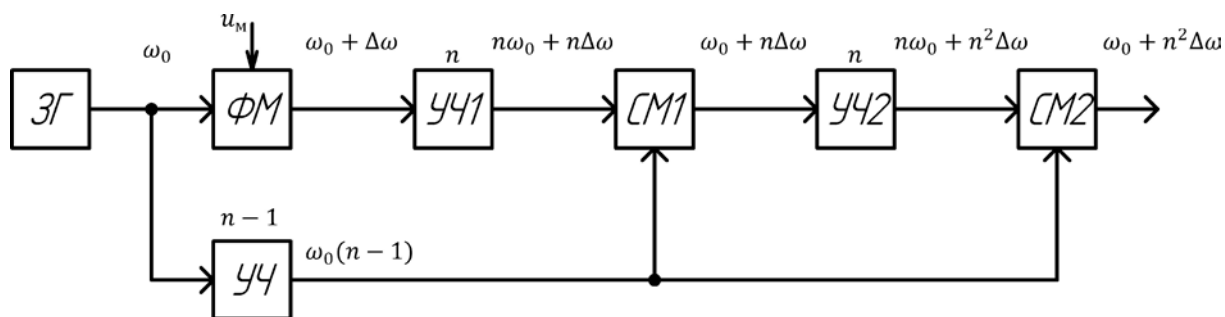


Рис. 4.15 Схема повышения девиации угловых модуляторов

5 ФОРМИРОВАНИЕ СЛОЖНЫХ СИГНАЛОВ

В настоящее время широко используются сложные сигналы: в радиолокации, в радионавигации, в системах передачи информации и в др.

Они позволяют повысить дальность действия радиосистем, повысить помехоустойчивость, разрешающую способность. Признаком сложного сигнала является величина его базы, т.е. произведения длительности сигнала T на его ширину спектра F :

$$B = TF.$$

У сложных сигналов база $B \gg 1$.

Мы рассмотрим два вида такого сигнала, которые наиболее часто применяются:

- 1) ЛЧМ-сигнал (сигнал с линейно-частотной модуляцией);
- 2) ФКМ-сигнал (сигнал с фазо-кодовой манипуляцией).

5.1 Формирование ЛЧМ сигнала

ЛЧМ – импульсный сигнал, длительностью T с внутриимпульсной линейно-частотной модуляцией. На рис. 5.1 представлены осциллограмма и спектр ЛЧМ-сигнала.

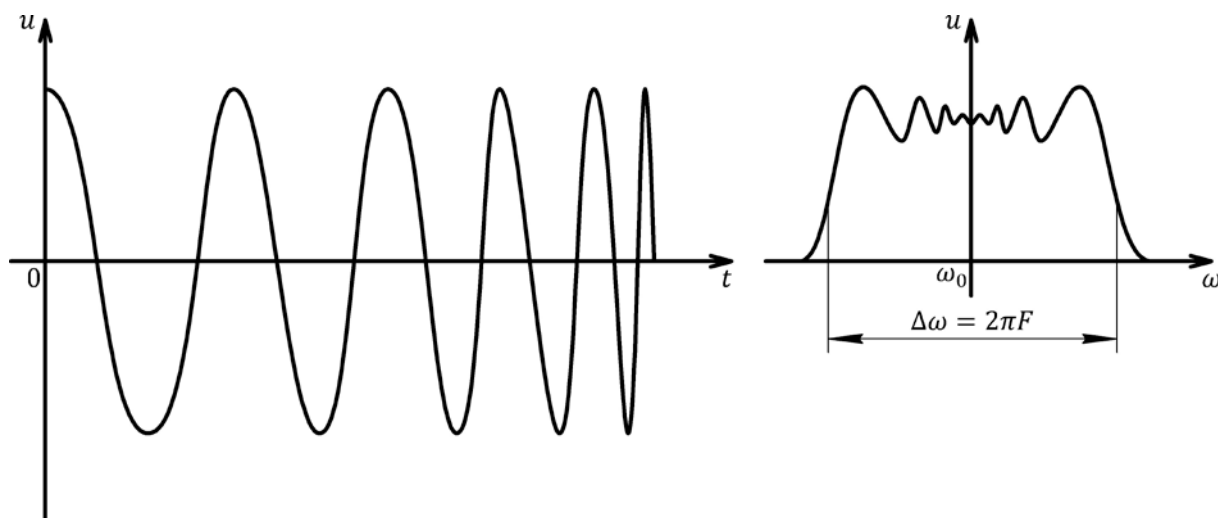


Рис. 5.1 Осциллограмма и спектр ЛЧМ-сигнала

Формируется ЛЧМ сигнал двумя способами:

- 1) Активный способ – непосредственное воздействие на автогенератор, что чревато малой стабильностью частоты ω_0 ;
- 2) Пассивный способ – использование пассивных дисперсионных устройств, а именно ДУЛЗ – дисперсионных ультразвуковых линий задержки.

Известны два вида ДУЛЗ:

- 1) На предельных акустических волноводах;
- 2) На поверхностных акустических волноводах ПАВ.

Предельный акустический волновод толщиной (диаметром) соизмеримый с половиной длины акустической волны, как известно, обладает дисперсией, то есть скорость прохождения различных волн разная, что и создает ЧМ-модуляцию.

ДУЛЗ – это проволока или лента из металла с ультразвуковым преобразователем на концах, согласованными по частоте с толщиной волновода δ :

$$\delta = \frac{\lambda}{2} = \frac{c_{зв}}{2f_0}.$$

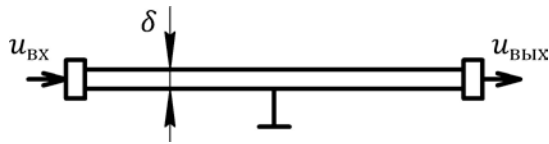


Рис. 5.2 ДУЛЗ

Максимальная частота определяется максимальной толщиной δ . Например, лента $\delta = 0,1\text{мм}$, $C_{зв} = 5000\text{м/с}$ будет соответствовать частоте:

$$f_{0м} = \frac{C_{зв}}{2\delta} = \frac{5000}{2 \cdot 0,1 \cdot 10^{-3}} = 25\text{МГц}.$$

Дисперсия обычно составляет 10% от $f_{0м}$, $F=2,5$ МГц. Длина линии определяет длительность сигнала $T = \frac{l}{C_{зв}}$, например, $l = 5\text{м}$, $T = \frac{5}{5000} = 1\text{мс}$.

Таким образом, имеем сложность $B = 2,5 \cdot 10^6 \cdot 1 \cdot 10^{-3} = 2500$ и достигается она в основном за счет длины ДУЛЗ, т. е. длительности сигнала.

Формирование ЛЧМ-сигнала происходит при подаче на вход ДУЛЗ радиоимпульса длительностью $1/F$ и частотой f_0 . На выходе формируется ЛЧМ-сигнал с задержкой на высоких частотах, рис 5.1. Эта же линия может осуществить обратную операцию – сжатие данного импульса, если на вход линии подать ЛЧМ-импульс зеркально.

ДУЛЗ на ПАВ представляет собой прямоугольный брусок плавленого кварца, на который нанесены две решетки металлических встречно-штыревых преобразователя (ВШП). ДУЛЗ на ПАВ изображена на рис. 5.3. Закон нанесения рисунков соответствует квадратичной фазе ЛЧМ-сигнала.

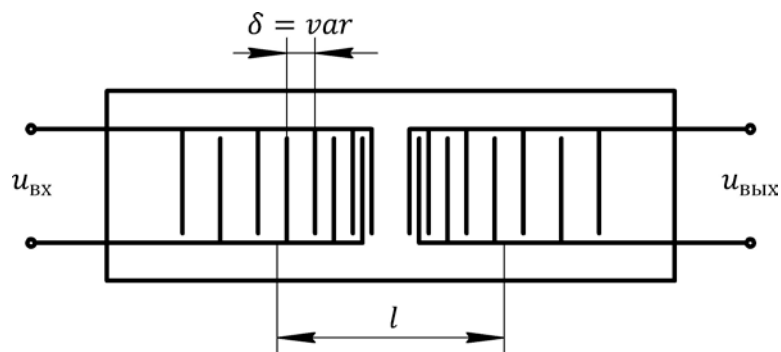


Рис. 5.3 ДУЛЗ на ПАВ

Здесь максимальная частота определяется минимальной шириной штриха. Штрихи наносятся фотоспособом, поэтому минимальная ширина штриха может составлять $\delta = 1\text{мкм}$, а скорость поверхностных волн $C_{зв} = 2500\text{м/с}$. Поэтому имеем:

$$f_{0м} = \frac{C_{зв}}{\delta} = \frac{2500}{1 \cdot 10^{-6}} = 2,5\text{ГГц}, F = 20\% \text{ от } f_0 = 500\text{мГц}.$$

Длина бруска обычно $l = 200 - 300$ мм, тогда:

$$T = \frac{l}{c_{зв}} = \frac{0,3}{2500} = 150 \text{ мкс.}$$

База ЛЧМ:

$$B = TF = 150 \cdot 10^{-6} \cdot 500 \cdot 10^6 = 75000.$$

Эта ДУЛЗ имеет большую базу за счет ширины спектра. На рисунке 5.4 представлена полная схема формирования ЛЧМ-сигнала на частоту $\omega_0 + \Delta\omega$.

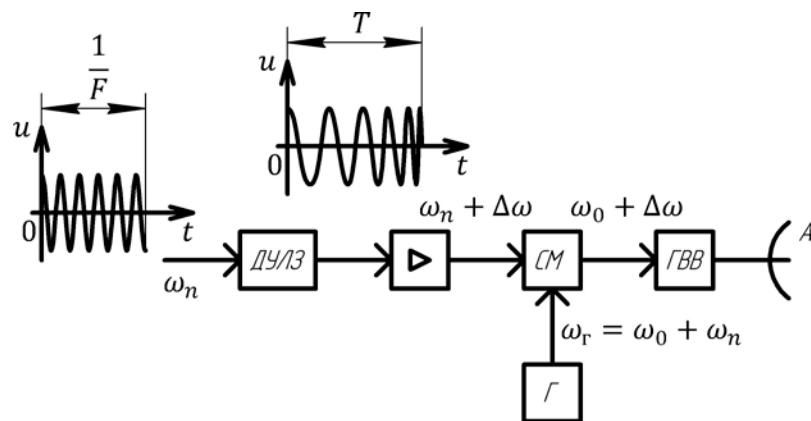


Рис. 5.4 Схема формирования ЛЧМ-сигнала

Она содержит ДУЛЗ, на вход которой подается короткий ($\tau = \frac{1}{F}$) радиоимпульс частотой ω_n . На выходе ДУЛЗ формируется ЛЧМ-сигнал длительностью T и шириной спектра F . Далее сигнал усиливается и попадает на смеситель, на другой вход которого подается сигнал гетеродина с частотой $\omega_0 + \omega_n$. На выходе смесителя имеем ЛЧМ-сигнал с центральной частотой ω_0 , который усиливается ГВВ и поступает в радиоканал.

5.2 Формирование ФКМ-сигнала

Исходным сигналом сложного радиосигнала типа ФКМ-сигнала является кодовая последовательность прямоугольных импульсов, состоящая из N элементарных посылок длительностью τ и амплитудами либо 0, либо 1, (см. рис. 5.5 а). Длительность такой последовательности $T = \tau N$, а ширина спектра определяется длительностью элементарной посылки $F = \frac{1}{\tau}$. Таким образом, база такого сложного сигнала равна $B = TF = N$.

Примером кодовых последовательностей являются широко используемые в радиолокации и радионавигации коды Баркера и m-последовательности. Далее исходный сигнал, состоящий из нулей и единиц, преобразуется в

трехуровневый код $+1, 0, -1$, (см. рис 5.5 б), а затем в ФКМ-сигнал, то есть в сигнал манипулированный по фазе, где $+1$ соответствует $\varphi = 0$, а -1 соответствует π , (см. рис. 5.5 в). Таким образом, имеем импульсный радиосигнал длительностью T .

Схема формирования ФКМ-сигнала представлена на рис. 5.6. Она содержит формирователь двухуровневого кода (0,1) ФК2, формирователь строга ФС, определяющего длительность ФКМ-сигнала, преобразователь кодов ПК (двухуровневый в трехуровневый), смеситель СМ с гетеродином Г и усилитель радиосигнала ГВВ. На рис. 5.7 дан преобразователь кодов (ПК), а на рис. 5.8 представлена схема формирования m -последовательности.

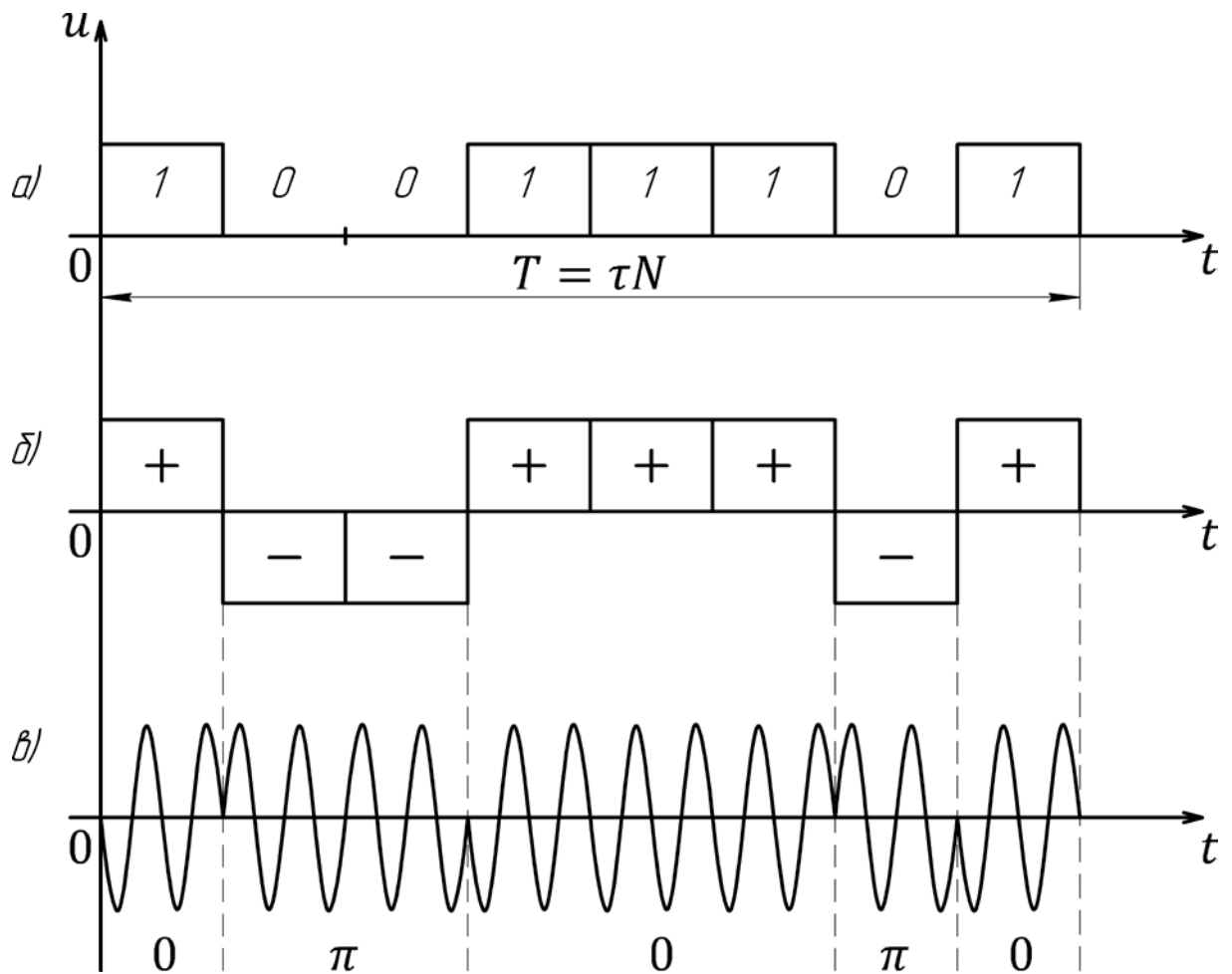


Рис. 5.5 Формирование ФКМ-сигнала

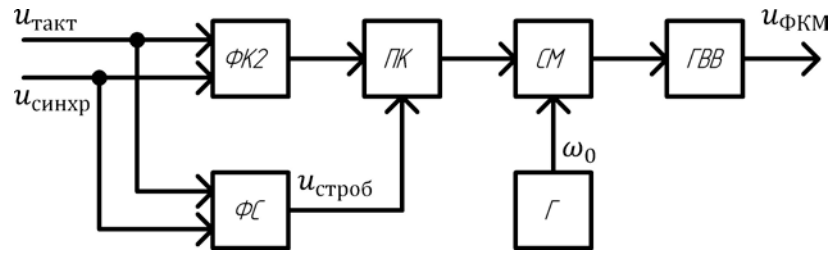


Рис. 5.6 Схема формирования ФКМ-сигнала

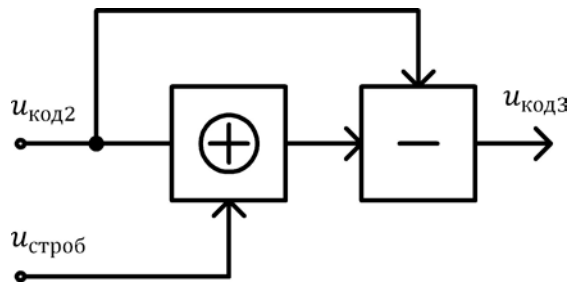


Рис. 5.7 Преобразователь кодов (ПК)

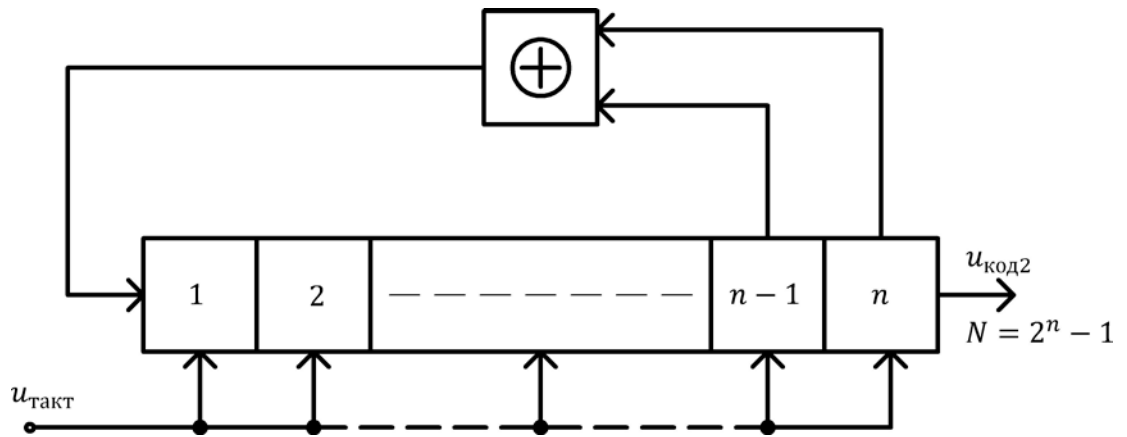


Рис. 5.8 Схема формирования m-последовательностей

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Белов, Л. Н. Устройства генерирования и формирования радиосигналов [Текст]: учебное пособие для ВУЗов / Л. Н. Белов и др.; под ред. Г. М. Уткина и др. – М.: Радио и связь, 1994г. – 416с.
2. Благовещенский, В. В. Радиопередающие устройства [Текст]: / под ред. М. В. Благовещенского. – М.: Радио и связь, 1982
3. Петров, Б. Е. Радиопередающие устройства на полупроводниковых приборах / Б. Е Петров, В. А. Романюк. – М.: Высшая школа. – 1989г. – 232 с.
4. Шахгильдян, В. В. Радиопередающие устройства [Текст]: учебное пособие для ВУЗов / В.В. Шахгильдян и др.; Под ред. В. В. Шахгильдяна. – М.: Радио и связь, 2003 – 560с.

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ
ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО
ПРОФЕССИОНАЛЬНОГО ОБРАЗОВАНИЯ
«САМАРСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ АЭРОКОСМИЧЕСКИЙ
УНИВЕРСИТЕТ имени академика С. П. КОРОЛЁВА
(национальный исследовательский университет)»
(СГАУ)

ГЕНЕРАТОРЫ С ВНЕШНИМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ

Учебное пособие

Самара 2013

СОДЕРЖАНИЕ

ПРЕДИСЛОВИЕ	3
ВВЕДЕНИЕ	4
ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ И ОПРЕДЕЛЕНИЯ	5
1 ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ ГЕНЕРАТОРОВ	6
1.1 Структурные, функциональные схемы генераторов, классификация ГВВ	6
1.2 Активные элементы генераторов	11
1.2.1 Классификация, границы применения	11
1.2.2 Параметры и характеристики активных элементов	12
1.2.3 Особенности радиоламп	16
1.2.4 Биполярные транзисторы	17
1.2.5 Полевые транзисторы	20
1.3 Колебательные цепи генераторов	22
1.3.1 Резонансные колебательные цепи LCR	24
1.3.2 Трансформаторы	30
1.4 Принципиальные схемы генераторов с внешним возбуждением	33
1.4.1 Способы включения активных элементов	33
1.4.2 Питание генераторов	35
1.4.3 Примеры принципиальных схем ГВВ	36
2 РЕЖИМЫ РАБОТЫ ГЕНЕРАТОРОВ НА ОСНОВЕ ГАРМОНИК ТОКА	42
2.1 Физические процессы в ГВВ	42
2.2 Энергетические соотношения в генераторе	45
2.3 Анализ работы ГВВ графоаналитическим методом, методика расчёта	46
2.4 Основное уравнение ГВВ	49
2.5 Динамические характеристики ГВВ	53
2.6 Регулировочные и настроечные характеристики ГВВ	57
2.7 Критический режим работы генератора	61
2.8 Технический расчет ГВВ критическом режиме	62
2.9 ГВВ, возбуждаемый гармоническим током	64
2.10 Умножители частоты на трехэлектродных АЭ	67
3 ИМПУЛЬСНЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ ГАРМОНИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ	69
3.1 ГВВ на основе гармоник напряжения	69
3.2 ГВВ с синтезированием гармонического колебания	75
4 СУММИРОВАНИЕ МОЩНОСТЕЙ ГЕНЕРАТОРОВ	79
4.1 Параллельное включение (см. рис.4.1)	79
4.2 Двухтактное включение АЭ	80
4.3 Последовательное включение генераторов	81
4.4 Мостовое включение генераторов	82
4.5 Суммирование мощностей генераторов в пространстве	83
БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК	85

ПРЕДИСЛОВИЕ

В основу настоящего пособия положены учебники [1, 2, 3], материал которых переработан и дополнен с учетом требований учебного плана и разработок автора.

При описании активных элементов использованы работы [4, 5] и другая справочная литература.

Большое внимание уделено четкости и краткости изложения. Особенно это касается определений, формулировок. Автор стремились к тому, чтобы представленные соотношения были полезны не только в теоретическом плане, но и в практическом. Представлено много примеров построения принципиальных схем генераторов и даны их описания.

При анализе режимов генераторов введено понятие "**основного уравнения генератора**", предложенное Макаровой Л. В. При графическом анализе режимов введено понятие **передаточной линии**, что позволило четко изложить методику графического анализа режимов.

Автором предложена методика расчета генератора с внешним возбуждением, не требующая знания угла отсечки.

Для генератора, возбуждаемого гармоническим током, предложен способ коррекции диодом, а не резистором, как в [2], что позволяет улучшить свойства предварительного каскада. При расчете такого генератора за основу взят не диффузионный заряд, как в [2], а базовый ток, что привело к более понятным соотношениям.

Большое внимание уделено современным импульсным способам формирования гармонических колебаний.

ВВЕДЕНИЕ

Генераторы, являющиеся основными элементами радиопередающих устройств, используемых во всех радиотехнических системах, делятся на два больших класса: генераторы с внешним возбуждением (ГВВ) и генераторы с самовозбуждением или автогенераторы (АГ).

ГВВ – источник колебаний, создающий их под воздействием колебаний другого, менее мощного ГВВ или АГ. В свою очередь ГВВ делятся на усилители мощности и умножители частоты.

Усилитель мощности при подаче на вход электрического колебания с основной гармоникой частоты ω_0 вырабатывает на выходе близкое к гармоническому колебание той же частоты. Амплитуда выходного колебания в общем случае не пропорциональна амплитуде входного, то есть выходной сигнал не является копией входного, как в известных усилителях. Это является особенностью ГВВ как нелинейного устройства.

Умножитель частоты вырабатывает колебания с частотой в n раз больше частоты входного колебания.

Основными энергетическими характеристиками ГВВ является максимальная мощность, коэффициент усиления по мощности, коэффициент полезного действия. Кроме того ГВВ характеризуется полосой пропускания, степенью появления гармоник, видом амплитудной характеристики и уровнем шумов.

В этом пособии рассматриваются ГВВ до СВЧ диапазона, выполняемые на трёх электродных активных элементах: радиолампах и транзисторах.

В разделе 1 рассмотрены принципы построения ГВВ, различные схемы и их особенности.

Раздел 2 посвящён режимам ГВВ на основе гармоник тока, оптимизации этих режимов, изложены способы анализа ГВВ и методики расчёта.

Раздел 3 посвящён импульсным генераторам гармонических колебаний, представлены схемы этих генераторов и способы управления амплитудой выходного напряжения.

В разделе 4 рассмотрены способы суммирования мощности генераторов и их свойства.

ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ И ОПРЕДЕЛЕНИЯ

Электрическое колебание – электрическая величина, периодически изменяющаяся во времени (ток, напряжение, напряжённости электромагнитного поля).

Электромагнитное колебание – периодически изменяющееся во времени электромагнитное поле – частный случай электрического колебания. Далее в тексте будет использоваться термин колебание.

Радиоволна – электромагнитное колебание, распространяющееся по радиоканалу.

Радиоканал – среда распространения радиоволны (свободное пространство, волновод, кабель, провод и т.п.)

Радиосигнал – электрическое колебание, параметры которого изменяются в соответствии с передаваемым сообщением, предназначенное для передачи по радиоканалу.

Генератор – устройство, вырабатывающее (генерирующее) электрические колебания с заданными параметрами, путем преобразования энергии постоянного поля или электрического колебания в электрическое колебание.

Генератор с внешним возбуждением (ГВВ) – генератор, вырабатывающий колебания с заданными параметрами, при воздействии возбуждающего колебания.

Усилитель мощности – ГВВ, частота выходного колебания которого равна частоте входного колебания.

Умножитель частоты – ГВВ, частота выходного колебания которого в целое число раз (n) больше частоты входного колебания.

Автогенератор (АГ) – генератор, вырабатывающий колебания с заданными параметрами без воздействия возбуждающего колебания, т.е. самостоятельно, автономно.

Модулятор (М) – устройство, управляющее колебаниями ГВВ или АГ в соответствии с передаваемым сообщением, путем воздействия на параметры колебаний.

Радиопередатчик (радиопередающее устройство) – устройство, формирующее радиосигнал с заданными параметрами.

Активный элемент (АЭ) – элемент генератора, преобразующий энергию постоянного поля или электрического колебания в электрическое колебание.

Колебательная цепь (КЦ) – элемент генератора, формирующий выходное колебание с заданными параметрами, характеристиками и формой.

1 ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ ГЕНЕРАТОРОВ

В данном разделе рассматриваются вопросы, связанные с построением генераторов с внешним возбуждением. Рассматриваются типовые элементы схем, их свойства, параметры, характеристики. В конце раздела приводятся примеры принципиальных схем и их описания.

1.1 Структурные, функциональные схемы генераторов, классификация ГВВ.

Классические структурные схемы ГВВ представлена на рис. 1.1, 1.2.

Усилитель мощности, рис. 1.1 содержит активный элемент (или блок АЭ) АЭ, колебательную цепь КЦ, источник питания ИП и возбудитель В – маломощный автогенератор или ГВВ.

Умножитель частоты, рис. 1.2, кроме названных элементов, на входе содержит колебательную цепь, настроенную на частоту первой гармоники, а выходная колебательная цепь настроена на n-гармонику.

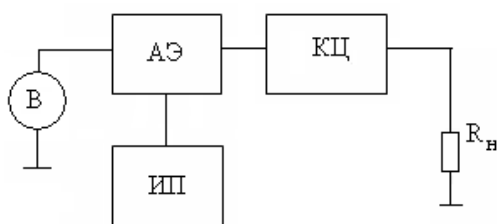


Рис. 1.1 Усилитель мощности

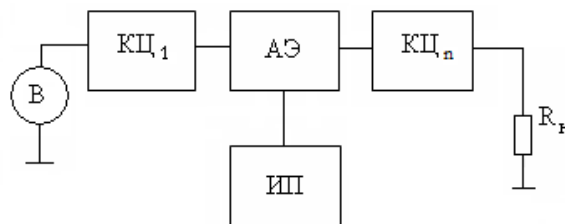
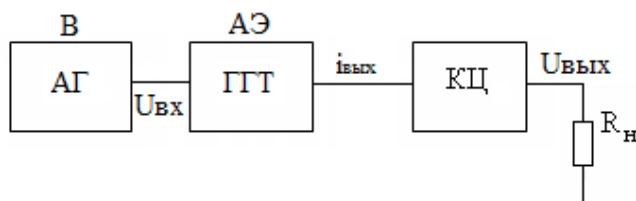


Рис. 1.2 Умножитель частоты

В зависимости от функции, которую выполняет активный элемент, и типа возбудителя можно различить следующие типы генераторов с внешним возбуждением и их функциональные схемы.

1) ГВВ на основе гармоник тока, рис. 1.3



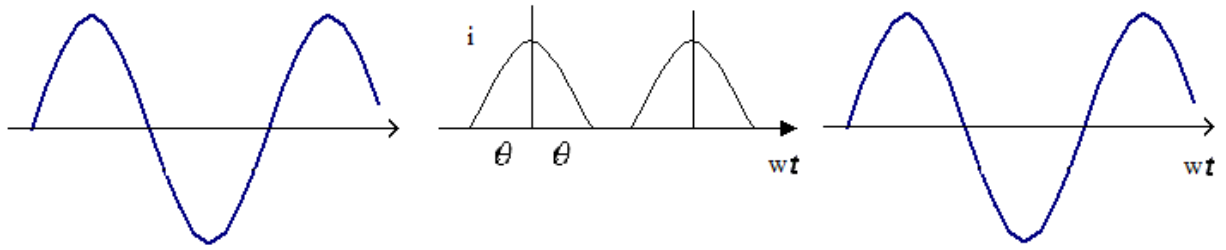


Рис.1.3

Активный элемент здесь выполняет функцию генератора гармоник тока. Гармоники образуются за счёт отсечки синусоиды тока АЭ, рис. 1.3. Гармонический состав тока определяется углом отсечки θ . Возбудителем является автогенератор АГ или маломощный ГВВ, формирующий колебание близкое к гармоническому. Колебательная цепь КЦ формирует заданное колебание, например, выделяет первую гармонику и подавляет высшие.

Это основной тип генераторов, используемых в настоящее время при построении радиосистем. На основе гармоник тока работают также умножители частоты, автогенераторы и синтезаторы частот.

Достоинством этого типа генераторов являются:

- широкий диапазон частот, от единицы кГц до 30 ГГц, причём снизу он ограничен габаритами КЦ, а сверху инерционностью АЭ;
- использование любого вида модуляции;
- возможность построения в виде одноконтурной и двухконтурной схем;
- разнообразие режимов работы.

Недостатки:

- малый КПД, порядка 60-80%;
- принципиальная зависимость выходного напряжения от сопротивления нагрузки, такой генератор рассчитывается на заданное сопротивление нагрузки;
- расход мощности на создание высших гармоник, которая за тем рассеивается на АЭ и внутренним сопротивлением источника питания;
- Зависимость режима от многих факторов, что затрудняет стабилизацию.

2) ГВВ на основе гармоник напряжения, рис. 1.4. Это один из видов импульсных генераторов гармонических колебаний.

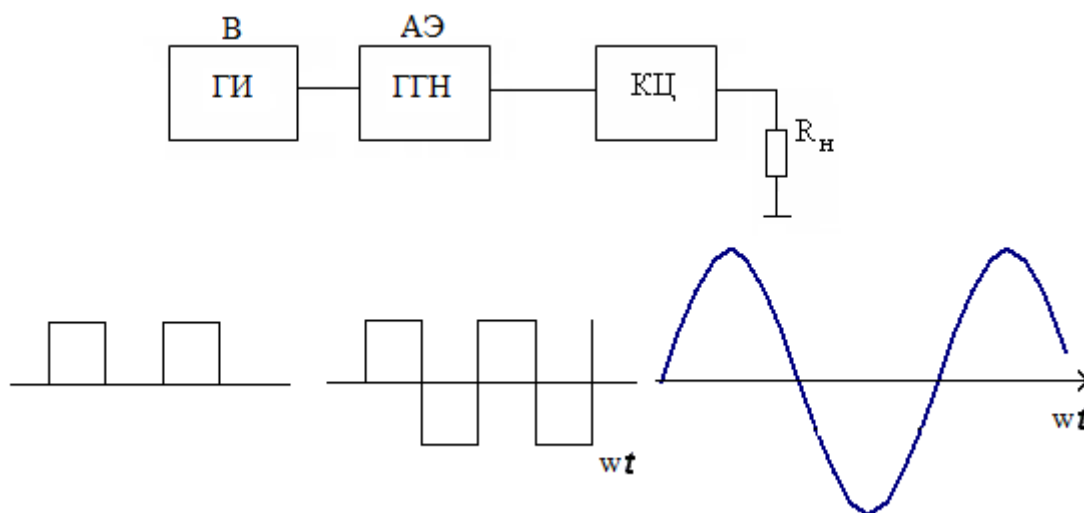


Рис.1.4

Блок активных элементов здесь выполняет функцию генератора гармоник напряжения и представлен в виде мостовой или полумостовой двухтактной схемы, называемой инвертором. Вентили инвертора (транзисторы или радиолампы) работают в ключевом режиме (заперт – открыт). Возбудителем служит генератор импульсов – это либо генератор прямоугольных импульсов (мультивибратор), либо генератор пилообразного напряжения.

Колебательная цепь КЦ выделяет первую гармонику напряжения и не пропускает внешние гармоники.

Диапазон частот этого генератора составляет (1кГц – 2МГц), снизу ограничен габаритами колебательной цепи, как и у генератора на основе гармоник тока, а сверху возможностями ключевого режима.

Достоинства ГВВ на основе гармоник напряжения:

- высокий КПД , более 90%;
- независимость выходного напряжения от сопротивления нагрузки (вплоть до холостого хода) при работе на резонансной частоте колебательной цепи;
- на создание внешних гармоник практически не затрачивается мощность;
- легко осуществляется регулировка и стабилизация выходного напряжения.

Недостатки:

- ограниченность диапазона частот;
- ограниченность возможностей модуляции.

3) ГВВ с синтезированием гармонического колебания методом широтно-импульсной модуляции (ШИМ), рис. 1.5.

Это также импульсный генератор гармонических колебаний.

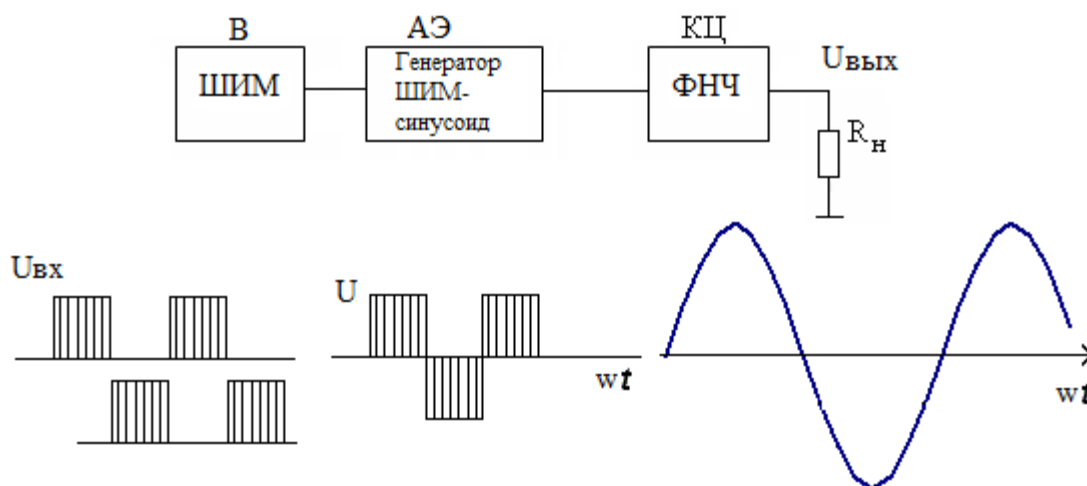


Рис. 1.5

Блок активных элементов здесь выполняет функцию формирования ШИМ – синусоиды и строится в виде мостового или полумостового инвертора, как и в ГВВ на основе гармоник напряжения. Режим работы вентиля инвертора ключевой (закрыт - открыт).

Возбудителем является ШИМ - модулятор. Это обычно специализированный ШИМ – контроллер, например серии TL или UC, работающий на тактовой (на 1-2 порядка выше частоты генератора) частоте. Функция колебательной цепи - фильтрация этой частоты и обеспечивается она малогабаритным фильтром низкой частоты (ФНЧ).

Достоинства ГВВ с синтезированием гармонических колебаний:

- отсутствие ограничения в сторону нижних частот;
- высокий КПД, более 90%;
- малые габариты колебательной цепи;
- лёгкость регулировки по амплитуде и частоте и стабилизации входного напряжения;
- слабая зависимость выходного напряжения от сопротивления нагрузки, определяемая возможностями ФНЧ;
- возможности получения амплитудной и частотной модуляции.

Недостатки:

- ограниченность частотного диапазона сверху (порядка 100 кГц), определяемая возможностями ключевого режима и получения необходимого количества импульсов в ШИМ - импульсе.

4) ГВВ с синтезированием гармонического колебания методом амплитудно-импульсной модуляции АИМ, рис. 1.6.

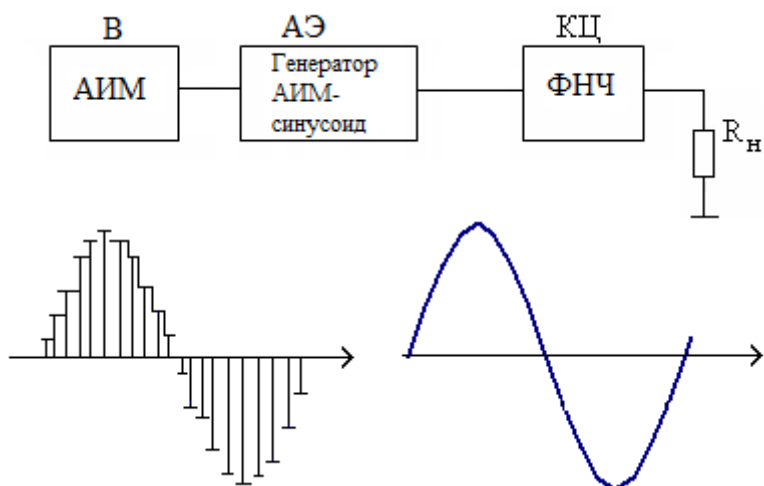


Рис. 1.6

Построение этого импульсного генератора с хорошими свойствами связано с необходимостью иметь много ключей и источников питания (равная числу импульсов на период), поэтому оно не реализуемо. Этот метод, как известно, применяется в цифро-аналоговых преобразователях (ЦАП).

1.2 Активные элементы генераторов

1.2.1 Классификация, границы применения

На рис. 1.6 представлена классификация активных элементов генераторов. АЭ состоят из трех групп – полупроводниковые приборы (ППП), электровакуумные приборы (ЭВП) и квантовые (КВ). Полупроводниковые приборы делятся на диоды Д и транзисторы Т. В диодах для генерации используется способ отрицательного сопротивления (тунельные диоды), эффект Ганна (диод Ганна), лавинный пробой р-п перехода (ЛПД) в сочетании с динамическим управлением и нелинейная емкость (варикапы) р-п-перехода. Транзисторы – биполярные БП и полевые ПТ. Электровакуумные приборы – радиолампы РЛ (триоды и пентоды) и приборы СВЧ с динамическим управлением тока "О", когда электрическое и магнитное поле направлены на оси прибора и типа "М", когда магнитное и электрическое поля взаимно ортогональны (приборы магнетронного типа).

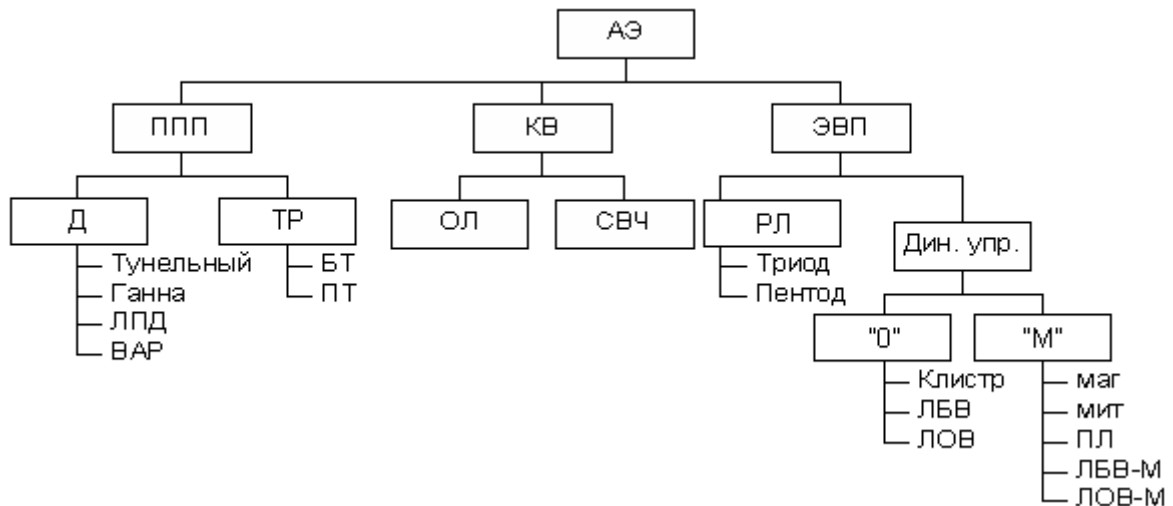


Рис. 1.7 Активные элементы генераторов

Квантовые приборы – это оптические лазеры и высокостабильные генераторы СВЧ, использующие для генерации внутреннюю энергию микрочастиц вещества.

В таблице 1 представлены границы применения активных элементов по мощности и по частоте. Как видно из таблицы, наибольшую мощность на один прибор обеспечивают электровакуумные приборы. Транзисторы же выдают не более 600 Вт и ограничены по частоте (10 ГГц). Использование "барьера Шоттки" расширяет частотную область до 60 ГГц (ПТ). Большой мощностью обладают квантовые приборы (лазеры), особенно в импульсном режиме ("гигантский лазер").

Таблица 1

АЭ	P_{\max} , Вт ^{непр/имп}	f_{\max} , ГГц
БТ	200/600	10
ПТ	200/600	60
РЛ	$7 \cdot 10^5 / 1,5 \cdot 10^6$	20
Клистрон	$10^5 / 10^7$	20
Магнетрон	$10^5 / 10^7$	100
ЛБВ	$10^4 / 10^6$	40
ЛОВ	$7 \cdot 10^3$	60
Д	15	300
ВАР	10	750
КВ-Л	$10^3 / 10^9$	Оптика
КВ-СВЧ	10^{-8}	СВЧ

1.2.2 Параметры и характеристики активных элементов

Параметры активных элементов можно разделить на три группы: **электрические**, **усилительные** (передаточные) и **частотные**.

К **электрическим параметрам** относятся допустимые токи $I_{\text{доп}}$, напряжения $U_{\text{доп}}$, мощности рассеяния $P_{\text{доп}}$, для радиоламп – напряжения и токи накала $U_{\text{нак}}$, $I_{\text{нак}}$, напряжения питания экранной сетки, номинальная выходная мощность $P_{\text{ном}}$, номинальное напряжение смещения. Электрические параметры определяют энергетические возможности и надежность активного элемента.

Усилительные параметры определяют свойства активного элемента как усилителя, то есть связь выходных колебаний с входными. Их получают из анализа характеристик АЭ. Это – крутизна проходной характеристики S , коэффициенты усиления по току α , β (для биполярных транзисторов), проницаемость D , внутреннее сопротивление R_i , напряжение отсечки выходного тока $E_{\text{отс}}$, крутизна линии критического режима $S_{\text{кр}}$. Определение этим параметрам дадим ниже при рассмотрении характеристик АЭ.

Частотные параметры определяют инерционные свойства прибора, а именно – зависимость усилительных параметров от частоты входного колебания. К этим параметрам относят межэлектродные емкости – входную $C_{вх}$, проходную $C_{пр}$, выходную $C_{вых}$, входные сопротивления, индуктивности выводов, и так называемые граничные частоты (для биполярных транзисторов), определяющие время рекомбинации и пролета носителей заряда через р-п переходы - ω_{β} , ω_{α} , ω_t , ω_3 . Для радиолампы в справочнике указывается частотный диапазон (НЧ, ВЧ, СВЧ), на который она рассчитана.

Наиболее полно свойства активных элементов отражены в их статических характеристиках. Для ламп и транзисторов используют три вида характеристик: **входные, проходные, выходные.**

Входные характеристики – это зависимости входного тока АЭ от входного напряжения, $i_{вх} = F_1(e_{вх})$.

Проходные – зависимости выходного тока АЭ от входного напряжения (или тока – для биполярных транзисторов), $i_{вых} = F_2(e_{вх})$, $i_{вых} = F_3(i_{вх})$.

В качестве параметра в обоих видах характеристик выступает напряжение на выходных электродах $e_{вых}$.

Выходные характеристики – зависимости выходного тока АЭ от выходного напряжения $i_{вых} = F_4(e_{вых})$, при параметре входного напряжения (или тока – для биполярных транзисторов).

Характеристики, даваемые в справочниках, чаще всего сняты для включения АЭ с общим эмиттером, катодом, истоком. Используя их, можно рассчитать режим и для других видов включения АЭ.

При использовании проходных и выходных характеристик нужно помнить, что каждая точка поля характеристик соответствует трём величинам: $e_{вх}$, $e_{вых}$, $i_{вых}$ или $i_{вх}$, $e_{вых}$, $i_{вх}$.

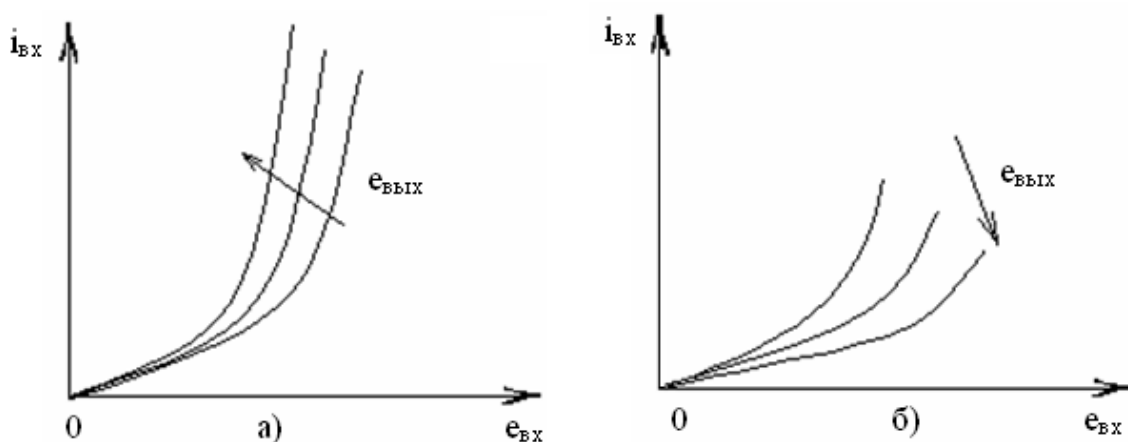


Рис. 1.8 Входные характеристики АЭ

Входные характеристики представлены на рис. 1.8: а) – для биполярных транзисторов, б) – для радиоламп. Для биполярных транзисторов – это экспонента, для радиоламп – кривая, имеющая зависимость: $C(e_{\text{ВЫХ}})^{\frac{3}{2}}$, где C – постоянная, зависящая от $e_{\text{ВЫХ}}$.

Проходные характеристики представлены на рис. 1.9: а) – для радиоламп, б) – для биполярных транзисторов, в) – для полевых транзисторов.

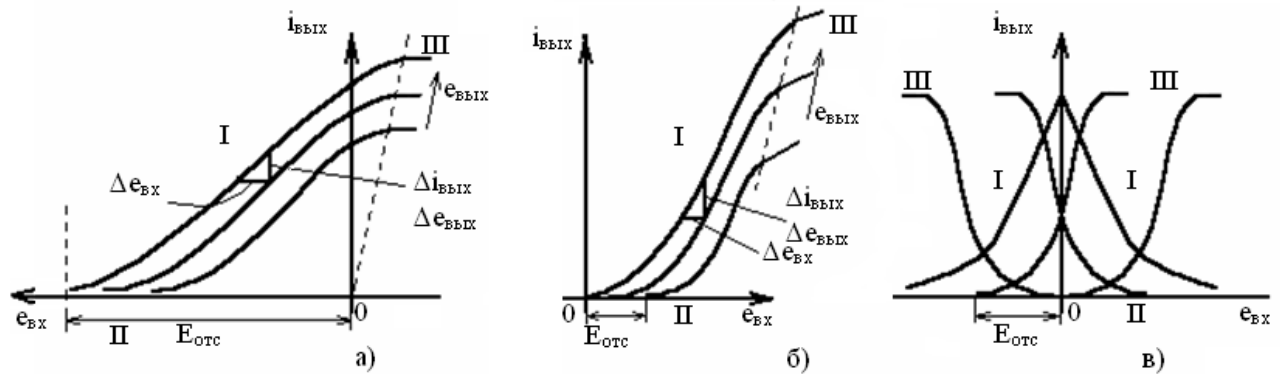


Рис. 1.9 Проходные характеристики АЭ

Как видно из рис. 1.9, радиолампа имеет "левые" характеристики, т.е. работает как усилитель при запирающем смещении, и имеет входной ток только при положительном смещении. Характеристики биполярных транзисторов – "правые", имеют такой же вид как и входные (экспонента). Характеристики полевых транзисторов могут быть любые в зависимости от типа транзистора и доли открытия канала при нулевом входном напряжении, причем степень нарастания тока близка к 2 (квадратичная зависимость).

Из этих характеристик можно получить усилительные параметры:

крутизну $S = \frac{di_{\text{ВЫХ}}}{de_{\text{ВХ}}} \approx \frac{\Delta i_{\text{ВЫХ}}}{\Delta e_{\text{ВХ}}}$; проницаемость $D = \frac{de_{\text{ВХ}}}{de_{\text{ВЫХ}}} \approx \frac{\Delta e_{\text{ВХ}}}{\Delta e_{\text{ВЫХ}}}$; внутреннее

сопротивление $R_i = \frac{de_{\text{ВЫХ}}}{di_{\text{ВЫХ}}} \approx \frac{\Delta e_{\text{ВЫХ}}}{\Delta i_{\text{ВЫХ}}}$, используя показанные на рис. 1.9 треугольники.

Для любой характеристики можно определить напряжение отсечки тока $E_{\text{отс}}$.

В поле характеристик можно выделить три области (все они используются в генераторах в отличие от обычных усилителей):

I — усилительная область, где имеется сильная зависимость выходного тока $i_{\text{ВЫХ}}$ от входного напряжения $e_{\text{ВХ}}$ и слабая зависимость от выходного напряжения $e_{\text{ВЫХ}}$.

II — области отсечки, в которой выходной ток равен нулю.

III — область "насыщения", в которой выходной ток $i_{\text{вых}}$ слабо зависит от входного напряжения $e_{\text{вх}}$, и сильно зависит от выходного напряжения $e_{\text{вых}}$.

Слово "насыщение" взято в кавычки, т.к. у разных видов АЭ причина ограничения различная. У радиоламп – это "отсос" электронов сеткой у анода, у биполярных транзисторов – ограничение объема носителей (электронов и дырок), у полевых – ограничение пропускной способности канала.

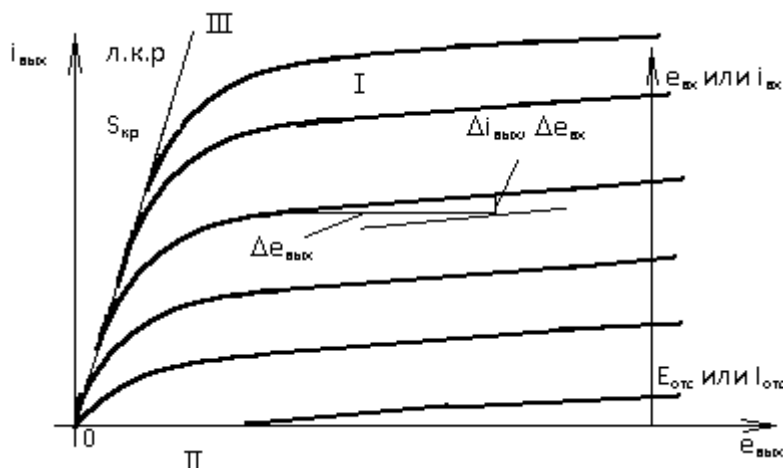


Рис. 1.10 выходные характеристики

Выходные характеристики представлены на рис. 1.10.

Для всех рассматриваемых здесь АЭ они имеют одинаковый вид. Все они исходят из "0" или близкой к нему точки, поднимаются круто (по так называемой "линии критического режима", имеющей крутизну $S_{\text{кр}}$), далее изгибаются и идут вправо под некоторым углом в зависимости от величины D . Здесь также можно выделить те же три области:

I — усилительная, идущая вправо от л.к.р. и выше оси $i_{\text{вых}}=0$,

II — область отсечки – ниже оси $i_{\text{вых}}=0$,

III — область насыщения – линия критического режима л.к.р.

Из выходных характеристик можно также определить параметры S , D , R_i , $E_{\text{отс}}$ и, кроме того, параметр $S_{\text{кр}}$.

По параметру $e_{\text{вх}}$ ось $e_{\text{вых}}$ соответствует напряжению (току) отсечки $E_{\text{отс}}$ ($I_{\text{отс}}$).

1.2.3 Особенности радиоламп

Радиолампа – электровакуумный прибор, имеющий анод, подогревной катод, одну (триод) или три (пентод) управляющие сетки, а также накал. На схеме лампа изображается, как показано на рис. 1.11 а), б).

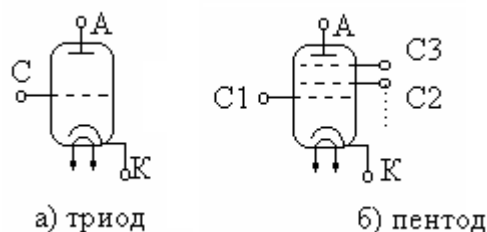


Рис. 1.11 Радиолампа в схеме

Конструкция радиолампы зависит от частотного диапазона, на который она рассчитана. Так НЧ и ВЧ лампы имеют трубчатую конструкцию, рис. 1.12 а), а лампы СВЧ повторяют схему лампы с целью уменьшения межэлектродных расстояний, емкостей и индуктивностей выводов, рис. 1.12 б)

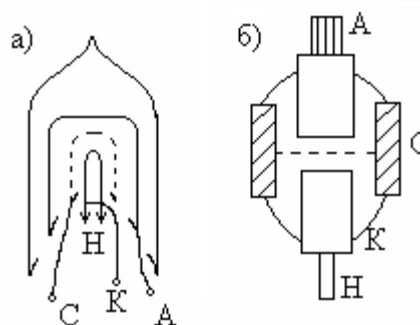


Рис 1.12 Конструкция радиоламп

Достоинства радиоламп:

- 1) Большая мощность на один прибор (таблица 1)
- 2) Определенность и стабильность параметров, практически независимость их от питающих напряжений.
- 3) Малые межэлектродные емкости, причем линейные.
- 4) Возможность работы без входных токов.

Недостатки радиоламп:

- 1) Расход мощности на накал, что снижает КПД.
- 2) Малая крутизна характеристики $S \approx 4 - 20$ мА/В.
- 3) Потери эмиссии катода со временем.
- 4) Сравнительно большое остаточное напряжение (единицы вольт).

Эквивалентная схема ламп обычно не используется ввиду её простоты.

1.2.4 Биполярные транзисторы

Биполярный транзистор – полупроводниковый прибор, представляющий собой последовательное соединение двух р-п- или п-р-переходов, как показано на рис. 1.13 а).

На схеме он изображается, как показано рис. 1.13 б), в). Электроды биполярного транзистора: база Б, эмиттер Э, коллектор К.

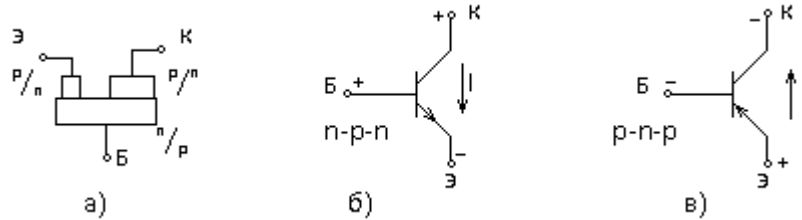


Рис.1.13 Биполярный транзистор

При нулевом и при запирающем потенциале на базе относительно эмиттера переход коллектор - эмиттер заперт. При отпирающем потенциале коллекторно - эмиттерный переход открывается, причем ток, протекающий через этот переход, значительно больше чем ток управляющий, и пропорционален этому току. На рис. 1.13 показаны отпирающие потенциалы и направление тока через транзистор.

Транзистор принципиально инерционный прибор, так как при управлении р-п-переходом в последнем накапливается и рассасывается диффузионный заряд аналогично такому же процессу на емкости. Поэтому при определении параметров и расчетах пользуются эквивалентной схемой транзистора. Для включения транзистора с общим эмиттером используется схема *Джиаколетто*, рис. 1.14.

где $U_T = \frac{kT}{q_e}$, k – постоянная Больцмана, T – абсолютная температура, q_e – заряд электрона, $U_T \approx 0,026$ В при нормальных условиях.

Ток через сопротивление R_β :

$$i_\beta = \frac{Q_{\text{диф}}}{\tau_\beta}.$$

Ток коллектора:

$$i_k = \frac{Q_{\text{диф}}}{\tau_t},$$

где τ_t – время пролета носителей через базу (рис. 1.13 а).

Статический коэффициент усиления тока для включения с общим эмиттером:

$$\beta_0 = \frac{i_k}{i_\beta} = \frac{\tau_\beta}{\tau_t},$$

с общей базой:

$$\alpha_0 = \frac{i_k}{i_e} = \frac{i_k}{i_k + i_\beta} = \frac{\tau_\alpha}{\tau_t},$$

$$\text{где } \frac{1}{\tau_\alpha} = \frac{1}{\tau_\beta} + \frac{1}{\tau_t}.$$

$$\text{Связь между } \alpha_0 \text{ и } \beta_0 \text{ следующая: } \alpha_0 = \frac{\beta_0}{1 + \beta_0}, \quad \beta_0 = \frac{\alpha_0}{1 - \alpha_0}.$$

Динамические коэффициенты усиления тока (для электрического колебания) согласно эквивалентной схеме, рис. 1.14:

$$\beta = \frac{\beta_0}{1 + j\omega\tau_\beta}, \quad \alpha = \frac{\alpha_0}{1 + j\omega\tau_\alpha} \quad \text{или} \quad \beta = \frac{\beta_0}{1 + j\frac{\omega}{\omega_\beta}}, \quad \alpha = \frac{\alpha_0}{1 + j\frac{\omega}{\omega_\alpha}},$$

откуда очевидно, что:

$\omega_\beta = \frac{1}{\tau_\beta}$ — **граничная частота**, на которой модуль коэффициента усиления по току для схемы с общим эмиттером уменьшается в $\sqrt{2}$ раз;

$\omega_\alpha = \frac{1}{\tau_\alpha}$ — **граничная частота**, на которой модуль коэффициента усиления по току для схемы с общей базой уменьшается в $\sqrt{2}$ раз.

Введем еще одну граничную частоту ω_t : $\omega_t = \frac{1}{\tau_t}$. Тогда будем иметь:

$$\omega_\alpha = \omega_\beta + \omega_t$$

$$\omega_t = \beta_0 \omega_\beta = \alpha_0 \omega_\alpha$$

Определим частоту ω_t .

Формула $|\beta| = \frac{\beta_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_\beta}\right)^2}}$ при $\omega \gg \omega_\beta$ преобразуется к виду: $|\beta| = \frac{\beta_0 \omega_\beta}{\omega} = \frac{\omega_t}{\omega}$.

Откуда получим:

ω_t – **граничная частота**, на которой модуль коэффициента усиления по току для схемы с общим эмиттером равен 1.

Для определения всех граничных частот достаточно знать одну. В справочнике дается обычно одна - ω_t . Другие определяют так:

$$\omega_\beta = \frac{\omega_t}{\beta_0}, \omega_\alpha = \omega_\beta + \omega_t$$

Приведенных соотношений достаточно для выбора биполярного транзистора по справочнику.

1.2.5 Полевые транзисторы

Полевой транзистор – это полупроводниковый прибор, имеющий канал для пролета носителей (электроны, дырки), и управляемый полем.

Имеется два типа ПТ:

- с управляемым р-п-переходом,
- с изолированным затвором, МОП (МДП) - транзисторы.

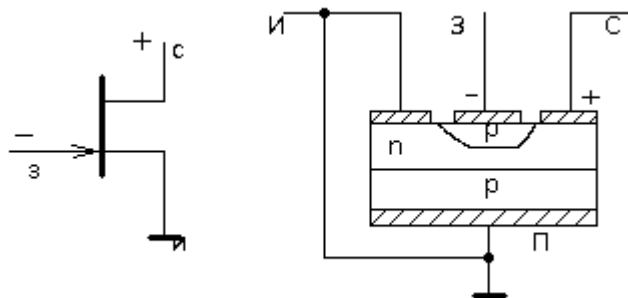


Рис 1.15 Полевой транзистор на р-п переходе

На рис. 1.15 показано устройство транзистора с управляемым р-п переходом, с n-каналом и его изображение на схеме.

И, З, С, П – исток, затвор, сток, подложка соответственно. Подложка повышает эффективность работы ПТ и соединяется с истоком.

При нулевом потенциале затвора n-канал полностью открыт и ток через транзистор максимальный. При подаче отрицательного потенциала электроны оттесняются, канал сужается и может быть полностью перекрыт. Питание стока – положительное как для биполярного n-p-n-транзистора.

Для транзистора с р-каналом потенциалы стока и затвора противоположны рис. 1.15.

Характеристики такого ПТ аналогичны ламповым, т.е. усиление тем меньше, чем больше потенциал затвора. Режим открытого р-п-перехода затвора не допускается.

На рис. 1.16 представлено устройство ПТ МОП-типа (металл-окисел-проводник, МДП – металл-диэлектрик-проводник).

В зависимости от типа канала и степени его открытия при нулевом потенциале различают два типа МОП (МДП) - транзисторов:

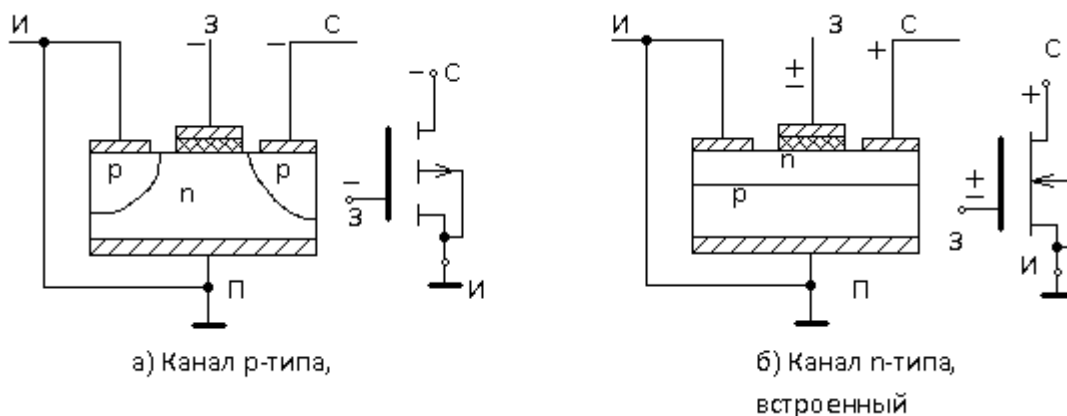


Рис. 1.16 МОП (МДП) полевой транзистор

- с индуцированным каналом (рис. 1.16 а)
- с встроенным каналом (рис. 1.16 б)

Варьируя степень открытия канала и типом полупроводника, можно создать МОП-транзистор с любым типом проходной характеристики и на любой знак напряжения питания.

Полевой транзистор, также как и биполярный, – инерционный прибор, но в меньшей степени, так как здесь нет накопления и рассасывания зарядов. Инерционность ПТ определяется наличием емкости перехода затвор – канал $C_{зз}$, средним сопротивлением канала $R_{ср}$ и временем пролета носителей через канал.

Эквивалентная схема ПТ представлена на рис. 1.17

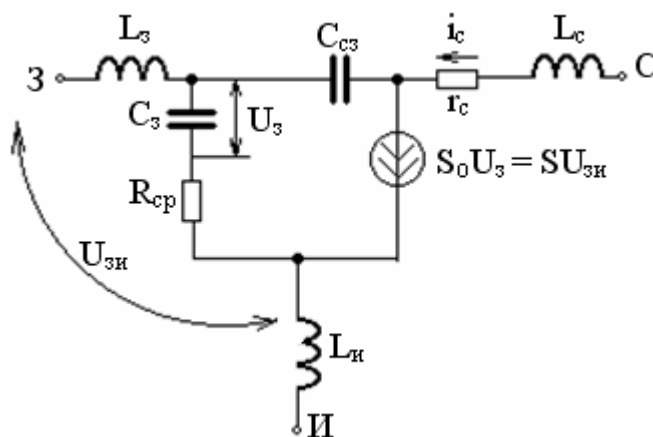


Рис 1.17 Эквивалентная схема полевого транзистора

$L_3, L_c, L_{и}$ – индуктивности выводов;

S_0 – крутизна проходной статической характеристики (на постоянном токе).

Динамическая крутизна (на переменном токе) согласно схеме:

$$S = \frac{S_0}{1 + j\omega\tau_3} = \frac{S_0}{1 + j\frac{\omega}{\omega_3}},$$

где $\tau_3 = R_{cp}C_3$ – постоянная времени затвора,

$\omega_3 = \frac{1}{\tau_3}$ – **граничная частота**, на которой модуль крутизны снижается в $\sqrt{2}$ раз.

τ_t – среднее время пролета носителей через канал. $\tau_t \approx \frac{C_3}{S_0}$;

$\omega_t = \frac{1}{\tau_t}$ – граничная частота канала.

Согласно эквивалентной схеме рис. 1.17:

ω_t – **граничная частота**, на которой модуль динамического коэффициента передачи по току для схемы с общим затвором $\alpha_{п}$ снижается в $\sqrt{2}$ раз (аналогично α для БТ):

$$\alpha_{п} = \frac{1}{1 + j\frac{\omega}{\omega_t}}.$$

1.3 Колебательные цепи генераторов

Колебательные цепи КЦ – элементы генераторов, предназначенные для формирования электрического колебания с заданными параметрами, иногда их называют **фильтрующе-согласующими цепями ФСЦ**.

Функции колебательных цепей:

- 1) Фильтрация гармоник тока или напряжения, выделение нужной гармоники;
- 2) Согласование сопротивлений расчётного генератора $R_г$ и сопротивления нагрузки $R_{н}$;
- 3) Обеспечение заданной полосы пропускания;
- 4) Обеспечение заданного напряжения на нагрузке.

Особенностью КЦ является то, что они содержат только пассивные реактивные элементы, а именно индуктивности и ёмкости, активным сопротивлением является только сопротивление нагрузки.

Параметры колебательных цепей:

- 1) Коэффициент передачи $\dot{K} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{i_{\text{ВХ}}}$, $K = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}}$, в частности коэффициент передачи на резонансной частоте;
- 2) Коэффициент трансформации: $m = \sqrt{\frac{R_{\text{н}}}{R_{\text{э}}}}$, где $R_{\text{э}}$ – выходное сопротивление генератора, полученное из расчёта режима.
- 3) Коэффициент фильтрации – отношение модулей коэффициента передачи КЦ по заданной гармонике (например первой) $\Phi = \frac{|K_1|}{|K_n|}$, где K – могут быть безразмерными величинами или размерными (сопротивление).
- 4) Полоса пропускания (если она задана) – ширина амплитудно-частотной характеристики по уровню $\frac{1}{\sqrt{2}}$.
- 5) КПД колебательной цепи $\eta_{\text{кц}} = 1 - \frac{Q}{Q_{\text{xx}}}$ или $\eta_{\text{кц}} = 1 - \frac{R_{\text{э}}}{R_{\text{xx}}}$, где Q , $R_{\text{э}}$ – добротность и сопротивление КЦ с нагрузкой, а Q_{xx} , R_{xx} – без нагрузки, на холостом ходе.

Характеристики колебательной цепи:

- 1) Передаточная характеристика – зависимость коэффициента передачи от комплексной нормированной частоты $P=j\Omega$, $K=F_1(P)$, где $\Omega = \frac{\omega}{\omega_0}$.
- 2) Амплитудно-частотная характеристика – зависимость комплексного коэффициента передачи от нормированной частоты Ω : $K = \dot{F}_2(\Omega)$.

Передаточная характеристика обычно используется при построении полосовых фильтров и ФНЧ классическим методом теории фильтров [7].

Типы колебательных цепей генераторов:

1. Резонансные, обычно используемые в генераторах, рассчитанные на работу с одной частотой.
2. Полосовые фильтры, обеспечивающие заданную полосу пропускания. Эту задачу при малых полосах пропускания могут выполнять и резонансные фильтры.
3. Фильтры нижних частот – широкополосные КЦ с заданной частотой среза. ФНЧ выполняют задачу подавления высших гармоник в генераторах.
4. Трансформаторы – широкополосные КЦ, используются для согласования сопротивлений и напряжений.

Далее рассмотрим основные колебательные цепи генераторов.

1.3.1 Резонансные колебательные цепи LCR

Параллельный контур

Параллельный контур, рис. 1.18 предназначен для выделения заданной гармоники тока, преобразования её в напряжение и фильтрации других гармоник. Он является также узкополосным полосовым фильтром второго порядка.

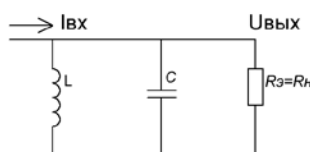


Рис.1.18

Параметры параллельного контура определим из анализа АЧХ. Имеем

$$\dot{K} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{i_{\text{ВХ}}} = \dot{Z} = \frac{1}{\frac{1}{j\omega L} + j\omega C + \frac{1}{R_H}}; \quad \dot{K} = \frac{R_H}{1 + j(\omega R_H C - \frac{R_H}{\omega L})};$$

резонансная частота $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$, характеристическое сопротивление $\rho = \sqrt{\frac{L}{C}}$, добротность $Q = \frac{R_H}{\rho} = \omega_0 R_H C = \frac{R_H}{\omega_0 L}$, коэффициент трансформации $m=1$

Имеем частотную характеристику

$$\dot{K} = \frac{R_H}{1 + jQ(\Omega - \frac{1}{\Omega})}, \quad \text{для первой гармоники } K_1 = R_H, \quad \text{для } n\text{-ой гармоники } |K_n| = \frac{R_H}{Q_n}.$$

Коэффициент фильтрации $\Phi_n \approx Q_n$;

Полоса пропускания $\delta\Omega = \frac{1}{Q}$, находится из решения уравнения $|K(\Omega)| = \frac{R}{\sqrt{2}}$;

Следует отметить, что параллельный контур имеет перегрузку по току реактивных элементов пропорциональную добротности в Q раз

$$\frac{I_L}{I_R} = \frac{I_C}{I_R} = Q.$$

Последовательный контур.

Последовательный контур, рис 1.19, предназначен для фильтрации гармоник напряжения и выделения заданной (обычно первой) гармоники. Он является также узкополосным полосовым фильтром второго порядка.

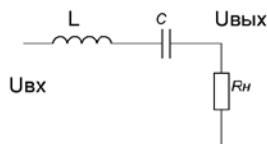


Рис.1.19

Имеем коэффициент передачи:

$$K = \frac{R_n}{R_n + j\omega L + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{1}{1 + j\left(\frac{\omega L}{R_n} - \frac{1}{\omega R_n C}\right)};$$

Резонансная частота $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$, характеристическое сопротивление $\rho = \sqrt{\frac{L}{C}}$, добротность $Q = \frac{\rho}{R_n} = \frac{\omega_0 L}{R_n} = \frac{1}{\omega_0 R_n C}$; Подставив эти параметры в коэффициент передачи получим АЧХ:

$K = \frac{1}{1 + jQ\left(\Omega - \frac{1}{\Omega}\right)}$, для $\Omega=1$ $K = 1$, то есть на резонансной частоте K не зависит от величины нагрузки (для гармонического напряжения!) Коэффициент трансформации (напряжений) $m=1$.

Коэффициент фильтрации такой же как и для параллельного контура $\Phi_n \approx Q_n$;

Полоса пропускания $\delta\Omega = \frac{1}{Q}$ (решение уравнения $|K(\Omega)| = \frac{1}{\sqrt{2}}$)

Здесь имеет место перегрузка реактивных элементов по напряжению в Q раз

$$\frac{U_L}{U_{\text{ВЫХ}}} = \frac{U_C}{U_{\text{ВЫХ}}} = Q.$$

Г-образное звено

Г-образное звено, рис. 1.20, предназначено для фильтрации высших гармоник тока и согласование большого сопротивления R_3 с малыми сопротивлениями нагрузки $R_H, R_3 \gg R_H$.

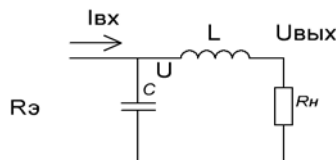


Рис.1.20

Определим коэффициент передачи $\dot{K} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{i_{\text{ВХ}}}$:

$$i_{\text{ВХ}} = U \cdot j\omega C + \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{R_H}, \quad \frac{U - U_{\text{ВЫХ}}}{j\omega L} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{R_H}, \quad U = U_{\text{ВЫХ}} \left(1 + j \frac{\omega L}{R}\right),$$

$$i_{\text{ВХ}} = U_{\text{ВЫХ}} \left[j\omega C \left(1 + j \frac{\omega L}{R}\right) + \frac{1}{R} \right] \quad \text{откуда}$$

$\dot{K} = \frac{R_H}{1 - \omega^2 LC + j\omega R_H C}$ условие резонанса $\omega_0^2 LC = 1$, $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$, $Q = \frac{1}{\omega_0 R_H C} = \frac{\omega_0 L}{R_H}$, после подстановки имеем АЧХ:

$$\dot{K} = \frac{R_H}{1 - \Omega^2 + j \frac{1}{Q} \Omega}; \quad \text{при } \Omega=1, |K_1| = QR$$

$$|K_n| \approx \frac{R_H}{n^2}$$

Коэффициент фильтрации $\Phi_n \approx Qn^2$, то если лучше чем у контура.

$$R_3 = \frac{U}{i_{\text{ВХ}}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{i_{\text{ВХ}}} \cdot \frac{U}{U_{\text{ВЫХ}}} = \dot{K} \cdot (1 + jQ\Omega) = \frac{R \cdot (1 + jQ\Omega)}{1 - \Omega^2 + j \frac{1}{Q} \Omega} \approx Q^2 R_H$$

$$\text{Коэффициент трансформации } m = \sqrt{\frac{R_H}{R_3}} = \frac{1}{Q}.$$

Иногда удобно применить Г – образное звено, рис. 1.21

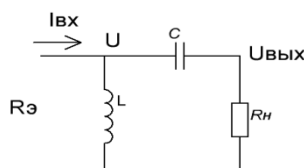


Рис. 1.21

Делая аналогично для первого звена получим:

$$\dot{K} = \frac{R_H}{1 - \frac{1}{\omega^2 LC} - j \frac{R_H}{\omega L}}, \quad \text{условие резонанса } \omega_0^2 LC = 1, \quad \text{резонансная частота } \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}},$$

$$\text{добротность } Q = \frac{\omega_0 L}{R_H} = \frac{1}{\omega_0 R_H C}. \quad \text{Подставив эти параметры получим АЧХ}$$

$$\dot{K} = \frac{R_H}{1 - \frac{1}{\Omega^2} - j\frac{1}{\Omega Q}}, \text{ при } \Omega=1 \quad |K_1| = QR_H, \quad |K_n| \approx R_H$$

Коэффициент фильтрации $\Phi_n \approx Q$, то есть хуже чем у контура.

$$R_э = \frac{U}{i_{\text{ВЫХ}}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{i_{\text{ВХ}}} \cdot \frac{U}{U_{\text{ВЫХ}}} = \dot{K} \left(1 + \frac{1}{j\omega R_H}\right) = \dot{K} \left(1 - j\frac{Q}{\Omega}\right)$$

При $\Omega=1$ $R_э = Q^2 R_H$, то есть $m = \frac{1}{Q}$.

Обратное Г-образное звено.

Эта колебательная цепь, рис. 1.22, предназначена для фильтрации гармоник напряжения и согласования малого напряжения источника с большим сопротивлением нагрузки

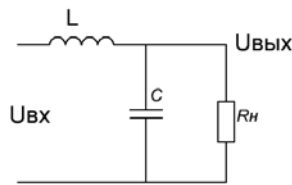


Рис.1.22

Определим коэффициент передачи:

$$\dot{K} = \frac{Z}{j\omega L + Z}, \text{ где } Z = \frac{R_H \cdot \frac{1}{j\omega C}}{R_H + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{R_H}{1 + j\omega R_H C}; \quad \dot{K} = \frac{1}{1 - \omega^2 LC + j\frac{\omega L}{R_H}}$$

условие резонанса $\omega_0^2 LC = 1$; $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$; $Q = \frac{R_H}{\omega_0 L} = \omega_0 R_H C$

Подставляя эти параметры в \dot{K} получим:

$$\dot{K} = \frac{1}{1 - \Omega^2 + j\frac{1}{Q}\Omega}, \text{ при } \Omega=1 \quad \dot{K}_1 = -jQ, \quad |K_1| = Q, \text{ то есть выходное напряжение в } Q \text{ раз}$$

больше входного.

Коэффициент фильтрации

$$\Phi_n = Q \sqrt{(1 - n^2)^2 + \frac{n^2}{Q^2}} \approx Qn^2, \text{ такой же как у первого Г-образного звена.}$$

Если принять условие резонанса $\omega_0^2 LC = 2$, $Q = \frac{R_H}{\omega_0 L}$, то получим $\dot{K} = \frac{1}{1 - \Omega^2 + j\frac{\Omega}{Q}}$, при

$\Omega=1$ $\dot{K} = \frac{1}{-1 + j\frac{1}{Q}}$, при больших добротностях $\dot{K} \approx 1$, $U_{\text{ВЫХ}} \approx U_{\text{ВХ}}$, а при $Q=1$ имеем ФНЧ с

частотой среза $\Omega_c=1$, причём с подавлением третьей гармоники ($\Omega=3$) в 17 раз ($\Phi_3=17$).

П – образное звено.

Эта колебательная цепь является фильтром третьего порядка и предназначена для фильтрации гармоник тока и согласований любых сопротивлений, причём имеет хороший коэффициент фильтрации при малых добротностях звеньев. Состоит из Г – образного звена второго порядка и RC фильтра первого порядка, рис.1.23.

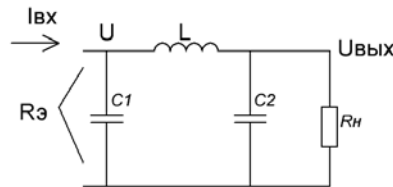


Рис. 1.23

Применяя метод узловых токов получаем следующее выражение для коэффициента передачи:

$$\dot{K} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{i_{\text{ВХ}}} = \frac{R_{\text{H}}}{1 - \omega^2 LC_1 + j\omega R_{\text{H}} C_1 \left(1 + \frac{C_2}{C_1} - \omega^2 LC_2\right)}$$

Условие резонанса $\omega_0^2 LC = 1 + \frac{C_2}{C_1}$, $Q = \omega_0 R_{\text{H}} C_2$. Вводя эти параметры в \dot{K} будем иметь АЧХ :

$$\dot{K} = \frac{R_{\text{H}}}{1 - \Omega^2 \left(1 + \frac{C_1}{C_2}\right) + j\Omega Q \left(1 + \frac{C_1}{C_2}\right) (1 - \Omega^2)} ;$$

При $\Omega=1$ (на резонансной частоте) $\dot{K}_1 = -\frac{C_2}{C_1} R_{\text{H}}$

$$Z_{\text{э}} = \frac{U}{i_{\text{ВХ}}} = \frac{R \left(-\frac{C_2}{C_1} + jQ\right)}{-\frac{C_1}{C_2}} = R \left(\frac{C_2^2}{C_1^2} + j\frac{C_2}{C_1} Q\right) \approx R_{\text{H}} \left(\frac{C_2}{C_1}\right)^2 = R_{\text{э}} ;$$

Т.е. коэффициент трансформации $m = \frac{C_1}{C_2}$;

Коэффициент фильтрации:

$$\Phi_n = \frac{|K_1|}{|K_n|} = \sqrt{\left[\frac{C_2}{C_1} - n^2 \left(1 + \frac{C_2}{C_1}\right)\right]^2 + n^2 Q^2 \left(1 + \frac{C_2}{C_1}\right)^2 (1 - n^2)^2} ,$$

например, $C_1=C_2$, $Q=1$, $n=2$ имеем $\Phi_2=13,2$ (7%) таким образом при малой добротности ($Q=1$) получим хороший коэффициент фильтрации.

Г – образное звено.

Эта колебательная цепь является фильтром третьего порядка и предназначена для фильтрации гармоник напряжения и согласования напряжений, имеет также хороший коэффициент фильтрации при малых добротностях звеньев. Состоит из Г-образного звена и LR фильтра первого порядка, рис. 1.24.

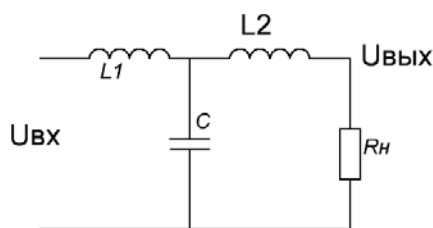


Рис. 1.24

Применяя также метод узловых токов получаем следующее выражение для коэффициента передачи:

$$\dot{K} = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{1}{1 - \omega^2 L_1 C + j \frac{\omega L_2}{R_n} \left(1 + \frac{L_1}{L_2} - \omega^2 L_1 C\right)}.$$

Условие резонанса $\omega_0^2 L_1 C = 1 + \frac{L_1}{L_2}$, $Q = \frac{\omega_0 L_2}{R_n}$.

Вводя эти параметры в \dot{K} будем иметь АЧХ :

$$\dot{K} = \frac{1}{1 - \Omega^2 \left(1 + \frac{L_1}{L_2}\right) + j\Omega Q \left(1 + \frac{L_1}{L_2}\right) (1 - \Omega^2)},$$

При $\Omega=1$ (на резонансной частоте) $\dot{K}_1 = -\frac{L_2}{L_1}$;

Как видно из изложенного на резонансной частоте **коэффициент передачи не зависит от величины сопротивления нагрузки**, коэффициент трансформации

$$m = K = \frac{L_2}{L_1}$$

Коэффициент фильтрации:

$$\Phi_n = \frac{|K_1|}{|K_n|} = \sqrt{\left[\frac{L_2}{L_1} - \Omega^2 \left(1 + \frac{L_2}{L_1}\right)\right]^2 + \Omega^2 Q^2 \left(1 + \frac{L_2}{L_1}\right)^2 (1 - \Omega^2)^2},$$

аналогично с предыдущим фильтром при $L_1=L_2$, $n=3$, $Q=1$ имеем $\Phi_3=51$ (2% третьей гармоники), то есть фильтр весьма хороший для гармоник напряжения.

Ещё лучшими свойствами обладают фильтры четвёртого порядка составленные, либо из двух Г – образных звеньев, либо из двух контуров, например, последовательно-параллельного или наоборот.

1.3.2 Трансформаторы

Трансформатор – устройство из двух или более катушек индуктивности, имеющих общий магнитный поток.

Назначение трансформатора – согласование сопротивлений между каскадами, т.е. согласование R_g генератора с сопротивлением нагрузки R_n .

Трансформатор – широкополосная колебательная цепь. На схеме он изображается, как показано на рис.1.25а.

Параметры трансформатора:

– коэффициент трансформации $m = \frac{W_2}{W_1} = \frac{U_2}{U_1} = \frac{i_1}{i_2} = \sqrt{\frac{R_n}{R_g}}$,

где W – число витков в обмотке;

– **нижняя** ω_n и **верхняя** ω_v **частоты среза**, определяющие полосу пропускания;

– **расчетная мощность** трансформатора $P_{тр}$;

– *КПД*, величина которого обычно близка к 1.

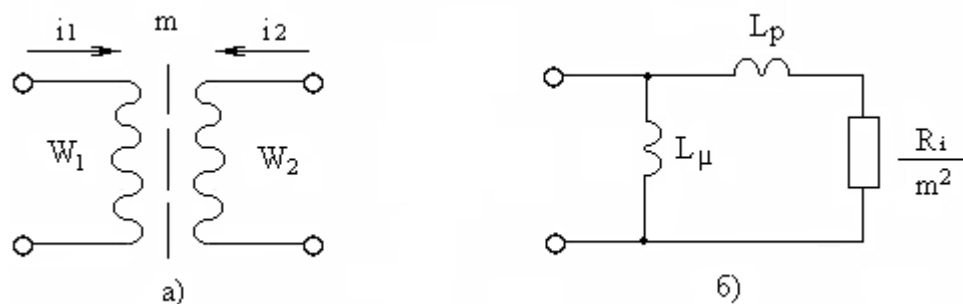


Рис. 1.25 Схемы трансформатора

При анализе КЦ пользуются эквивалентной схемой трансформатора (рис 1.25 б). Здесь L_{μ} – **индуктивность намагничивания**, определяемая, как индуктивность холостого хода трансформатора. Вместе с сопротивлением источника эта индуктивность определяет нижнюю граничную частоту: $f_n = \frac{R_{ист}}{L_{\mu}}$

L_p – **индуктивность рассеяния**, возникающая из-за неполной связи между обмотками и определяемая, как индуктивность короткого замыкания трансформатора. Вместе с сопротивлением нагрузки индуктивность определяет верхнюю граничную частоту: $f_v = \frac{R_n}{m^2 L_p}$.

Если трансформатор имеет сердечник, то материал сердечника, вследствие потерь в нем, тоже влияет на верхнюю граничную частоту.

Кроме того, наличие сердечника определяет связь между напряжением и числом витков в трансформаторе по следующей классической формуле (для гармонического колебания):

$$U = 4,44W \cdot f \cdot B_m \cdot S \cdot 10^4 \quad (1.5)$$

Где U – амплитуда напряжения [В];

B_m – максимальное значение индукции [Т];

S – сечение сердечника, [см²];

f – частота [Гц].

Для импульса длительностью τ [с] имеем:

$$U = \frac{W \cdot B_m \cdot S \cdot 10^4}{\tau} \quad (1.6)$$

Формула (1.6) применяется при расчете ключевых (импульсных) режимов ГВВ.

В настоящее время есть широкий выбор материалов сердечников на частоты до единиц ГГц. И ограничивающим фактором обычно выступает индуктивность рассеяния. Применяя ту или иную конструкцию, ее стараются уменьшить. Так, Ш-образный сердечник заменяют кольцевым, затем броневым сердечником, делают связь между обмотками через короткозамкнутый виток и т.п. Кардинальным же решением этого вопроса является применение трансформаторов ТДЛ – типа длинной линии. Конструктивно он представляет собой скрученную из двух проводов обмотку (длинная линия), намотанную на кольцевом сердечнике, как показано на рис. 1.26 а). Здесь же показано, как такой трансформатор изображается на схеме, рис.1.26 б).

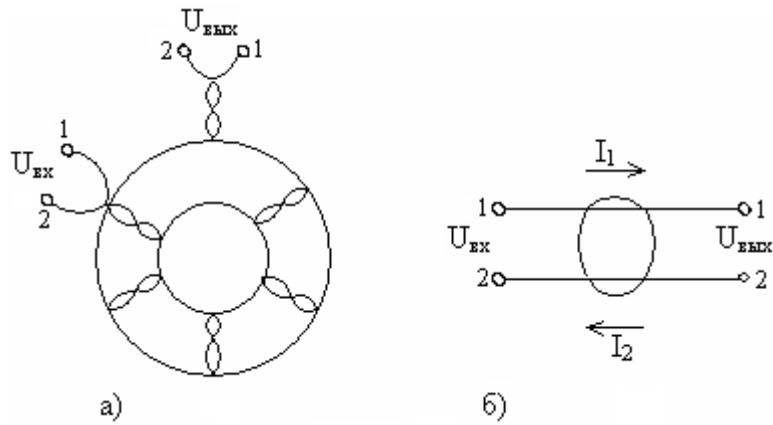


Рис. 1.26 Трансформатор ТДЛ

ТДЛ принципиально не имеет индуктивности рассеяния ввиду 100% связи между обмотками:

$$I_1 = -I_2, U_{\text{вх}} = U_{\text{вых}}, m = 1, \text{ число витков определяет нижнюю граничную частоту } f_{\text{н}}.$$

Трансформатор, показанный на рис.1.27, можно применить для перехода от симметричного включения к несимметричному (рис.1.27 а) и наоборот, для получения инверсии колебания (рис.1.27 б).

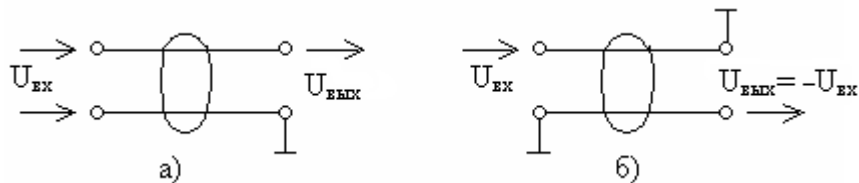


Рис 1.27 Использование одного ТДЛ

С помощью ТДЛ можно получить и трансформацию колебаний $m > 1$. Для этого надо включить несколько трансформаторов ТДЛ. На рис.1.28 показано получение $m = 3$ с помощью трех трансформаторов, параллельно включенных по входу и последовательно на выходе (рис. 1.28 а) и $m=2$ с помощью одного трансформатора (рис.1.28 б).

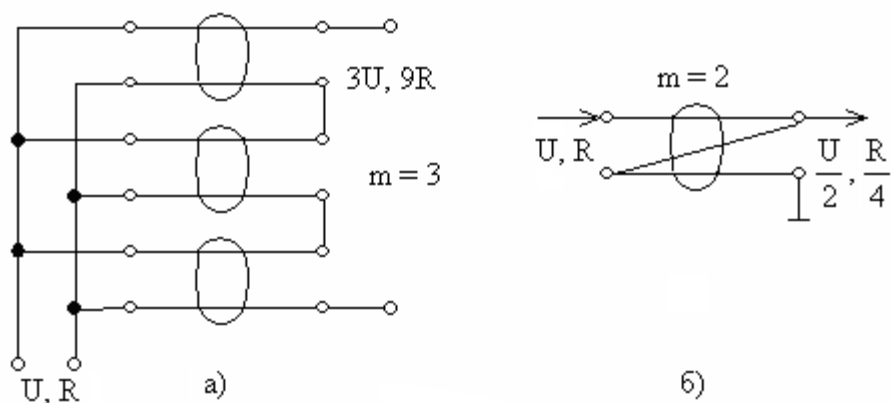


Рис. 1.28 Пример получения $m=3$ с помощью ТДЛ

На частотах, где потери в сердечнике становятся большими, можно вообще отказаться от сердечника, используя отрезки кабеля и другие длинные линии.

1.4 Принципиальные схемы генераторов с внешним возбуждением

1.4.1 Способы включения активных элементов

Свойства схемы генератора определяются не только типом активного элемента, но и способом его включения в схему. Рассмотрим способы включения АЭ. Как известно, для трехэлектродных АЭ их три:

- с общим эмиттером, коллектором, истоком;
- общей базой, сеткой, затвором;
- общим коллектором, анодом, стоком.

Схема с **общим эмиттером** представлена на рис.1.29.

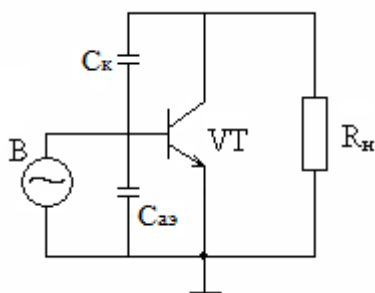


Рис. 1.29

Эта схема создает как усиление по напряжению, так и по току, и поэтому обладает **наибольшим усилением по мощности**:

$$K_P = K_u \cdot K_I.$$

Кроме того, происходит инверсия фазы, т.е. $K_u - (-)$. Входное активное сопротивление равно сопротивлению АЭ. Входная емкость увеличивается за счет проходной емкости C_K :

$$C_{вх} \approx C_{бэ} + K_u C_K, \text{ что создаёт трудности при ключевых режимах.}$$

С увеличением частоты коэффициент усиления тока β снижается и на частотах близких ω_t приближается к 1. Таким образом, использование этой схемы включения ограничивается частотой ω_t .

В резонансных схемах входная емкость не влияет на режимы работы, т.к. она входит в КЦ источника возбуждения. Но в импульсных схемах входная емкость требует определенных затрат энергии источника и тем самым снижает коэффициент передачи по мощности.

Схема с **общей базой** представлена на рис.1.30.

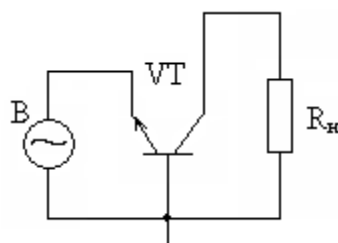


Рис. 1.30

Эта схема имеет усиление только по напряжению, т.к. $K_I \approx 1$, $K_P \approx K_u$, и не инвертирует фазу входного колебания: $K_u - (+)$. Входное сопротивление имеет малую величину:

$$r_{вх} = \frac{r_{бэ}}{1 + \beta} - \text{для биполярных транзисторов;}$$

$$r_{вх} = \frac{U_{вх}}{I_{вх}} \approx \frac{U_{вх}}{I_{вых}} - \text{для всех АЭ, т.к. } I_{вх} \approx I_{вых}.$$

Входная емкость не превышает входную емкость АЭ. Обычно схема с общей базой (затвором, сеткой) применяется на частотах близких и больших ω_t , когда нецелесообразно использование схем с общим эмиттером (истокком, катодом). При этом даже на частоте ω_a усиление снижается только в $\sqrt{2}$ раз, применяется она в основном в диапазоне СВЧ.

Таким образом, схема с общей базой (затвором, сеткой) является **наиболее высокочастотной**.

Схема с **общим коллектором** представлена на рис.1.31.

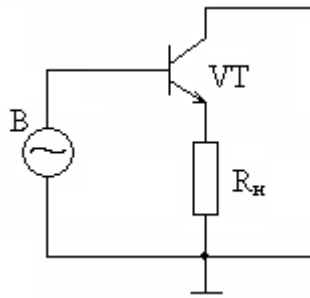


Рис. 1.31

Эта схема имеет усиление только по току, т.к. $K_u \approx 1$, $K_P \approx K_I$ и также неинвертирует фазу входного колебания $K_I - (+)$. Входное сопротивление сравнительно большое:

$$r_{вх} = r_{бэ} + (1 + \beta)R_{н}.$$

Снижается также и входная емкость, но не может быть меньше C_K .

В генераторах включение с общим коллектором обычно используют на низких частотах, т.к. включение КЦ в эмиттер снижает устойчивость ГВВ за счет жесткой обратной связи с входом, и она на некоторых частотах может оказаться положительной. Чаще всего по схеме с общим коллектором строят усилители мощности без КЦ (бестрансформаторные).

1.4.2 Питание генераторов

Для работы генератора необходимо обеспечить его питание как по входу, так и по выходу. Питание по входу называется смещением.

Существует два вида питания: последовательное и параллельное. При последовательном питании источник питания ИП, активный элемент АЭ и колебательная цепь включены последовательно, рис 1.32 а).

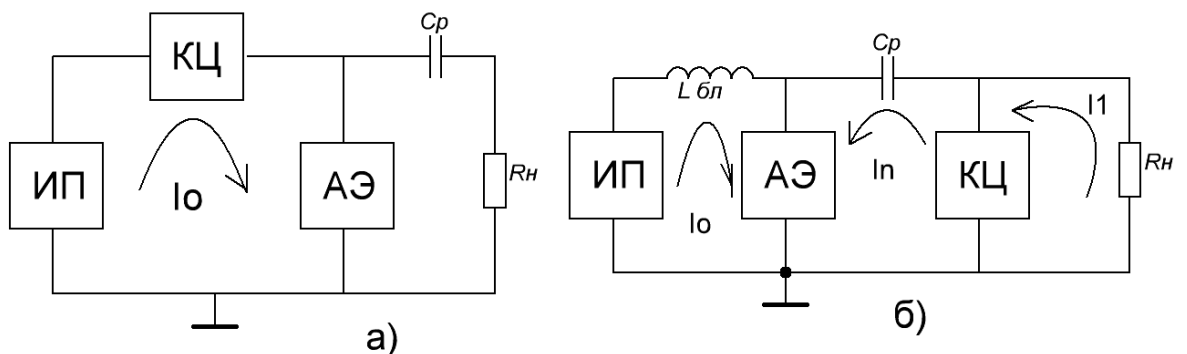


Рис.1.32 Способы питания генераторов

При последовательном питании постоянная составляющая I_0 проходит через все элементы генератора. Признаком последовательного питания является прохождение I_0 через индуктивность КЦ, поэтому КЦ не заземлена и должна быть рассчитана на постоянную составляющую тока I_0 . В тоже время она имеет меньшее число вспомогательных элементов: нет блокировочной индуктивности $L_{бл}$, а иногда нет и C_p (она заменяется ёмкостью КЦ). При параллельном питании, рис 1.31 б) постоянная составляющая не проходит через КЦ, КЦ обычно заземлена, её не надо рассчитывать на постоянный ток I_0 .

Смещение также бывает последовательным и параллельным. При последовательном смещении постоянная составляющая проходит через КЦ предыдущего каскада, поэтому при проектировании такого генератора надо знать схему этого каскада. При этом отсутствуют элементы $L_{бл}$ и C_p , рис. 1.33 а), при параллельном смещении, рис 1.32 б), постоянная составляющая $I_{0вх}$ не проходит через элементы предыдущего каскада (его не надо знать), но должна иметь элементы $L_{бл}$ и C_p на входе каскада.

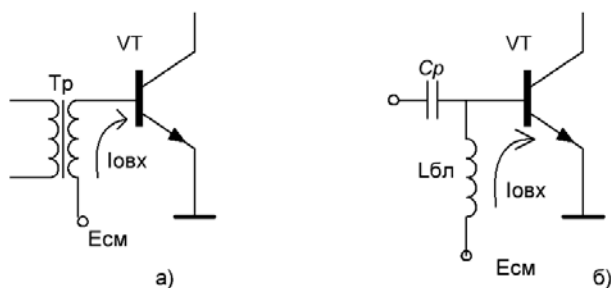


Рис. 1.33 Способы смещения в генераторах

В генераторах для создания не обходимых режимов работы, построения заданных схем, разделения каскадов используются вспомогательные элементы: блокировочные индуктивности $L_{бл}$, емкости $C_{бл}$, разделительные ёмкости C_p и другие RC- цепочки. Выбирают их обычно из некоторых условий, а именно чтобы они не нарушали заданный режим работы, устраняли короткие замыкания и т.п. например, $L_{бл}$ получается из условия $X_L \gg R_э$, C_p из условия $X_C \ll R_н$, $C_{бл} - X_C \ll R_э$ на рабочей частоте (или в диапазоне частот) генератора.

1.4.3 Примеры принципиальных схем ГВВ

При построении схем будем давать краткую их характеристику, определяющую тип АЭ, способ включения, способы питания, смещения, тип КЦ. Если возбуждение осуществляется не гармоническим напряжением, то это будет указано. Также будет указано, если используется двухтактные включения АЭ. Обратим внимание на то, что

построение схем не зависит от режима и в любой схеме можно реализовать заданный режим работы.

1) ОЭ, параллельный контур, последовательное П, последовательное СМ.

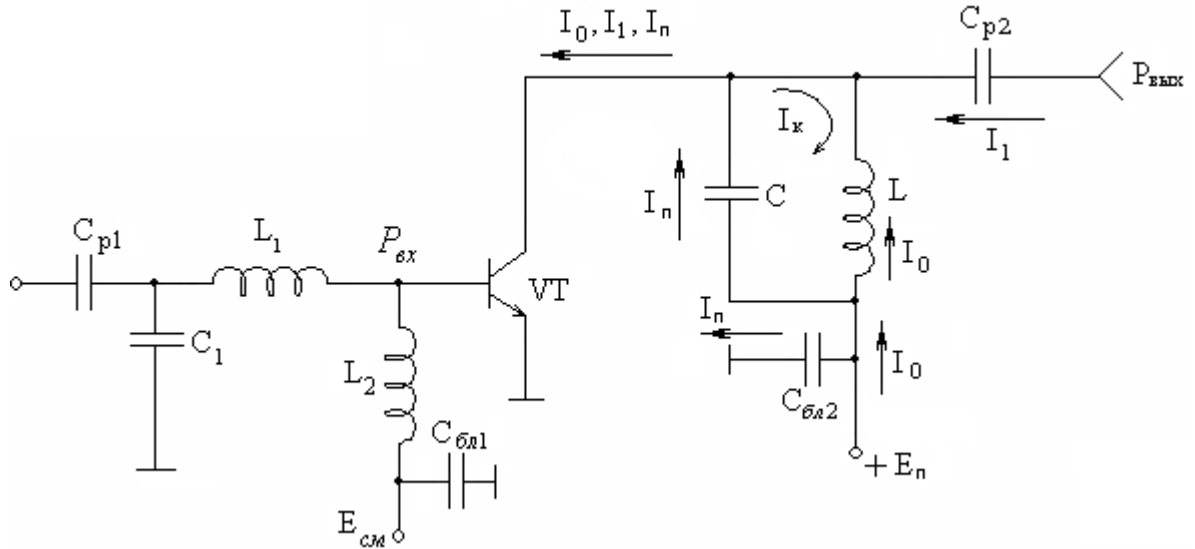


Рис. 1.34

Чтобы обеспечить заданное последовательное смещение на входе изображена П-образная КЦ предыдущего каскада C_1, L_1, L_2 .

На схеме показаны пути токов I_0, I_1, I_n . Как видим, ток I_0 проходит через катушку L .

На рис.1.34 показан также контурный ток I_k , который имеет гармоническую форму, как и I_1 , но в Q раз превышает его. Это необходимо учитывать при монтаже генератора, т.е. обеспечить ему наикратчайшие пути и не включать дополнительные элементы в контур, например, разделительные емкости. Вспомогательные элементы выбираются из соображений малых потерь напряжения на них, либо чтобы они не шунтировали КЦ и нагрузку:

$$\frac{1}{\omega_0 C_{\text{бл}2}} \ll R_г, \quad \frac{1}{\omega_0 C_{\text{бл}1}} \ll R_{\text{вх}}, \quad \frac{1}{\omega_0 C_{\text{п}2}} \ll R_{\text{н}},$$

где $R_г$ – эквивалентное сопротивление генератора, получаемое из расчета режима.

2) ОЭ, Г-образное звено, параллельное П, параллельное СМ.

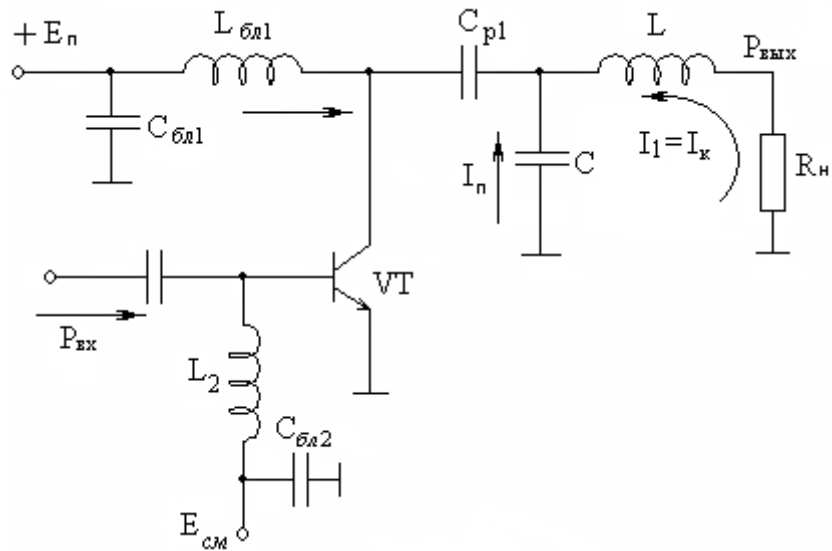


Рис. 1.35

Здесь в качестве КЦ использовано звено с наибольшим коэффициентом фильтрации: $\Phi = Qn^2$

3) ОЭ, Г-образное звено, последовательное П, параллельное СМ.

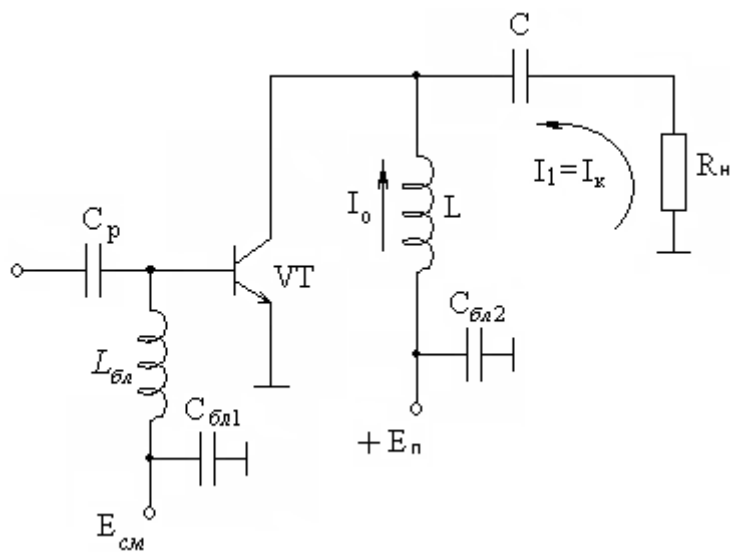


Рис.1.36

Это наиболее простая схема, здесь $\Phi_n = Q$.

4) ОБ, П-образное звено, параллельное П, последовательное СМ.

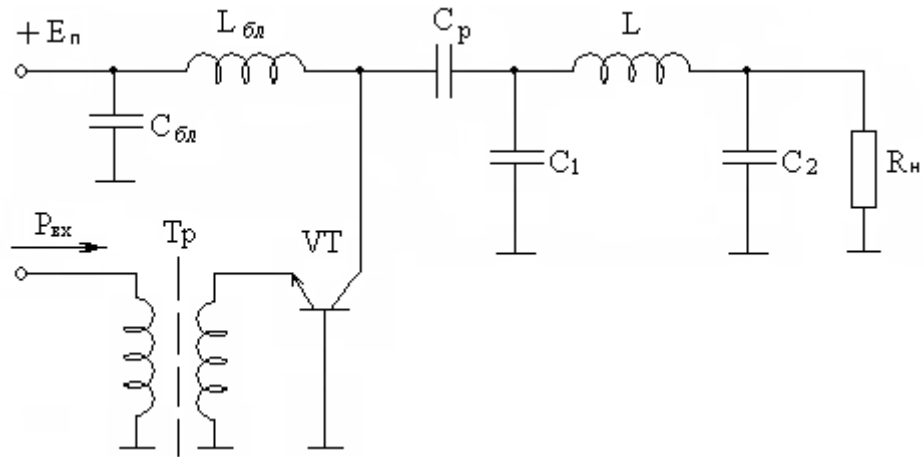


Рис.1.37

$$m = \sqrt{\frac{R_n}{R_3}} = \frac{C_1}{C_2}$$

Здесь имеем П-образное звено с хорошей фильтрацией: $\Phi > Qn^2$; нулевое последовательное смещение; угол отсечки тока $\Theta \approx 90^0$. Возбуждение через трансформатор.

5) ОЭ, последовательный контур, параллельное П, последовательное СМ, двухтактное включение АЭ, $\Theta \approx 90^0$, возможен ключевой режим работы.

$$U_{в\text{ых}} \approx \frac{E_n}{2}$$

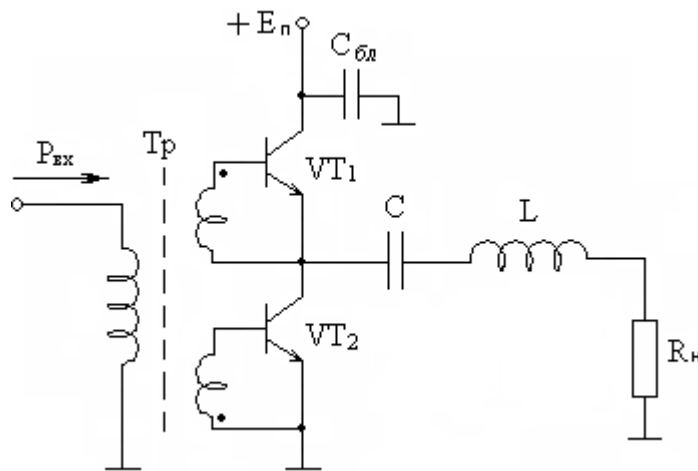


Рис. 1.38

6) ОЭ, П-образное звено, последовательное П, параллельное СМ, возбуждение гармоническим током.

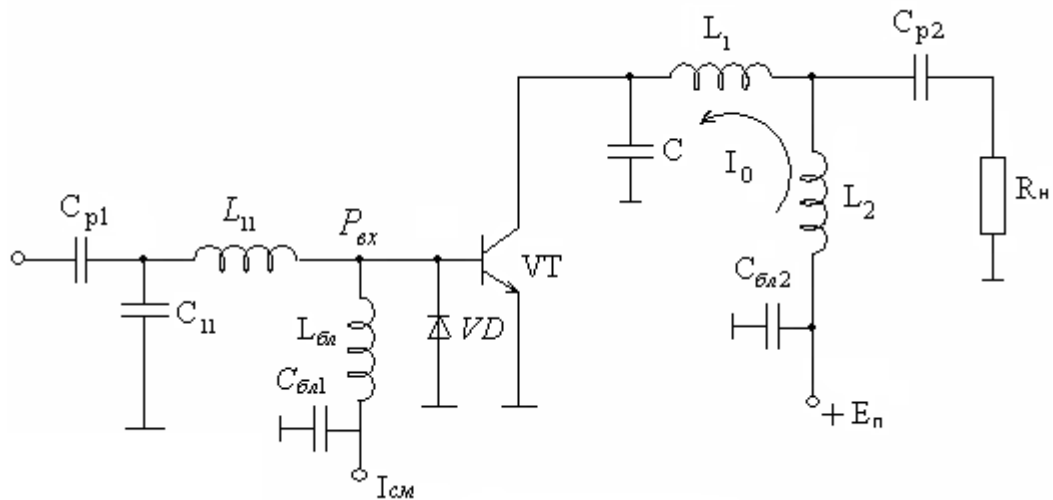


Рис 1.39

Возбуждение гармоническим током, так как включен элемент коррекции VD, а вход транзистора VT подключен в КЦ предыдущего каскада последовательно с L_{11} и C_{11} .

7) ОЭ, П-образное звено, параллельное П, последовательное автосмещение.

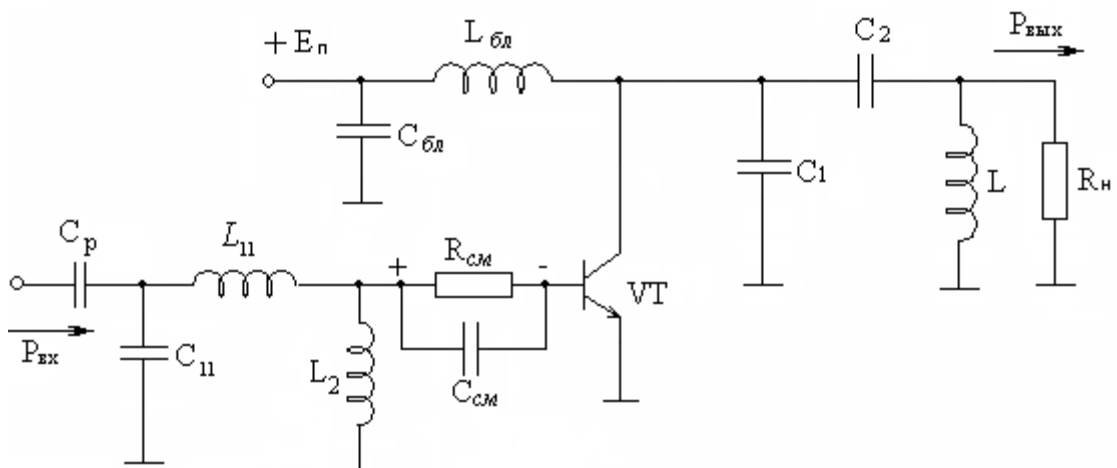


Рис. 1.40

Здесь фиксированное нулевое смещение через L_2 КЦ предыдущего каскада, $R_{см}$, $C_{см}$ – последовательное автосмещение.

8) ОИ, ТДЛ, последовательное СМ, параллельное П, двухтактное включение, широкополосный ГВВ.

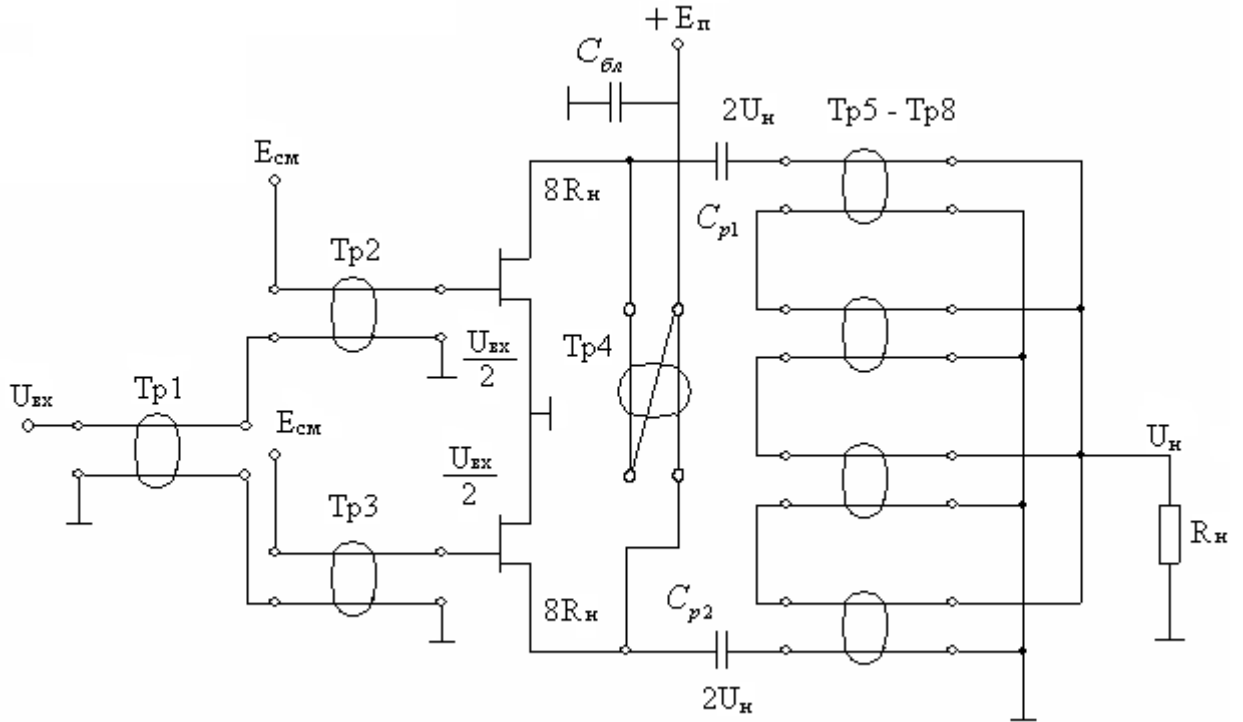


Рис. 1.41

На входе имеем $Tr1$, обеспечивающий переход от несимметричной схемы к симметричной и $Tr2$, $Tr3$ – инверторы, обеспечивающие подачу смещения на транзисторы. Питание подается через $Tr4$. $Tr5$ - $Tr8$ согласует сопротивление нагрузки R_n с R_3 транзисторов $R_3=8R_n$.

2 РЕЖИМЫ РАБОТЫ ГЕНЕРАТОРОВ НА ОСНОВЕ ГАРМОНИК ТОКА

2.1 Физические процессы в ГВВ

Рассмотрим физические процессы, происходящие в ГВВ. Для этого обратимся к простейшей схеме, рис. 2.1.

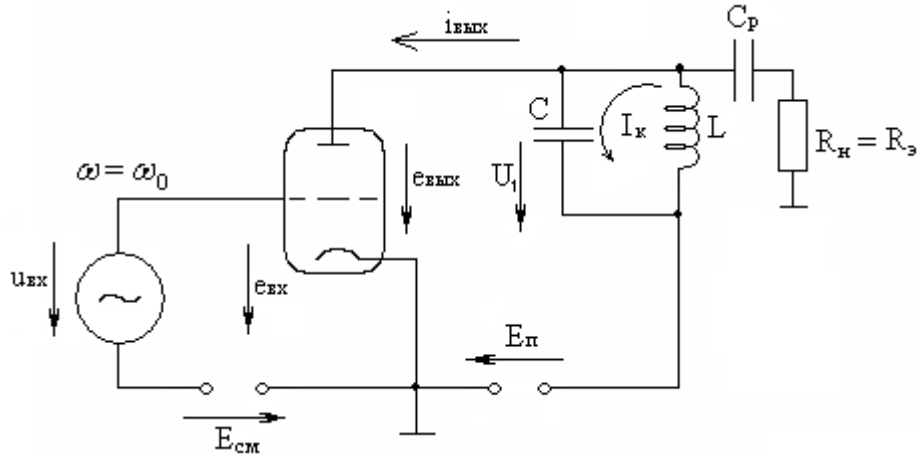


Рис 2.1 ГВВ с последовательным питанием и смещением

Здесь АЭ – радиолампа, КЦ – параллельный контур, питание и смещение – последовательные, включение АЭ – с общим катодом.

Параметры контура:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}, \quad \rho = \sqrt{\frac{L}{C}}, \quad Q = \frac{R_э}{\rho}.$$

Генератор работает на резонансной частоте контура $\omega = \omega_0$.

Напряжение на электродах АЭ: $e_{вх}$, $e_{вых}$. Согласно схеме рис. 2.1 имеем:

$$e_{вх} = E_{см} + u_{вх}; \quad e_{вых} = E_{п} + u_{вых}.$$

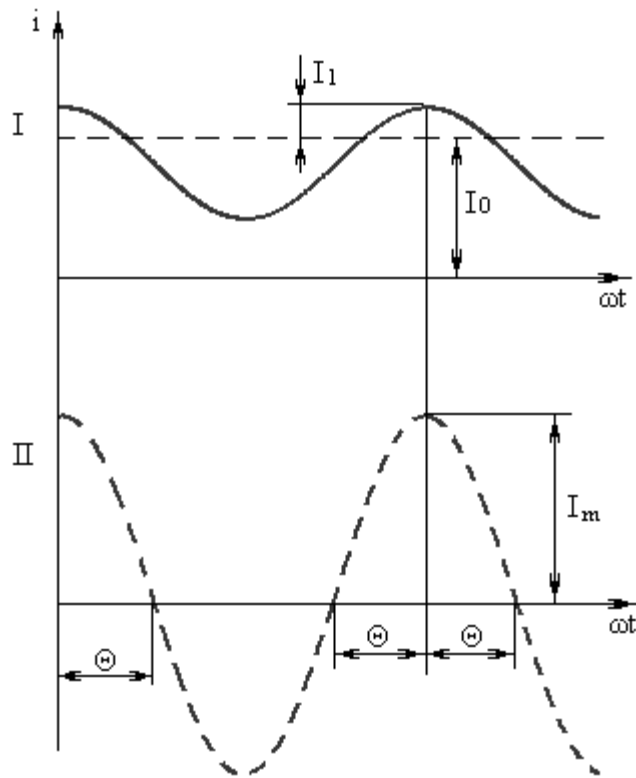


Рис. 2.2 Виды колебаний тока в ГВВ.

На вход подается гармоническое колебание $u_{вх} = U_{вх} \cos(\omega t)$. В зависимости от соотношения напряжений на входе и выходе и величины нагрузки R_3 возможны колебания I рода – без отсечки тока и II рода – с отсечкой тока, рис.2.2.

Отсечка тока характеризуется углом отсечки Θ .

Угол отсечки Θ – половинное значение текущего угла, при котором ток не равен нулю.

Все генераторы работают в режиме колебаний II рода, т.е. с отсечкой, так как только в этом случае получается приемлемый КПД.

Импульс выходного тока с амплитудой I_m можно представить в виде ряда Фурье:

$$i_{вх}(\omega t) = I_0 + I_1 \cos(\omega t) + I_2 \cos(2\omega t) + \dots$$

Первая гармоника тока всегда в фазе с входным напряжением $U_{вх}$. Сопротивление контура на резонансе ($\omega = \omega_0$) равно $Z_3 = R_3$ и амплитуда на контуре $U_{вх} = I_1 R_3$. Для высших гармоник $R = 0$.

Согласно схеме рис. 2.1 напряжение на контуре противофазно I_1 , а следовательно и $U_{вх}$. Таким образом, имеем следующие соотношения в схеме:

$$e_{\text{ВЫХ}} = E_{\Pi} - U_{\text{ВЫХ}} \cos(\omega t);$$

$$e_{\text{ВХ}} = E_{\text{СМ}} + U_{\text{ВХ}} \cos(\omega t). \quad (2.1)$$

Осциллограммы колебаний (2.1) показаны на рис 2.3.

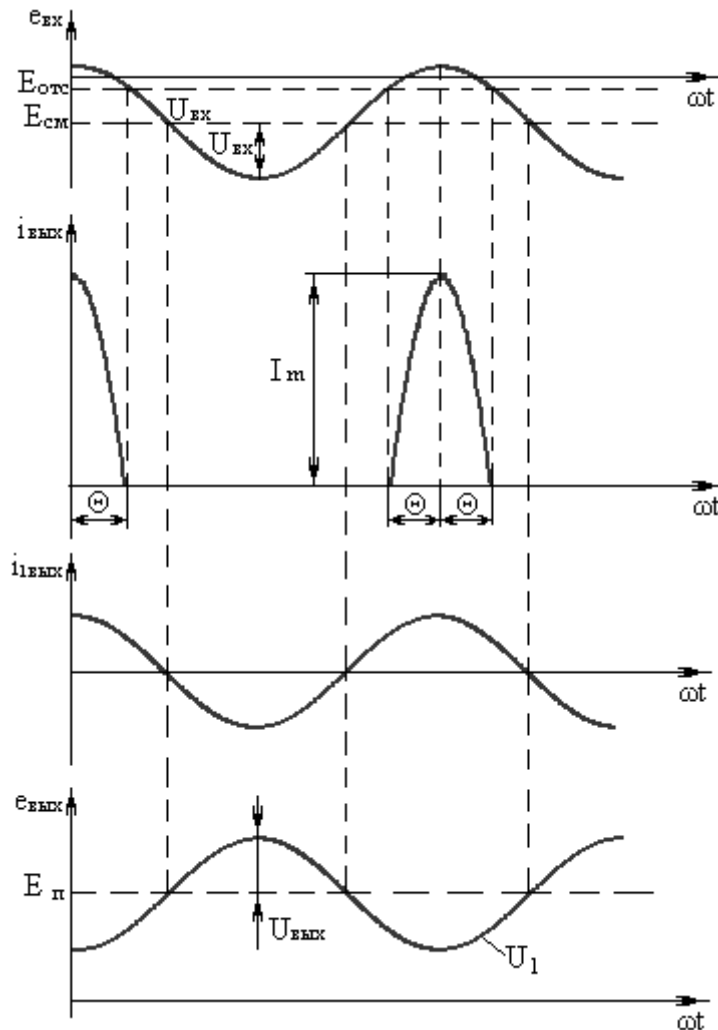


Рис.2.3 Осциллограммы колебаний в ГВВ.

Кроме колебаний, представленных на рис.2.3, нужно учитывать наличие колебаний внутри контура LC. Это внутриконтурный ток I_k , величина которого в Q раз больше I_1 . Его необходимо учитывать при расчете и монтаже элементов контура LC.

По величине угла отсечки Θ различают так называемые *классы режимов работы*:

- 1) *класс А*, при $\Theta \geq 180^\circ$;
- 2) *класс АВ*, при $90^\circ < \Theta < 180^\circ$;
- 3) *класс В*, при $\Theta = 90^\circ$;
- 4) *класс С*, при $\Theta < 90^\circ$.

В последнее время введены классы D и E для обозначения ключевого режима при двухтактной работе генератора.

Класс D – АЭ открываются и закрываются поочередно без временных промежутков. В этом случае существует момент времени, когда оба АЭ открыты, что вызывает сильный сквозной ток (КЗ источника). Чем больше частота колебаний, тем заметнее сказываются потери мощности при переключении АЭ.

Класс E – АЭ открываются и закрываются поочередно, но между моментами срабатывания АЭ существует пауза. Величину этой паузы обычно выбирают не менее 4% от периода колебаний.

2.2 Энергетические соотношения в генераторе

Рассмотрим энергетику в выходной цепи генератора.

Согласно уравнению (2.1) имеем:

$$E_{\Pi} = U_{\text{ВЫХ}} \cos(\omega t) + e_{\text{ВЫХ}} \quad (2.2)$$

Ток, протекающий через источник питания, колебательную цепь, нагрузку и активный элемент, представим в виде ряда Фурье:

$$i_{\text{ВЫХ}} = I_0 + I_1 \cos(\omega t) + I_2 \cos(2\omega t) + \dots \quad (2.3)$$

Мощность определяется как произведение тока i на напряжение u и усреднение по t . Для этого умножим (2.2) на (2.3) и усредним по периоду:

$$\frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} E_{\Pi} i_{\text{ВЫХ}}(\omega t) d\omega t = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} U_{\text{ВЫХ}} i_{\text{ВЫХ}}(\omega t) d\omega t + \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e_{\text{ВЫХ}} i_{\text{ВЫХ}}(\omega t) d\omega t$$

В результате усреднения получим:

мощность, отдаваемая источником питания:

$$P_0 = I_0 E_0;$$

мощность, потребляемая нагрузкой:

$$P_1 = I_1 U_{\text{ВЫХ}}/2;$$

мощность, рассеиваемая на активном элементе $P_{\text{рас}}$ – третья слагаемое.

Имеем баланс мощностей:

$$P_0 = P_1 + P_{\text{рас}} \text{ или } P_{\text{рас}} = P_0 - P_1.$$

Если в напряжении присутствуют и другие гармоники, то имеет место такой баланс:

$$P_0 = \sum P_n + P_{\text{рас}}.$$

Определим КПД по первой и n-ой гармонике:

$$\eta_1 = \frac{P_1}{P_0}; \eta_n = \frac{P_n}{P_0} \quad (2.4)$$

Электронный КПД – отношение суммы мощностей всех гармоник, имеющих в генераторе, к P_0 :

$$\eta_{\Sigma} = \frac{\sum P_n}{P_0} \quad (2.5)$$

Подставим значение P_1 и P_0 в формулу для η , тогда получим:

$$\eta_1 = \frac{1}{2} \frac{U_{\text{вых}}}{E_n} \frac{I_1}{I_0} = \frac{1}{2} \xi g_1, \quad (2.6)$$

где ξ – коэффициент использования АЭ по напряжению;

g – коэффициент использования АЭ по току, его называют ещё коэффициентом формы.

Значения ξ находятся в диапазоне 0,85...0,97; в зависимости от режима g_1 лежит в диапазоне $1 < g_1 < 2$ и зависит от угла отсечки Θ .

2.3 Анализ работы ГВВ графоаналитическим методом, методика расчёта

Для анализа воспользуемся статическими характеристиками АЭ и уравнениями (2.1).

На рис. 2.4 представлены выходные характеристики АЭ. Зададимся некоторыми значениями E_n , $U_{\text{вх}}$, $E_{\text{см}}$, $U_{\text{вых}}$ и построим соответствующие этому случаю колебания согласно уравнениям (2.1).

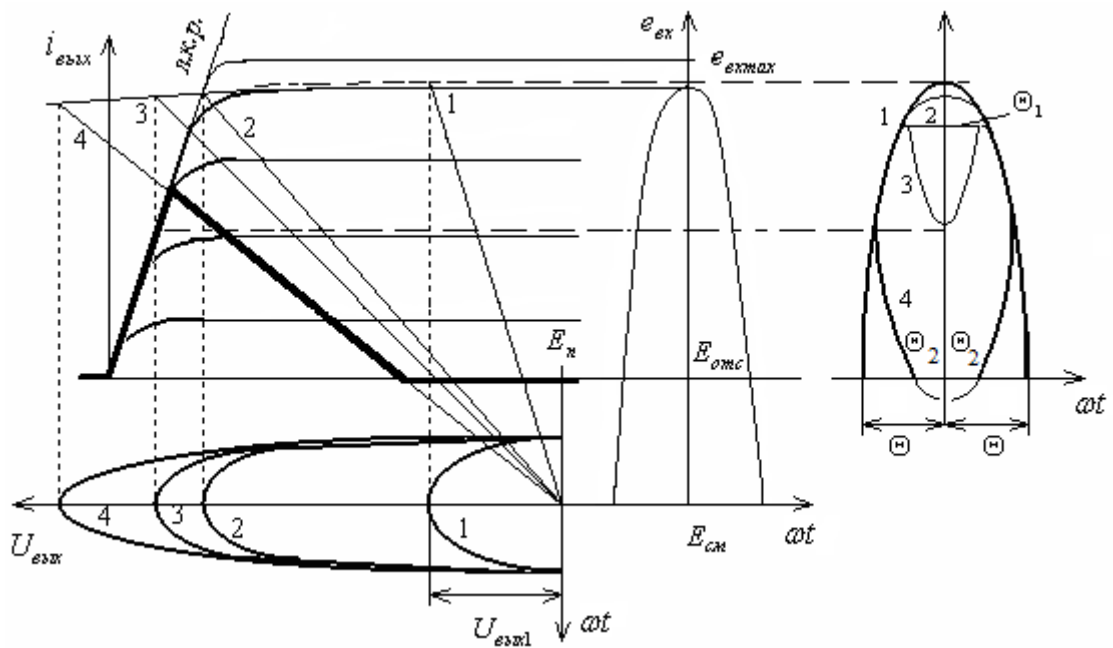


Рис. 2.4 Колебания в поле статических характеристик АЭ

Напряжения на входе $U_{вх}$ и на выходе гармонические, следовательно, каждая точка входного колебания связана с каждой точкой выходного в поле характеристик по наклонной линии 1, исходящей из точки пересечения линий $E_{см}$ и $E_{п}$ и доходящей до линии $e_{вх.мах}$. Назовём эту линию **передаточной линией**. Будем далее изменять амплитуду выходного колебания $U_{вых}$. В результате получим другие передаточные линии 2, 3, 4. Имея осциллограммы выходных напряжений 1, 2, 3, 4, по статическим характеристикам $i_{вых}(e_{вых})$ найдем импульсы выходного тока 1, 2, 3, 4. Как видно из рис. 2.4 связь этих импульсов с выходными колебаниями осуществляется через участок передаточной линии от оси отсечки до линии критического режима и линию критического режима. Назовем этот участок **нагрузочной кривой**.

Итак, мы имеем следующие линии для построения импульса тока: $e_{вх.мах}$, **передаточную, нагрузочную, линии критического режима** и **две линии отсечки** (слева от линии критического режима и справа от нагрузочной). Линии отсечки, нагрузочная, линия критического режима образуют так называемую динамическую характеристику. Для случая 4 она выделена. Дадим ей определение.

Динамическая характеристика – зависимость между мгновенными значениями выходного тока и выходного напряжения, когда активный элемент работает в составе генератора, т.е. когда известны R_n , $E_{п}$, $E_{см}$, $U_{вх}$. Это выходная характеристика.

Аналогично может быть построена и проходная динамическая характеристика с использованием уравнений (2.1) и статических проходных характеристик.

Форма выходного тока определяет режим генератора. Различают четыре режима работы генератора:

1) **Критический режим** – когда амплитуда выходного напряжения $U_{кр}$ соответствует точке пересечения линии критического режима, $e_{вх.мах}$ и передаточной (нагрузочной) линии. В нашем случае это режим, близкий точке 2.

Форма тока в этом случае имеет немного уплощенную синусоиду с отсечкой Θ .

2) **Недонапряженный режим** – амплитуда выходного напряжения меньше $U_{кр}$, форма тока в этом случае – отрезок синусоиды 1.

3) **Перенапряженный режим** – амплитуда $U_{вых}$ больше $U_{кр}$, но меньше $E_{п}$, форма тока – с провалом и с углом отсечки при вершине Θ_1 .

4) **Сильно перенапряженный режим** – амплитуда $U_{вых}$ больше $E_{п}$, форма тока – с разрывом и с двумя дополнительными углами отсечки Θ_1 и Θ_2 .

Таким образом, режим определяют три линии:

- линия критического режима,
- линия максимального входного напряжения,
- передаточная линия, связывающая $U_{вх}$ и $U_{вых}$.

Уравнение (2.1) и статические характеристики конкретных АЭ можно использовать для точного расчета генератора рассмотренным графоаналитическим методом. Путь расчета следующий:

- 1) Выбираем активный элемент (произвольно)
- 2) Задавая значениями $E_{п}$, $U_{вх}$, $E_{см}$, $U_{вых}$, находим форму импульса тока.
- 3) Делаем преобразование Фурье и находим амплитуды гармоник I_1 и I_0
- 4) Находим $R_э = \frac{U_{вых}}{I_1}$
- 5) Находим мощности $P_1 = \frac{1}{2} I_1 U_{вых}$, $P_0 = I_0 E_{п}$
- 6) Определяем $\eta_1 = \frac{P_1}{P_0}$
- 7) Производим оценку результатов.

Далее задаемся другими значениями по п.2 и повторяем п.3 – 6 и т.д. То же проведем для другого АЭ. Из рассчитанных вариантов выбираем наилучший.

Как видим, этот метод – путь перебора бесконечных вариантов вслепую – неэффективный, неинженерный. Поэтому был разработан метод анализа при кусочно-линейной аппроксимации статических характеристик. Рассмотрим его при использовании выходных характеристик, рис. 2.5.

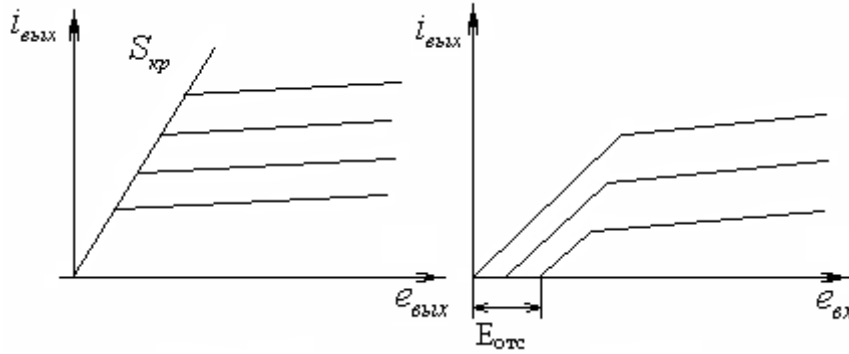


Рис. 2.5

Рис.2.6

Суть его в следующем.

По местам перегибов характеристик проводят линию критического режима (л.к.р.) под углом $S_{кр}$, горизонтальные участки доводят до линии критического режима т.е. характеристики приобретают чёткий излом при пересечении с л.к.р. Далее считают, что во всем поле характеристик постоянные параметры S , D , R_i . Также аппроксимируют и проходные характеристики, рис.2.6. При этом кроме постоянных значений получают также четкие параметры $E_{отс}$. Такая аппроксимация позволяет получить инженерные соотношения для расчета генератора. Погрешность при этом оценивается как 10% при расчетах по выходу и 15-20% при расчете по входу, что вполне удовлетворяет практическим требованиям. Далее будем использовать эту методику.

2.4 Основное уравнение ГВВ

Учитывая методику, изложенную в п.2.3, для I зоны характеристик (усилительной) запишем полный дифференциал тока:

$$di_{\text{ВЫХ}} = \frac{\partial i_{\text{ВЫХ}}}{\partial e_{\text{ВХ}}} de_{\text{ВХ}} + \frac{\partial i_{\text{ВЫХ}}}{\partial e_{\text{ВЫХ}}} de_{\text{ВЫХ}} = \frac{\partial i_{\text{ВЫХ}}}{\partial e_{\text{ВХ}}} \left[de_{\text{ВХ}} + \frac{\partial e_{\text{ВХ}}}{\partial e_{\text{ВЫХ}}} de_{\text{ВЫХ}} \right] = S [de_{\text{ВХ}} + D de_{\text{ВЫХ}}] \quad (2.7)$$

Интегрируя (2.7), получим выражение для $i_{\text{ВЫХ}}$:

$$i_{\text{ВЫХ}} = S(e_{\text{ВХ}} + D e_{\text{ВЫХ}} + C). \quad (2.8)$$

Для определения граничных условий и нахождения постоянной C следует взять какую-либо характеристику. Возьмем характеристику, соответствующую заданному $E_{п.}$. Имеем также $E_{отс}$ для этой характеристики. Определим граничные условия:

$$i_{\text{ВЫХ}} = 0 ; e_{\text{ВЫХ}} = E_{п.} ; e_{\text{ВХ}} = E_{отс} ;$$

имеем:

$$0 = S(E_{отс} + DE_{п} + C);$$

Откуда получим:

$$C = - (E_{отс} + DE_{п}).$$

Подставив это выражение в (2.8), будем иметь:

$$i_{ввых} = S[e_{вх} - E_{отс} + D (e_{ввых} - E_{п})]. \quad (2.9)$$

Подставим в (2.9) формулы (2.1), в результате получим **основное уравнение ГВВ**:

$$i_{ввых} = S(U_{вх} - DU_{ввых})\cos\omega t + S(E_{см} - E_{отс}). \quad (2.10)$$

Это уравнение показывает связь между мгновенными значениями выходного тока, параметрами АЭ и амплитудами входного и выходного напряжений. Оно также позволяет определить расчетные соотношения для ГВВ.

Рассмотрим частные случаи (2.10):

$$1) i_{ввых} = 0; i_{ввых} = I_{\max}; I_{\max} = S(U_{вх} - DU_{ввых}) + S(E_{см} - E_{отс}) \quad (2.11)$$

$$2) \omega t = \Theta; i_{ввых} = 0; 0 = S(U_{вх} - DU_{ввых}) + S(E_{см} - E_{отс}) \quad (2.12)$$

$$3) \text{ из (2.10) вычтем (2.12), имеем: } i_{ввых} = S(U_{вх} - DU_{ввых})(\cos\omega t - \cos\Theta) \quad (2.13)$$

$$4) \text{ из (2.11) вычтем (2.12), имеем: } I_{\max} = S(U_{вх} - DU_{ввых})(1 - \cos\Theta) \quad (2.14)$$

Разделив (2.13) на (2.14), получим зависимость мгновенных значений тока от I_{\max} и угла отсечки:

$$i_{ввых} = I_m \frac{\cos\omega t - \cos\theta}{1 - \cos\theta} \quad (2.15)$$

Этот импульс тока показан на рис.2.7.

Здесь I_m – максимальное значение импульса тока;

$I_{отс} = S(E_{см} - E_{отс})$ – отсеченное значение тока;

I_{\cos} – амплитуда косинусоиды тока, если бы не было отсечки.

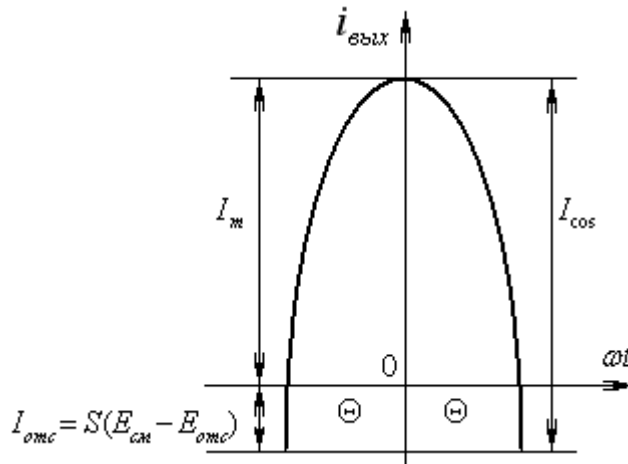


Рис. 2.7 Импульс тока в ГВВ

Согласно рис. 2.7 и формуле (2.14) имеем следующие выражения:

$$I_{\text{cos}} = \frac{I_m}{1 - \cos\Theta} = S(U_{\text{вх}} - DU_{\text{вых}}) \quad (2.16)$$

$$i_{\text{вых}} = I_{\text{cos}}(\cos\omega t - \cos\Theta). \quad (2.17)$$

Выражение (2.16) показывает связь $U_{\text{вх}}$ с I_{cos} , а (2.17) определяет зависимость мгновенных значений тока от I_{cos} и угла отсечки Θ . Разлагая импульс выходного тока в ряд Фурье, можно найти зависимости амплитуд гармоник тока от значений I_{max} или I_{cos} и углом отсечки. Эти зависимости найдены и табулированы в виде коэффициентов Берга α и $\gamma(\Theta)$:

α – определяет связь между I_n и I_{max}

γ – определяет связь между I_n и I_{cos}

$$\alpha_0 = \frac{\sin\Theta - \Theta \cos\Theta}{\pi(1 - \cos\Theta)}, \quad \alpha_1 = \frac{\Theta - \sin\Theta \cos\Theta}{\pi(1 - \cos\Theta)}, \quad \alpha_n = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{\sin n\Theta \cos\Theta - n \cos n\Theta \sin\Theta}{n(n^2 - 1)(1 - \cos\Theta)} \quad (2.18)$$

$$\gamma_n = \alpha_n(1 - \cos\Theta).$$

Коэффициенты α и γ служат для определения амплитуд гармоник тока:

$$I_0 = I_m \alpha_0(\Theta) = I_{\text{cos}} \gamma_0(\Theta) = S(U_{\text{вх}} - DU_{\text{вых}}) \gamma_0(\Theta);$$

$$I_1 = I_m \alpha_1(\Theta) = I_{\text{cos}} \gamma_1(\Theta) = S(U_{\text{вх}} - DU_{\text{вых}}) \gamma_1(\Theta);$$

...

$$I_n = I_m \alpha_n(\Theta) = I_{\text{cos}} \gamma_n(\Theta) = S(U_{\text{вх}} - DU_{\text{вых}}) \gamma_n(\Theta).$$

$$\alpha_{n \max} \approx \frac{120^0}{n}, \quad \gamma_{1 \max}, \quad \gamma_{0 \max} \quad \text{при } \Theta = 180^0;$$

$$\gamma_{n \max} \quad \text{при } \Theta \approx \frac{180^0}{n}.$$

Графики коэффициентов α , γ и $g = \frac{\alpha_1}{\alpha_0}$ представлены на рис. 2.8 – 2.10.

Как видно из рисунков 2.8-2.10:

$$\alpha_{1 \max} = 0,536 \quad \text{при } \Theta = 120^0;$$

$$\alpha_1(90^0) = 0,5, \quad \alpha_0(90^0) = 1/\pi, \quad \gamma_1(90^0) = 0,5, \quad g_1(90^0) = 1,57, \quad g_2(90^0) = 1.$$

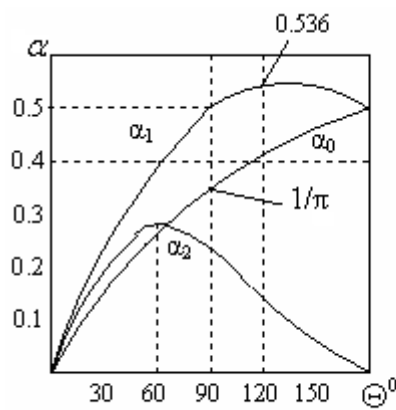


Рис. 2.8 α

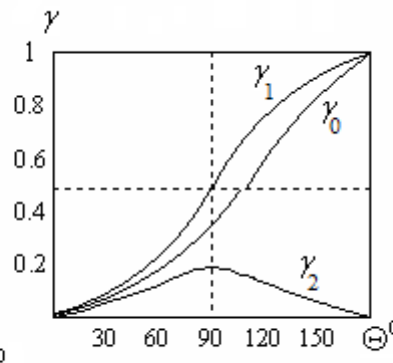


Рис. 2.9 γ

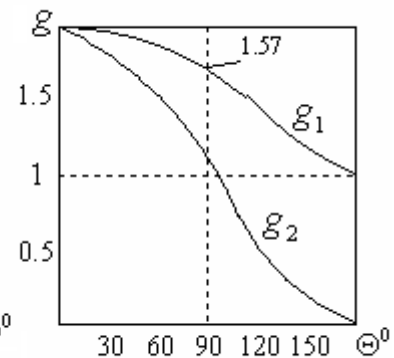


Рис. 2.10 g

Найдем соотношения, связывающие выходные параметры с входными.

Из (2.12) будем иметь:

$$U_{\text{вх}} - DU_{\text{вых}} = -\frac{E_{\text{см}} - E_{\text{отс}}}{\cos \Theta}$$

(2.19)

Подставив (2.19) в (2.14), получим: $I_m = -\frac{S(E_{\text{см}} - E_{\text{отс}})}{\cos \Theta} (1 - \cos \Theta),$

откуда будем иметь:

$$E_{\text{см}} = -\frac{I_m \cos \Theta}{S(1 - \cos \Theta)} + E_{\text{отс}}.$$

(2.20)

Из (2.14) получим:

$$U_{\text{вх}} = \frac{I_m}{S(1 - \cos \Theta)} + DU_{\text{вых}}.$$

(2.21)

2.5 Динамические характеристики ГВВ

Получим аналитические выражения для динамических характеристик в зоне I.

Из формул (2.1) имеем:

$$\cos \omega t = \frac{e_{\text{вх}} - E_{\text{см}}}{U_{\text{вх}}}, \quad \cos \omega t = -\frac{e_{\text{вх}} - E_{\text{п}}}{U_{\text{вых}}}.$$

(2.22)

Подставим эти выражения последовательно в основное уравнение (2.10). Получим динамическую проходную характеристику:

$$i_{\text{вых}} = S(U_{\text{вх}} - DU_{\text{вых}}) \frac{e_{\text{вх}} - E_{\text{см}}}{U_{\text{вх}}} + I_{\text{отс}} = S(1 - D \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}})(e_{\text{вх}} - E_{\text{см}}) + I_{\text{отс}}$$

$$i_{\text{вых}} = S_{\text{дпр}}(e_{\text{вх}} - E_{\text{см}}) + S(E_{\text{см}} - E_{\text{отс}}),$$

(2.23)

где $S_{\text{дпр}} = S(1 - D \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}})$ – динамическая крутизна проходной характеристики.

Получим динамическую выходную характеристику:

$$i_{\text{вых}} = -S(U_{\text{вх}} - DU_{\text{вых}}) \frac{e_{\text{вх}} - E_{\text{п}}}{U_{\text{вых}}} + I_{\text{отс}} = -S(\frac{U_{\text{вх}}}{U_{\text{вых}}} - D)(e_{\text{вх}} - E_{\text{п}}) + I_{\text{отс}}$$

$$i_{\text{вых}} = S_{\text{д}}(e_{\text{вх}} - E_{\text{п}}) + S(E_{\text{см}} - E_{\text{отс}}),$$

(2.24)

где $S_{\text{д}} = -S(\frac{U_{\text{вх}}}{U_{\text{вых}}} - D)$ – динамическая крутизна выходной характеристики.

Приравнявая (2.24) и (2.23), получим связь между $S_{\text{дпр}}$ и $S_{\text{д}}$:

$$\frac{S_{\text{дпр}}}{S_{\text{д}}} = -\frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = -K_{\text{и}} \text{ — коэффициент передачи по напряжению.}$$

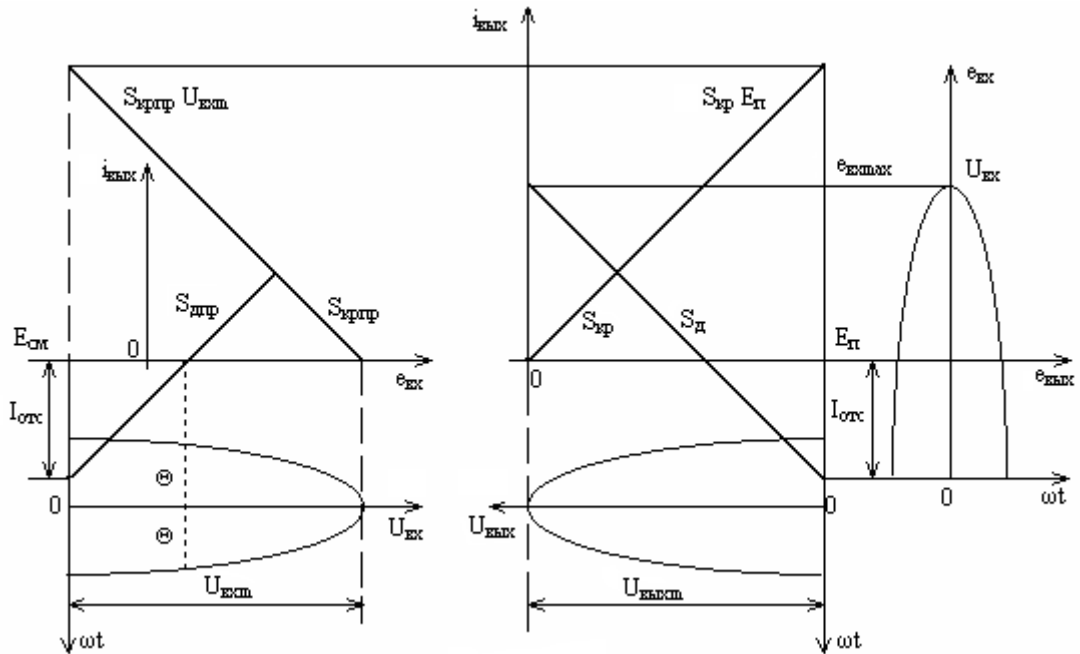


Рис. 2.11 Динамические характеристики ГВВ

Определим связь между линиями критического режима для проходной и выходной динамических характеристик. Рассмотрим рис.2.11

Здесь $U_{вхм}$ и $U_{выхм}$ – амплитуды напряжений, соответствующие случаю $U_{вых} = E_{п}$. Они связаны передаточной кривой соотношением $U_{выхм} = K_u U_{вхм}$. Из построения также видно, что точки пересечения л.к.р. с $e_{вх} = E_{см}$ и $e_{вых} = E_{п}$ соответствуют токам $-S_{крп} U_{вхм}$ и $S_{кр} U_{выхм}$.

Эти токи должны быть равны, то есть: $S_{крп} U_{вхм} = -S_{кр} U_{выхм}$

и, учитывая связь между $U_{выхм}$ и $U_{вхм}$, получим:

$$\frac{S_{крп}}{S_{кр}} = -K_u.$$

Из вышеизложенного следует, что динамические характеристики, проходная и выходная, подобны и связаны коэффициентом усиления по напряжению K_u .

Выразим параметры динамических характеристик $S_{дпр}$ и $S_{д}$ через параметры ГВВ.

Для этого найдем отношение: $K_{и} = \frac{U_{вых}}{U_{вх}}$.

Имеем для I зоны:

$$U_{\text{вых}} = I_1 R_3; I_1 = \gamma_1 I_{\text{cos}} = \gamma_1 S (U_{\text{ex}} - DU_{\text{вых}});$$

$$U_{\text{вых}} = \gamma_1 S R_3 (U_{\text{ex}} - DU_{\text{вых}}) = \gamma_1 S R_3 U_{\text{ex}} \left(1 - D \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{ex}}} \right)$$

или

$$\frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \gamma_1 S R_3 (1 - D \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}}).$$

Отсюда находим:

$$\frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{\gamma_1 S R_3}{1 + \gamma_1 S D R_3}.$$

Подставим это значение в выражение для $S_{\text{дпр}}$ и $S_{\text{д}}$, получим:

$$S_{\text{дпр}} = \frac{S}{1 + \gamma_1 S D R_3},$$

(2.25)

$$S_{\text{д}} = \frac{1}{\gamma_1 R_3}. \quad (2.26)$$

Как видим, $S_{\text{дпр}}$ зависит от параметров АЭ S и D , величины нагрузки R_3 и угла отсечки, $S_{\text{д}}$ зависит только от нагрузки и угла отсечки. Например, если $D = 0$, то $S_{\text{дпр}} = S$, что характерно для пентодов и транзисторов; если $\Theta = 180^\circ$, то $S_{\text{д}} = \frac{1}{R_3}$, что соответствует нагрузочной кривой для известных усилителей напряжения. Для усилителей мощности $\Theta < 180^\circ$ и поэтому $S_{\text{д}} > \frac{1}{R_3}$, т.е. нагрузочная кривая идет круче, чем линия $\frac{1}{R_3}$.

Из вышеизложенного следует способ построения динамических характеристик по известным значениям S , $E_{\text{см}}$, $E_{\text{отс}}$, $E_{\text{п}}$, R_3 , $S_{\text{кр}}$, Θ .

Построение выходной динамической характеристики, рис.2.12.

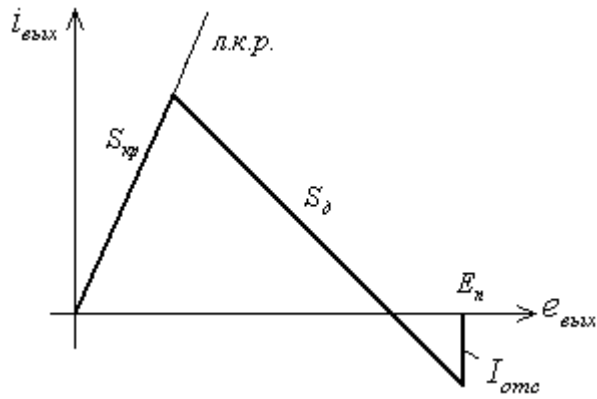


Рис. 2.12 Выходная динамическая характеристика

- 1) Проведем л.к.р., находим $S_{кр}$.
- 2) Откладываем на оси $e_{вых} = E_{п}$.
- 3) Находим $I_{отс} = S(E_{см} - E_{отс})$ и откладываем это значение на линии $e_{вых} = E_{п}$.
- 4) Находим $S_{д} = \frac{1}{\gamma_1 R_3}$, проводим передаточную кривую (она же – нагрузочная между линиями л.к.р. и $i_{вых} = 0$) под углом $-S_{д}$ из точки пересечения $E_{п}$ и $I_{отс}$.

Построение проходной динамической характеристики показано на рис.2.13.

- 1) Откладываем на оси $e_{вх} = E_{см}$.
- 2) Находим $I_{отс} = S(E_{см} - E_{отс})$ откладываем это значение на линии $e_{вх} = E_{см}$.
- 3) Находим $S_{дпр} = \frac{S}{1 + \gamma_1 SDR_3}$, проводим линию под углом $S_{дпр}$ из точки пересечения $E_{см}$ и $I_{отс}$.
- 4) Находим $K_u = \frac{\gamma_1 SR_3}{1 + \gamma_1 SDR_3}$, $U_{вхм} = \frac{E_{п}}{K_u}$, $S_{крпр} = K_u S_{кр}$.
- 5) Проводим л.к.р. под углом $-S_{крпр}$ из точки $e_{вх} = U_{вхм}$.

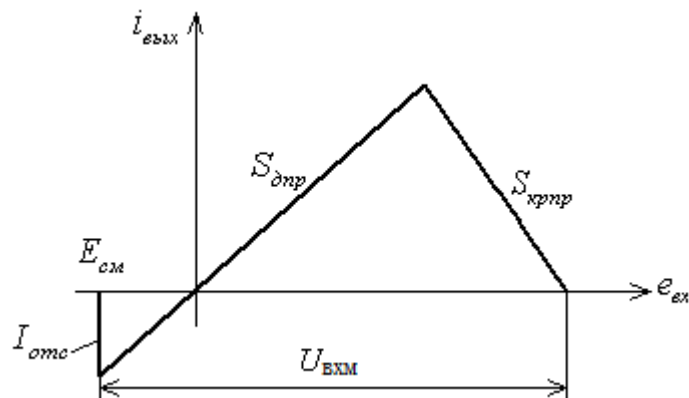


Рис. 2.13 Проходная динамическая характеристика

2.6 Регулировочные и настроечные характеристики ГВВ

Регулировочные характеристики – это зависимости параметров выходного колебания от параметров входного и величины значения элементов генератора, поддающихся регулировке: $I_1 I_0 U_1 P_1 P_0 P_{\text{пол}} \eta = F(R_3, U_{\text{вх}}, E_{\text{см}}, E_{\text{п}})$.

Обычно строят характеристики при изменении одного регулируемого параметра, оставляя остальные неизменными.

Рассмотрим построение нагрузочных характеристик с использованием выходной динамической характеристики. Здесь переменное значение R_3 , следовательно, будет изменяться наклон нагрузочной кривой $S_{\text{вх}}$. $U_{\text{вх}}, E_{\text{см}}, E_{\text{п}} = \text{const}$. Необходимые построения представлены на рис. 2.14.

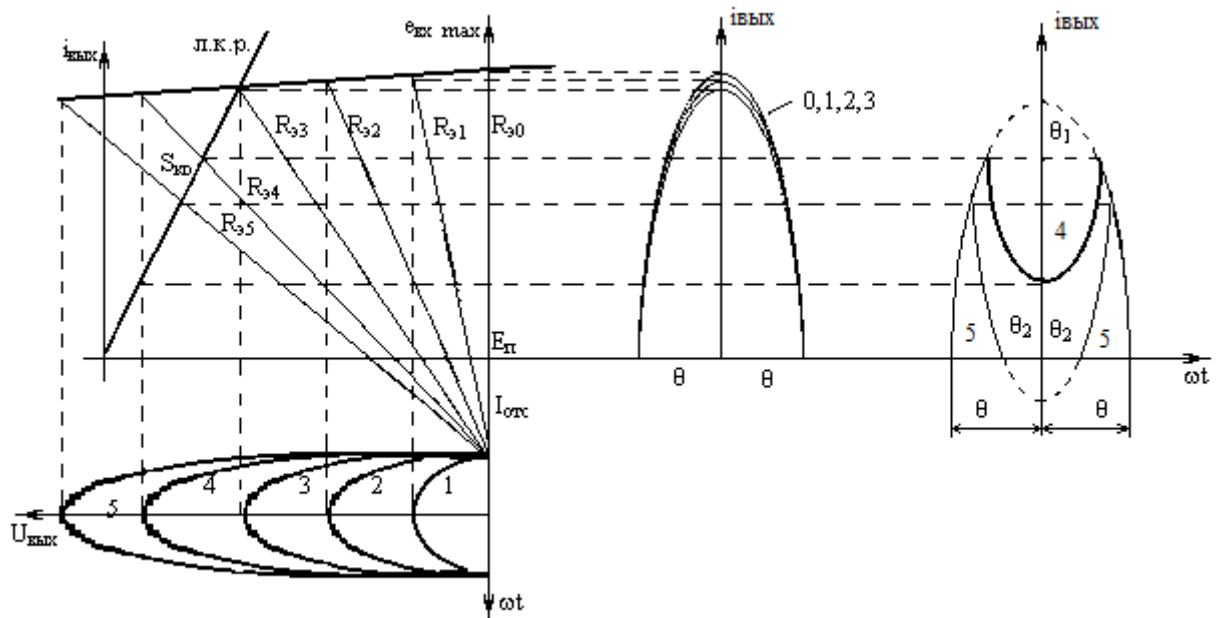


Рис. 2.14 Построение нагрузочных характеристик ГВВ.

На оси $e_{\text{вх}}$ откладываем значение $E_{\text{п}}$ и значение тока $I_{\text{отс}}$, проводим ограничительные линии л.к.р. и $e_{\text{вх max}}$. Далее для каждого значения R_3 проводим передаточные (нагрузочные) кривые и построим осциллограммы $U_{\text{вх}}$ 0, 1, 2, 3, 4, 5. При $R_3 = 0$, $U_{\text{вх}} = 0$. Для каждого значения R_3 имеем свою динамическую характеристику, используя которую, получаем по $U_{\text{вх}}$ импульс $i_{\text{вх}}$. При этом для случаев 0, 1, 2, 3 имеем отрезок косинусоиды, (случай 3 – критический режим) а случай 4, 5 соответствует перенапряженному и сверперенапряжённому режиму соответственно. Далее качественно можно построить искомые нагрузочные характеристики.

Как видно из рисунков, токи I_1 и I_0 от 0 до $R_{\text{экp}}$ изменяются слабо (импульс тока практически неизменный, $\alpha_1 > \alpha_0$), напряжение $U_{\text{выx}}$ линейно нарастает ($I_1 \approx \text{const}$, R_3 – линейно увеличивается)

Мощности и КПД вычислим по формулам:

$$P_0 = I_0 E_{\text{п}} - \text{соответствует изменению } I_0;$$

$$P_1 = 0,5 I_1 U_1 - \text{соответствует изменению } U_1, P_1 < P_0;$$

$$P_{\text{рас}} = P_0 - P_1, \eta_1 = P_1 / P_0 - \text{соответствует изменению } U_1.$$

В перенапряженном режиме вследствие появления провалов в токе резко падает величина первой гармоники. Эксперименты показали, что характер кривой близок к гиперболическому $\approx 1/R_3$, что и показано на рис. 2.15, 2.16.

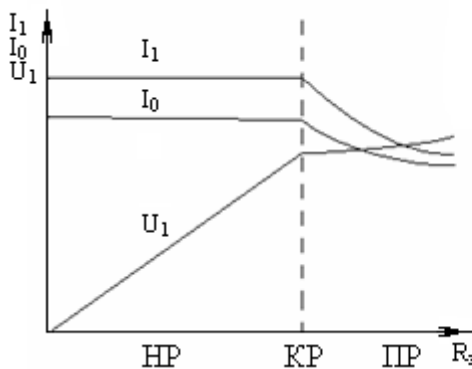


Рис. 2.15 $I_1 I_0 U_1 = F_1(R_3)$

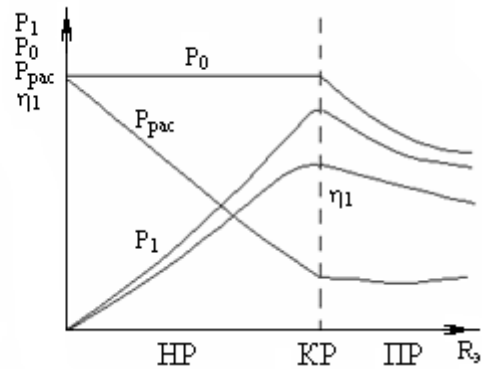


Рис. 2.16 $P_1 P_0 P_{\text{рас}} \eta_1 = F_2(R_3)$

Напряжение слабо нарастает, что обусловлено нелинейной зависимостью наклона нагрузочной кривой в перенапряженном режиме от R_3 . Изменение мощности соответствует изменению I_0 , максимум P_1 наступает в критическом режиме, а в перенапряженном повторяет зависимость I_1 . Максимум КПД наступает в слегка перенапряженном режиме и достаточно высок в критическом.

Аналогично нагрузочным могут быть получены и другие регулировочные характеристики. На Рис. 2.17, 2.18 показаны колебательные характеристики $U_1(U_{\text{вх}})$, $I_1(U_{\text{вх}})$, $I_0(U_{\text{вх}})$, а на Рис. 2.19, 2.20 – модуляционные $U_1(E_{\text{см}})$, $I_1(E_{\text{см}})$, $I_0(E_{\text{см}})$; $U_1(E_{\text{п}})$, $I_1(E_{\text{п}})$, $I_0(E_{\text{п}})$. Следует отметить, что зависимость от $E_{\text{п}}$ имеет линейно нарастающий участок при сверх- и перенапряженном режимах, у других же характеристик этот участок при не донапряженном режиме.

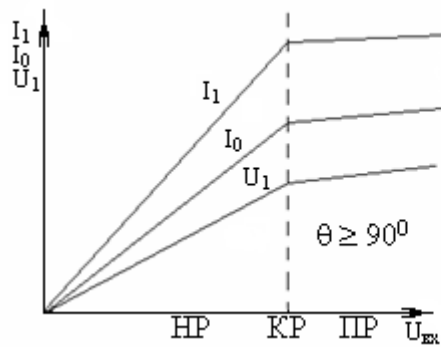


Рис. 2.17 $I_1 I_0 U_1 = F_3(U_{\text{вых}}), \theta \geq 90^\circ$

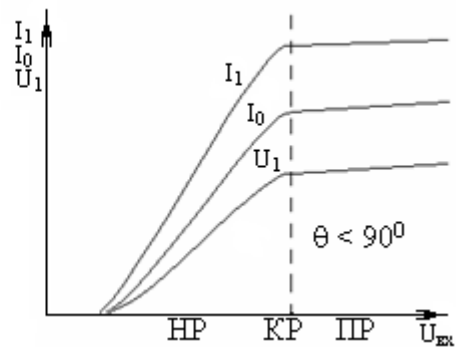


Рис. 2.18 $I_1 I_0 U_1 = F_4(U_{\text{вых}}), \theta < 90^\circ$

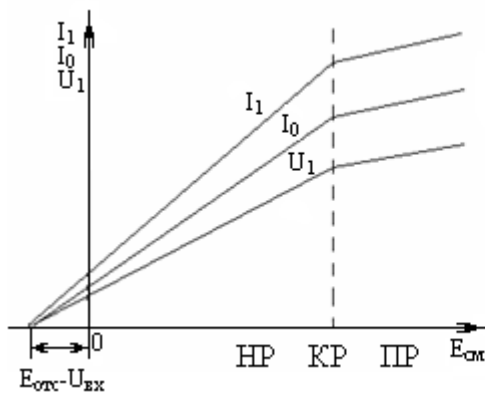


Рис. 2.19 $I_1 I_0 U_1 = F_5(E_{\text{см}})$

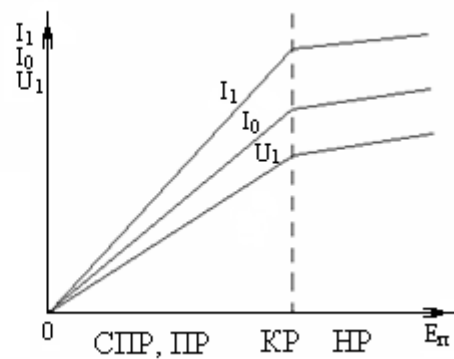


Рис. 2.20 $I_1 I_0 U_1 = F_6(E_{\text{п}})$

Настроечные характеристики – зависимости токов, напряжений и мощностей от какого-либо параметра колебательной цепи (L, C, R). В общем случае за такой параметр можно принять расстройку КЦ: $\Delta\omega = \omega - \omega_0$. При расстройке КЦ резко изменяется режим работы генератора, причем, если раньше он был критическим или перенапряженным, то после расстройки он становится недонапряженным. Это объясняется двумя причинами: уменьшением модуля сопротивления КЦ и сдвигом фаз между выходным током и напряжением. Следовательно, с расстройкой уменьшаются выходные ток I_1 , напряжение $U_{\text{вых}}$, мощность $P_{\text{вых}}$ и возрастают потребляемые ток I_0 и мощность P_0 . Поэтому настройку генератора обычно ведут либо по максимуму выходного напряжения, либо по минимуму потребляемого тока. Второй вариант более предпочтителен, так как зависимость более резкая. Настроечные характеристики показаны на рис. 2.21.

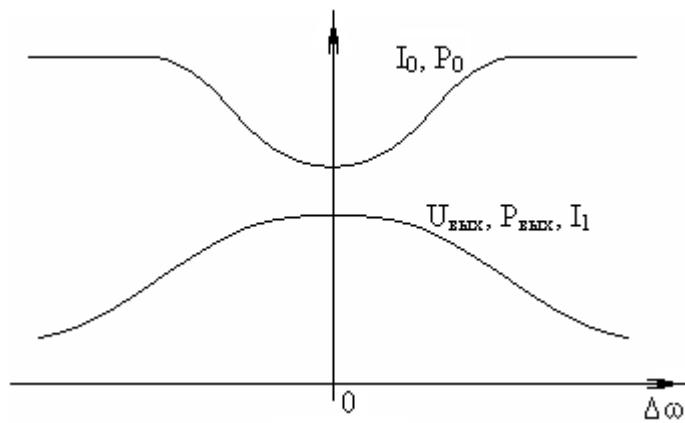


Рис. 2.21 Настроечные характеристики ГВВ

Если мы имеем осциллограмму тока АЭ и генератор находится в слабо перенапряженном режиме, то настройку можно выполнить по симметрии импульса тока, рис. 2.22.

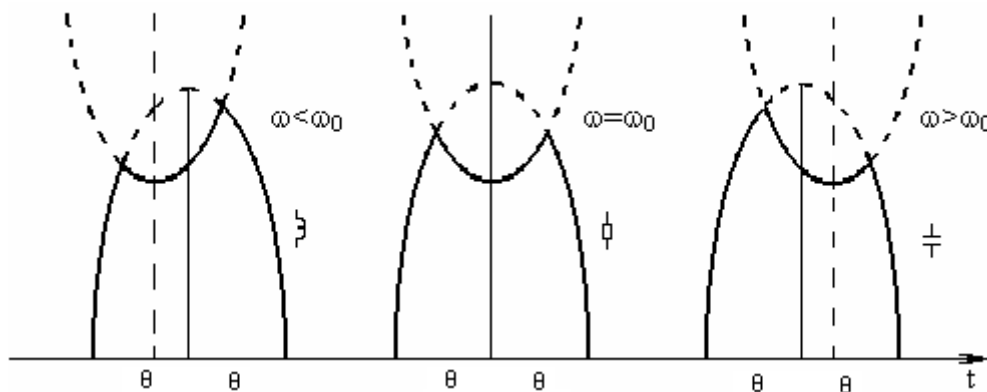


Рис. 2.22 Настройка ГВВ по импульсу тока

Действительно, в этом режиме импульс тока состоит из двух частей. Одна из них – до впадины – определяется нагрузочной кривой динамической характеристики и входным напряжением $S_d U_{вх}$ и, следовательно, её фаза равна фазе входного напряжения.

Другая часть – впадина – определяется линией критического режима и выходным напряжением $S_{кр}(E_{п} - U_{вых})$ и, следовательно, её фаза совпадает с фазой выходного напряжения. При расстройке фазы $U_{вх}$ и $U_{вых}$ не совпадают и на рисунке наблюдается асимметрия импульса тока.

2.7 Критический режим работы генератора

Из анализа регулировочных характеристик, рис. 2.15 – 2.20, видно, что наиболее оптимальным режимом является критический. В этом режиме получается наибольшая выходная мощность при высоком КПД. К тому же, как увидим ниже, критический режим прост в расчете. Получим основные соотношения для этого режима.

На рис. 2.23 представлены необходимые графические построения в поле выходных характеристик АЭ.

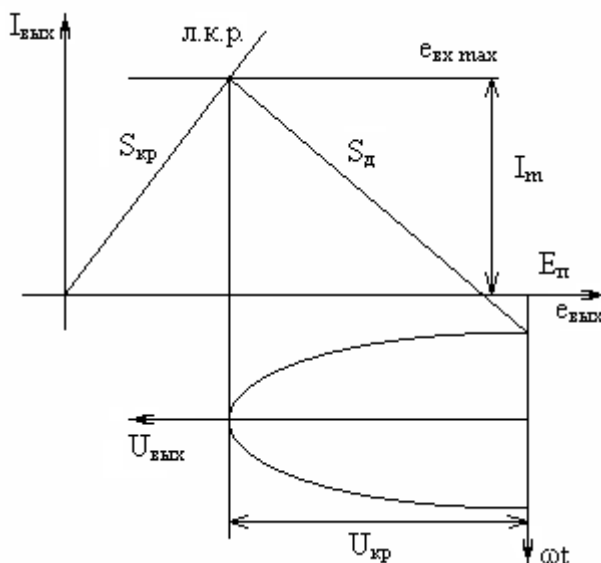


Рис. 2.23 к анализу критического режима генератора

Из рис. 2.23 имеем:

$$I_{m \text{ кр}} = S_{\text{кр}}(E_{\text{П}} - U_{\text{кр}}), \text{ или } I_{m \text{ кр}} = S_{\text{кр}}E_{\text{П}}(1 - \xi_{\text{кр}}), \quad (2.28)$$

откуда получим:

$$\xi_{\text{кр}} = 1 - \frac{I_{m \text{ кр}}}{S_{\text{кр}}E_{\text{П}}}. \quad (2.29)$$

Преобразуем (2.28) с учетом, что $R_{\text{э}} = \frac{U_{\text{кр}}}{I_1}$:

$\xi_{\text{кр}} = \alpha_1 S_{\text{кр}} R_{\text{э}} (1 - \xi_{\text{кр}})$, откуда получим:

$$\xi_{\text{кр}} = \frac{\alpha_1 S_{\text{кр}} R_{\text{э}}}{1 + \alpha_1 S_{\text{кр}} R_{\text{э}}}. \quad (2.30)$$

Преобразуем (2.28) с учётом, что $P_1 = \frac{1}{2} I_1 U_{кр}$:

$$\frac{I_1}{\alpha_1} = S_{кр} E_{п}^2 \xi_{кр} (1 - \xi_{кр}) \text{ или } P_1 = \frac{1}{2} \alpha_1 E_{п}^2 \xi_{кр} (1 - \xi_{кр}).$$

Решая это квадратное уравнение относительно $\xi_{кр}$, получим:

$$\xi_{кр} = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \sqrt{1 - \frac{8P_1}{\alpha_1 S_{кр} E_{п}^2}}. \quad (2.31)$$

Полученные соотношения (2.29 – 2.31) позволяют определить коэффициент использования по напряжению $\xi_{кр}$ по заданным максимальному току АЭ $I_{кр}$ (2.29), или сопротивлению нагрузки R_3 (2.30), или по мощности P_1 (2.31). Следует отметить, что соотношение (2.29) не требует знания угла отсечки, в отличие от соотношений (2.30) и (2.31).

Далее рассмотрим методику расчета ГВВ с использованием соотношения (2.29), т.к., на наш взгляд, это наиболее удобный вариант, требующий минимума исходных параметров.

Угол для отсечки получается при расчете следующим образом.

Имеем:
$$P_1 = \frac{1}{2} I_1 U_1 = \frac{1}{2} \alpha_1 I_m \xi_{кр} E_{п},$$

откуда получим:
$$\alpha_1 = \frac{2P_1}{\xi_{кр} I_m E_{п}} \quad (2.32)$$

далее по α_1 определяем θ и α_0 и т.п.

2.8 Технический расчет ГВВ критическом режиме

Задано: колебательная мощность $P_{вых}$, частота ω_0 .

Расчет производим в 2 этапа.

I этап. Выбор активного элемента.

Для ламповых генераторов этот этап весьма прост, так как в справочнике указывается номинальная мощность и диапазон частот использования.

Для транзисторов выполним предварительный прикидочный расчет.

Полагаем $P_{1зад} = (1,05 \div 1,1)P_{вых}$. Имеем $P_{1зад} = \frac{1}{2}I_1U_1 = \frac{1}{2}\alpha_1I_m\xi_{кр}E_{п}$. Угол отсечки обычно выбирается близким к 90° , поэтому принимаем $\theta = 90^\circ$, $\alpha_1 = 1/2$. В критическом режиме всегда $E_{п} < \frac{1}{2}e_{выхmax}$. Учитывая эти допущения, получим $P_{1зад} = \frac{1}{2}\frac{1}{2}\frac{1}{2}I_{доп}U_{доп}$, откуда имеем условие для выбора активного элемента:

$$I_{доп}U_{доп} \geq 8P_{1зад} \quad (2.33)$$

Используя соотношение (2.33), по справочнику выбирают АЭ, а следовательно, имеют его параметры: $E_{п}=1/2U_{доп}$; $P_{доп}$; $U_{вх доп}$; S ; D ; $S_{кр}$; $E_{отс}(E_{п})$; $I_m \approx (0,7 - 0,9)I_{доп}$; $\omega\beta$; $\tau\beta$.

II этап. Расчет генератора.

- 1) Коэффициент использования АЭ по напряжению (2.29): $\xi_{кр} = 1 - \frac{I_{м кр}}{S_{кр} E_{п}}$
- 2) $U_1 = \xi_{кр} E_{п}$
- 3) $\alpha_1 = \frac{2P_{1зад}}{\xi_{кр} I_m E_{п}}$, определяем $\theta(\alpha_1)$, α_0 .

Рекомендуемый угол отсечки должен лежать в пределах $70^\circ \div 110^\circ$.

Если $\theta < 70^\circ$, это значит, что АЭ выбран с большим запасом по (2.33), либо завышено I_m (близко к $I_{доп}$). Нужно попробовать уменьшить I_m и повторить пункт 3). Если это не поможет, выбрать другой АЭ.

Если $\theta > 110^\circ$, это значит, что либо большой запас по току, (малый I_m) тогда надо увеличить I_m , либо мал запас мощности по соотношению (2.33), тогда надо выбрать другой АЭ.

- 4) $I_1 = \alpha_1 I_m$
- 5) $I_0 = \alpha_0 I_m$
- 6) $R_3 = U_1 / I_1$
- 7) $P_1 = \frac{1}{2} I_1 U_1$ (проверка)
- 8) $P_0 = I_0 E_{п}$
- 9) $P_{рас} = P_0 - P_1 \leq P_{рас доп}$

Если это не выполняется, то выбрать другой АЭ.

- 10) $\eta_1 = \frac{P_1}{P_0}$
- 11) $E_{см} = -\frac{I_m}{S(1 - \cos\theta)} \cos\theta + E_{отс}$, по (2.20)

$$12) U_{\text{вх}} = \frac{I_m}{S(1 - \cos\theta)} + DU_1, \text{ по (2.22)}$$

$$13) U_{\text{вх max}} = U_{\text{вх}} - E_{\text{см}} < U_{\text{вх доп.}}$$

Если это не выполняется, можно попробовать увеличить угол отсечки (уменьшением I_m) или выбрать другой АЭ и повторить расчет.

В формулах по п. 11), 12) следует для транзисторов учитывать их инерционность, т.е. в качестве S использовать динамическую крутизну: $S = \frac{S_0}{\sqrt{1 + (\omega\tau_s)^2}}$,

для полевых транзисторов: $\tau_s = 1 / \omega_{\text{гр}}$, для биполярных: $\tau_s = \frac{r_{\text{б}}}{r_{\text{б}} + R_{\text{б}}} \tau_{\beta}$.

Так как $R_{\text{б}}$ – нелинейная величина, то получение τ_s по этой формуле затруднительно. Имея ввиду, что $\tau_s < \tau_{\beta}$, можно использовать вместо τ_s величину τ_{β} , получая при этом запас по входным напряжениям.

2.9 ГВВ, возбуждаемый гармоническим током

У мощных биполярных транзисторов входное сопротивление мало и трудно обеспечить гармоническую форму входного напряжения. Оказалось, что проще обеспечить гармоническую форму входного тока. Ниже изложен вариант схемного решения и его анализ, предложенный одним из авторов.

Рассмотрим упрощенную эквивалентную схему биполярного транзистора, рис. 2.24.

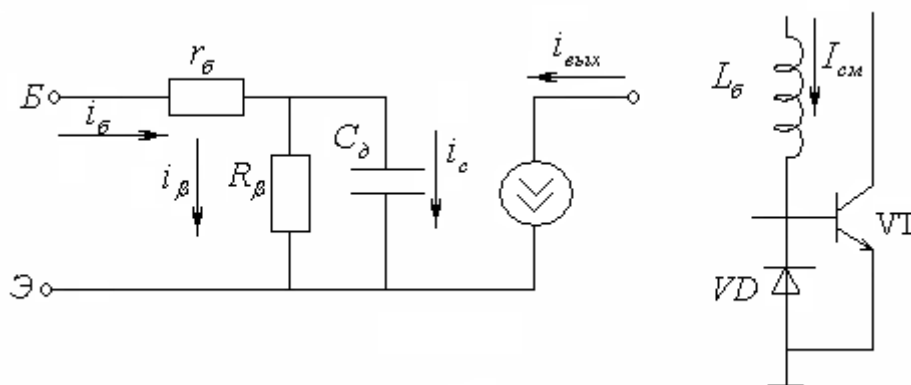


Рис. 2.24 Корреляция АЭ, возбуждение гармоническим током

Переход база-эмиттер нелинейный и для обеспечения гармонической формы тока необходимо симметрировать переход. Это можно сделать, применив коррекцию, а

именно, шунтируя вход транзистора либо диодом с $\tau_{\beta d} = \tau_{\beta}$, как показано на рис 2.30, либо сопротивлением $R_{кор}$ при условии $R_{кор}C_{\beta} = \tau_{\beta}$. Тогда будем иметь следующие соотношения для входных токов:

$$i_{\beta} = i_{\sigma} \frac{1}{1 + j\omega\tau_{\beta}}; i_c = i_{\sigma} \frac{j\omega\tau_{\beta}}{1 + j\omega\tau_{\beta}}.$$

Имеем также связь между i_{β} и i_c :

$$i_{\text{вых}} = \beta_0 i_{\beta} = \frac{\beta_0}{1 + j\omega\tau_{\beta}} i_{\sigma} = \beta i_{\sigma} = |\beta| e^{-j\omega\tau_{\beta}} i_{\sigma}.$$

Таким образом, мы имеем статическую переходную характеристику биполярного транзистора при возбуждении его гармоническим током, рис. 2.31. Особенность ее в том, что она не имеет области отсечки, т.е. начинается с нуля. Кроме того, крутизна $|\beta|$ – известный коэффициент усиления тока, который дается в справочнике (β_0, ω_{β})...

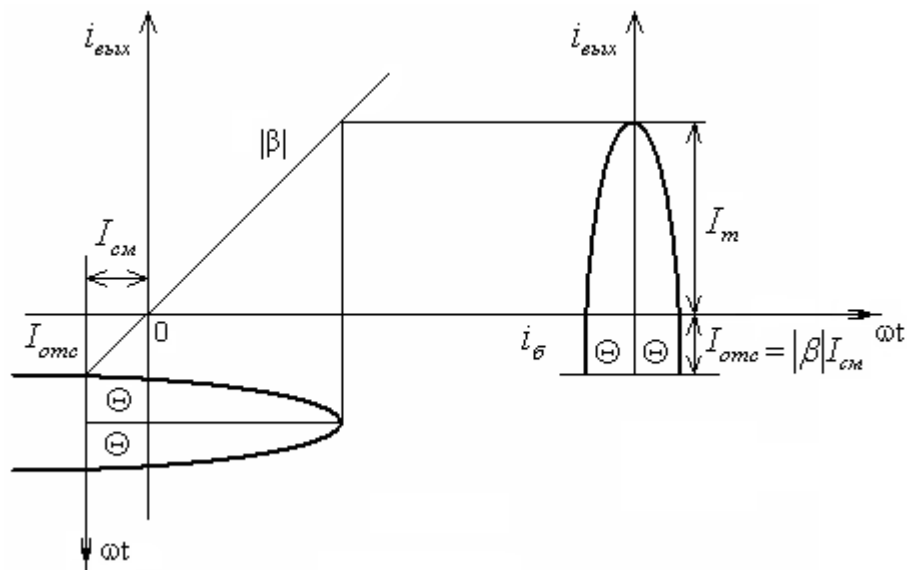


Рис. 2.25 Проходная характеристика ГВВ при возбуждении гармоническим током

Выражение для динамической проходной характеристики следующее:

$$i_{\text{вых}} = \beta_{\text{дпр}} (i_{\sigma} - I_{\text{см}}) + |\beta| I_{\text{см}},$$

где $\beta_{\text{дпр}} = \frac{|\beta|}{1 + \gamma_1 D_i R_3 |\beta|}$,

где $D_i = \frac{di_6}{de_{\text{ВЫХ}}}$ – токовая проницаемость, в отличие от проницаемости $D_i = \frac{de_{\text{ВХ}}}{de_{\text{ВЫХ}}}$,

определяемая непосредственно по статическим характеристикам.

Выражение для динамической выходной характеристики:

$$i_{\text{ВЫХ}} = S_d (e_{\text{ВЫХ}} - E_{\text{П}}) + |\beta| I_{\text{СМ}}, \text{ где } S_d = \frac{1}{\gamma_1 R_3}.$$

Таким образом, выходная динамическая характеристика такая же как и при возбуждении гармоническим напряжением (отличие только в постоянном слагаемом). Следовательно, расчет по выходу для генератора остается неизменным. Видоизменяются только формулы при расчете по входу:

ток смещения (вместо напряжения смещения)

$$I_{\text{СМ}} = -\frac{I_m}{|\beta|(1 - \cos \Theta)} \cos \Theta;$$

амплитуда тока возбуждения (вместо амплитуды напряжения)

$$I_{\text{ВХ}} = \frac{I_m}{|\beta|(1 - \cos \Theta)} + D_i U_{\text{ВЫХ}}.$$

Для определения входной мощности необходимо знать параметры входного напряжения АЭ – $e_{\text{ВХ}}$. При коррекции диодом имеем на входе меандр с амплитудой $E_{\text{Отс}}$. Мощности на входе:

$$P_{\text{ВХ}} = E_{\text{Отс}} \frac{I_{\text{ВХ}}}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \cos \omega t d\omega = \frac{2}{\pi} I_{\text{ВХ}} E_{\text{Отс}}.$$

При сравнении способов коррекции, следует отдать предпочтение диодной коррекции, т.к. при этом получаем симметрию и по току, и по напряжению. Кроме того, амплитуда напряжения мала, и не надо опасаться пробоя перехода транзистора. А для источника гармонического тока нелинейное сопротивление пары диод – транзистор облегчает получение гармонического тока. Действительно, с увеличением амплитуды тока сопротивление перехода падает, увеличивается добротность КЦ источника и улучшается форма тока.

2.10 Умножители частоты на трехэлектродных АЭ

Умножитель частоты – ГВВ, частота которая на выходе в n раз больше частоты входного колебания. Структурная схема умножителя частоты представлена на рис. 5.1. Она содержит возбудитель (АГ), входную колебательную цепь КЦ₁ настроенную на частоту ω_1 ,

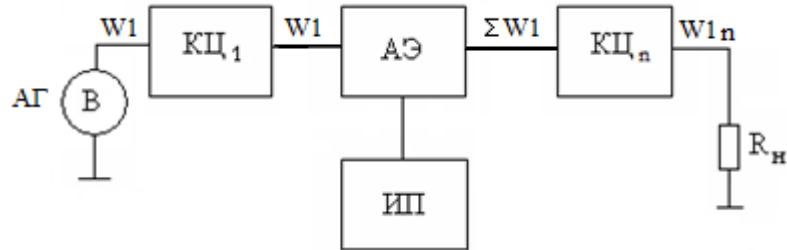


Рис. 2.26 Умножитель частоты

активный элемент, генерирующий гармоники тока $\Sigma\omega_1$, выходную колебательную цепь КЦ_n, настроенную на заданную n -ю гармонику и источник питания ИП.

Для того чтобы ГВВ работал умножителем частоты, необходимо:

- настроить выходную колебательную цепь на нужную гармонику тока $n\omega_1$;
- выбрать оптимальный угол отсечки Θ .

Оптимальный угол отсечки, при котором наступает максимум тока гармоники I_n , определяется так:

$$\theta_{opt} = \frac{120^\circ}{n} = \frac{2\pi}{3n},$$

при этом имеем:

$$\alpha_n(\theta_{opt}) \approx \frac{\alpha_1(120^\circ)}{n} = \frac{0,536}{n}, \quad \alpha_0(\theta_{opt}) \approx \frac{0,48}{n}, \quad \alpha_1(\theta_{opt}) \approx \frac{0,8}{n}.$$

Энергетические параметры умножителя частоты:

– выходная мощность:

$$P_n = \frac{1}{2} U_n I_n = \frac{1}{2} \alpha_n(\theta_{opt}) I_m \xi E_n = \frac{0,268}{n} I_m \xi E_n;$$

– потребляемая мощность:

$$P_0 = I_0 E_n = \alpha_0(\theta_{opt}) I_m E_n = \frac{0,48}{n} I_m E_n;$$

– КПД:

$$\eta_n = \frac{P_n}{P_0} = \frac{0,268}{0,48} \xi = 0,56 \xi;$$

– входное напряжение:

$$U_{ex} = \frac{I_m}{S(1 - \cos \theta_{omm})} \approx \frac{2I_m}{S\theta_{omm}^2} = 2 \left(\frac{3n}{2\pi} \right)^2 \frac{I_m}{S} = 0,46n^2 \frac{I_m}{S};$$

– входная мощность (первая гармоника):

$$P_{ex} = \frac{1}{2} I_{ex} U_{ex} = \frac{1}{2} \alpha_1(\theta_{omm}) \frac{I_m}{\beta} U_{ex} = \frac{0,4}{n} \frac{I_m}{\beta} U_{ex};$$

– коэффициент передачи по мощности:

$$K_p = \frac{P_n}{P_{вх}} = \frac{0,268}{0,4 \cdot 0,46} \frac{\beta S \xi E_n}{I_m n^2} = \frac{1,46}{n^2} \frac{\beta S \xi E_n}{I_m}.$$

Из приведенных выражений видно, что мощности снижаются в n раз, КПД не более 0,56, но не зависит от n . Входное же напряжение – повышенное (пропорционально квадрату n), что создает опасность пробоя входа АЭ. Значительно снижается и коэффициент передачи по мощности – обратно пропорционально n^2 .

Вследствие вышеизложенного трехэлектродные умножители частоты обычно имеют коэффициент умножения не более трех.

3 ИМПУЛЬСНЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ ГАРМОНИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ

Импульсные генераторы гармонических колебаний являются прямыми преобразователями постоянного напряжения источника питания в гармоническое, без промежуточного преобразования в ток, как это имеет место в выше приведённых генераторах на основе гармоник тока.

Особенностью этих генераторов является то, что они используют один режим работы АЭ, а именно, **ключевой** (включен-выключен) тем самым АЭ превращается в электронный вентиль. Как известно, потери энергии в таком режиме весьма малы, поэтому КПД импульсных генераторов превышает 90%. В настоящее время применяются два вида импульсных генераторов:

- генераторы на основе гармоник напряжения или резонансные преобразователи постоянного напряжения в переменное;

- генераторы с синтезированием гармонического напряжения методом широтно-импульсной модуляции (ШИМ).

3.1 ГВВ на основе гармоник напряжения

Функциональная схема такого генератора представлена на рис. 3.1.

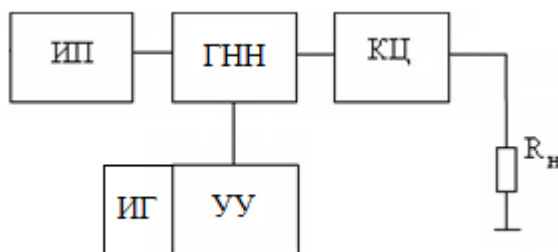


Рис. 3.1

Она содержит источник питания ИП, генератор гармоник напряжения ГНН, колебательную цепь КЦ, устройство управления. В качестве возбудителя используется импульсный генератор ИГ (мультивибратор или генератор пилообразного напряжения). Задача ГНН - сформировать колебание во-первых с малыми потерями, а во-вторых с минимумом гармоник. Таким колебанием является меандр (класс-Д) или типа меандра (класс-Е с промежутками между импульсами). Как известно, такое колебание содержит только нечетные гармоники U_1, U_3, U_5, \dots , в пропорции к амплитуде первой гармоники $\frac{1}{3}, \frac{1}{5}, \frac{1}{7}$ и т.д.

Формируется меандр очень просто с помощью мостовых или полумостовых двухтактных схем включения вентиляей (транзисторов в ключевом режиме).

Колебательная цепь – фильтр, предназначенный для фильтрации гармоник напряжения (входной элемент-индуктивность). Такие фильтры были рассмотрены выше. Особенность этих фильтров в том, что они не шунтируют высшие гармоники, а отсекают, тем самым не расходуется энергия на эти гармоники.

Управляющее устройство представляет собой специализированный микроконтроллер, предназначенный для работы в схемах преобразователей напряжения, содержащий в своем составе импульсный регулируемый генератор пилообразного напряжения.

Одна из схем импульсного генератора гармонических колебаний представлена на рис. 3.2. Она содержит два вентиля VT1 и VT2, включенных в виде полумоста, колебательную цепь – последовательный контур LCR_n и трансформатор T_p , на который с устройства управления (например, микроконтроллер TL 494) подаются импульсы, при этом вентили переключаются и в средней точке полумоста формируется напряжение, представляющее собой меандр с размахом $2E_n$.

Осциллограммы колебаний представлены на рис. 3.3. Как видно из осциллограмм длительность управляющих импульсов в точности равна полупериоду колебаний контура, $\tau = \frac{1}{2f_0}$. Регулировка входного напряжения путём изменения длительности импульсов невозможна так как в резонансных цепях нельзя прерывать токи свободных колебаний.

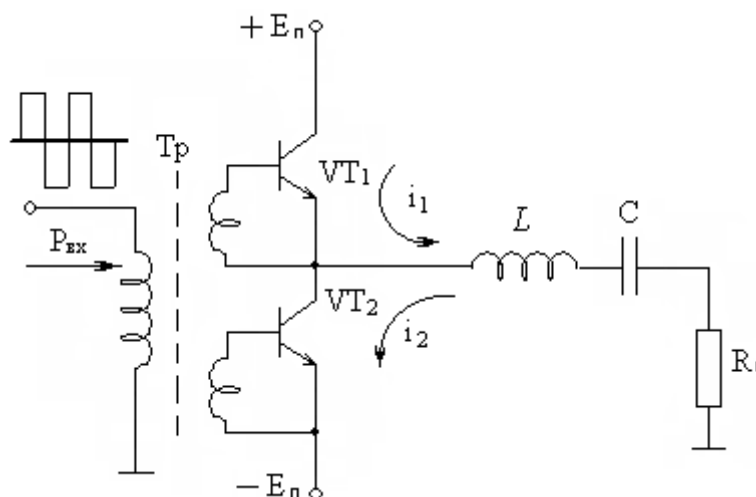


Рис.3.2 ГВВ на основе гармонического напряжения

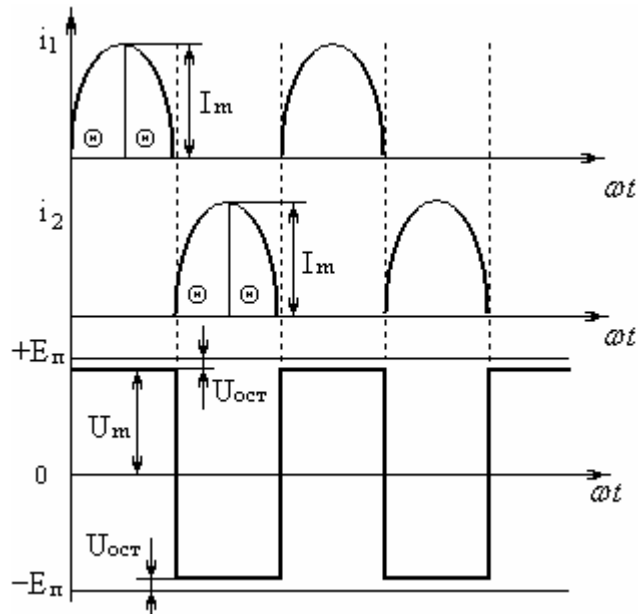


Рис.3.3 Осциллограммы сигналов ГВВ, рис 3.2

Согласно рис. 3.3 имеем: $\Theta = 90^\circ$, $\alpha_1 = \frac{1}{2}$, $\alpha_0 = \frac{1}{\pi}$.

На нагрузке выделяется первая гармоника напряжения с амплитудой:

$$U_1 = \frac{2}{\pi} \cdot 2U_m = \frac{4}{\pi}(E_\pi - U_{\text{ост}}).$$

Амплитуда первой гармоники тока на нагрузке, образуемая путём вычитания противофазных токов i_1 и i_2 , равна:

$$I_1 = \frac{1}{2}I_m - (-\frac{1}{2}I_m) = I_m.$$

Постоянная составляющая определяется как сумма токов транзисторов:

$$I_0 = \frac{1}{\pi}I_m + \frac{1}{\pi}I_m = \frac{2}{\pi}I_m.$$

Мощность на нагрузке:

$$P_1 = \frac{1}{2}I_1U_1 = \frac{2}{\pi}I_m(E_\pi - U_{\text{ост}}).$$

Потребляемая мощность:

$$P_0 = I_0E_\pi = \frac{2}{\pi}I_mE_\pi.$$

КПД:

$$\eta_1 = \frac{P_1}{P_0} = 1 - \frac{U_{\text{ост}}}{E_{\text{п}}}.$$

Мощность рассеяния:

$$P_{\text{рас}} = P_1 - P_0 = \frac{2}{\pi} I_{\text{м}} (E_{\text{п}} - U_{\text{т}}) = \frac{2}{\pi} I_{\text{м}} U_{\text{ост}} = I_0 U_{\text{ост}}.$$

Таким образом, получен КПД, близкий к 1, при мощности рассеяния $I_0 U_{\text{ост}}$, так как $U_{\text{ост}} \ll E_{\text{п}}$.

Для управления мостовыми инверторами, с целью возможности регулировки амплитуды выходного напряжения резонансного преобразователя, разработан специальный микроконтроллер UC 3875, реализующий фазовый способ управления [6]. Он заключается в следующем: длительность управляющих импульсов постоянная и равна полупериоду колебания контуров; каждое плечо инвертора переключается этими импульсами с учётом «мёртвого» времени между импульсами в плече; изменяя сдвиги фаз φ между импульсами плеч, изменяют время подключения нагрузки к источнику питания. Особенности этого способа управления в том, что ток колебательной цепи не прерывается, так как КЦ всегда либо подключена к источнику питания (включены накрест расположенные вентили), либо замкнута на коротко (верхними или нижними вентилями).

Одним из авторов пособия был предложен резонансный преобразователь, реализующий временной способ управления амплитудой выходного напряжения.

На рис. 3.4 представлена схема этого преобразователя.

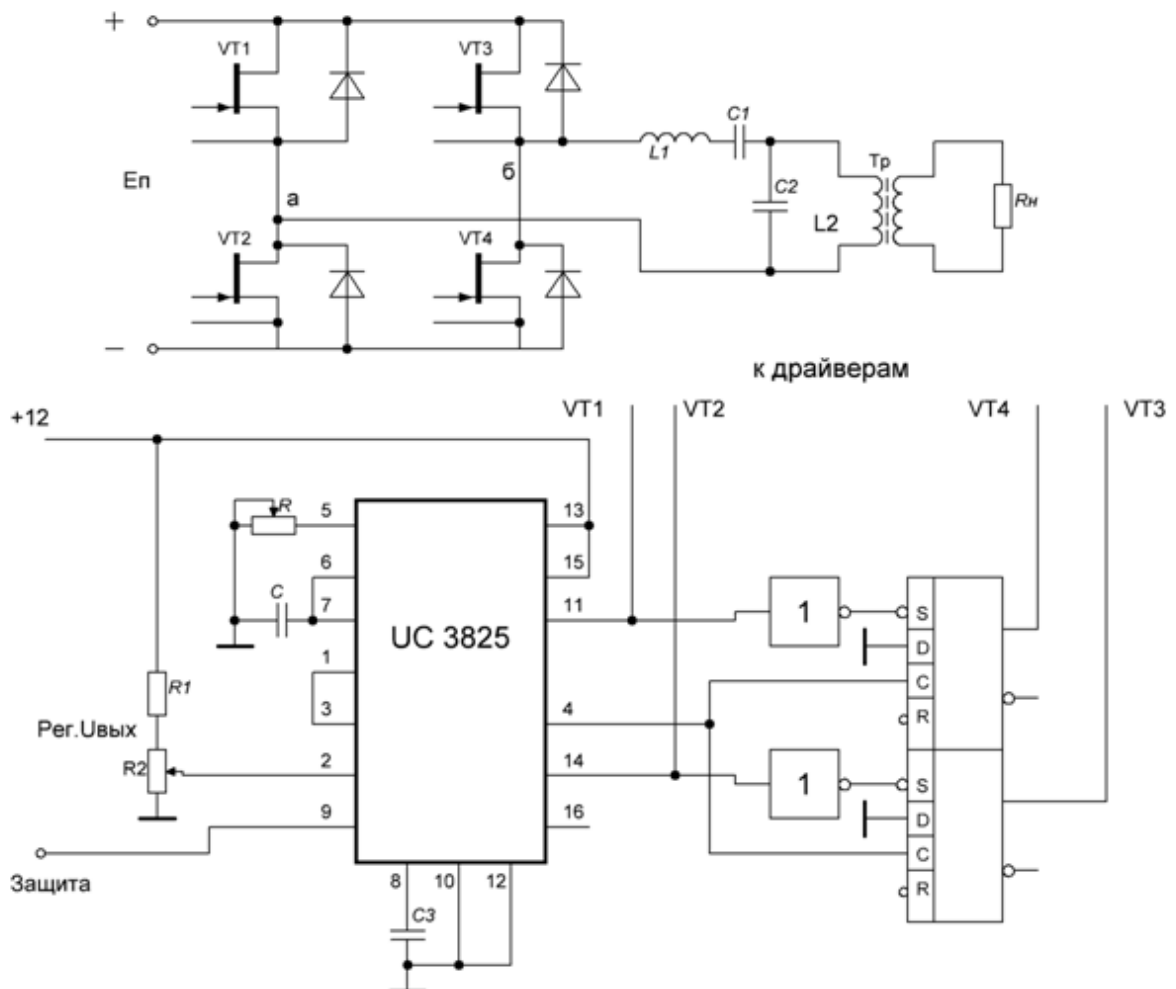


Рис. 3.4 Резонансный преобразователь постоянного напряжения в переменное

Она содержит мостовой инвертор из четырёх вентилей VT1- VT4 с обратной проводимостью, полосовой фильтр $L_1C_1L_2C_2$ состоящий из последовательного $L_1C_1R_n$ контура и параллельного контура $L_2C_2R_n$ с трансформатором Tr на выходе, причём индуктивность трансформатора L_2 работает в составе фильтра. Такой фильтр обеспечивает хорошую избирательность при малых добротностях контуров 1,5-2 и обеспечивает гальваническую развязку входного и выходного напряжений. К тому же выходное напряжение не зависит от величины сопротивления нагрузки вплоть до холостого хода.

Устройство управления выполнено на базе микроконтроллера UC 3825. Навесные элементы обеспечивают заданную частоту переключения (цепочка RC), минимальное «мертвое» время (4-5% от периода переключения), период колебания контуров на эту же величину меньше периода переключения инвертора. Сопротивление R_2 регулирует амплитуду выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ (подача соответствующего уровня напряжения на вход 2UC), C_3 обеспечивает мягкий запуск UC. Выходы 11UC и 14UC через драйверы (не показаны) управляют верхними вентилями VT1 и VT2, изменяя длительность импульсов, VT3 и VT4 – нерегулируемые, управляются импульсами триггеров, длительность

импульсов равна полупериоду колебаний контуров. Непрерывность тока колебательной цепи при закрытых вентилях VT1 или VT2 обеспечивается обратными проводимостями вентилях VT3 или VT4.

Осциллограммы сигналов представлены на рис. 3.5. Вентили VT1 и VT2 – регулируемые путём изменения длительности импульсов τ (изменением R_2). Вентили VT3 и VT4 – нерегулируемые, длительность импульсов постоянная и равная полупериоду колебания контуров $\frac{1}{2f_0}$. Настройка осуществляется регулировкой частоты переключения f инвертора (сопротивления R), так как длительность «мертвого» времени в УС постоянная и определяется величиной емкости C . Как видно из осциллограмм ток имеет несколько искаженную форму (зависит от величины τ), уровень гармоник порядка 8% после прохождения параллельного контура уровень гармоник выходного напряжения снижается пропорционально Q_n , например, если $Q=2$, а $n=3$, то в 6 раз и составляет 1,3%.

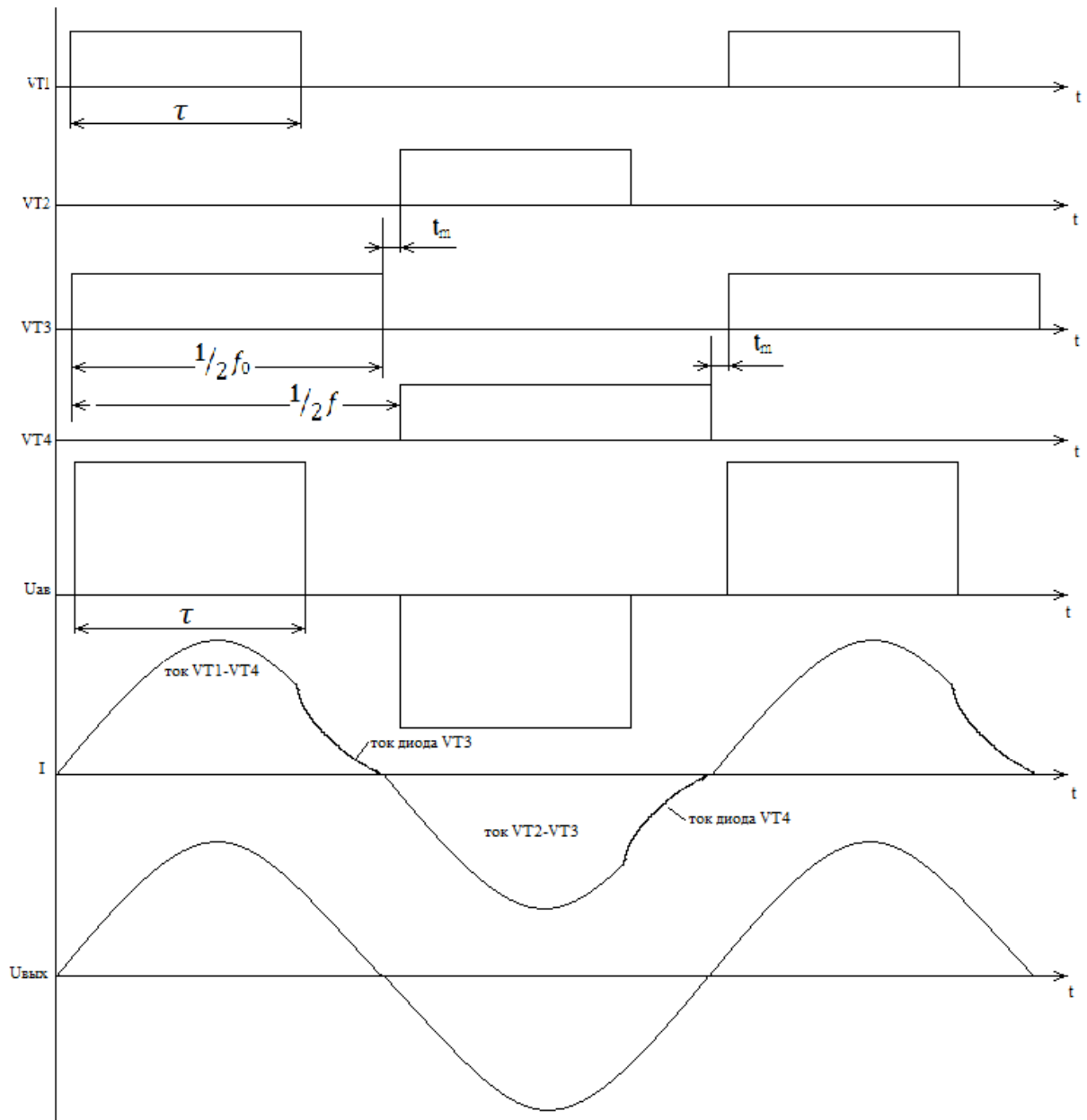


Рис. 3.5 Осциллограммы сигналов преобразователя

3.2 ГВВ с синтезированием гармонического колебания

Этот тип генераторов в настоящее время широко используется в диапазоне сравнительно низких частот (50, 400 Гц) и сверхнизких (единиц Гц). Для синтеза синусоиды при этом используется метод широтно-импульсной модуляции, реализуемый в контроллерах TL, UC и др. Функциональная схема генератора с ШИМ – синтезатором представлена на рис 3.6.

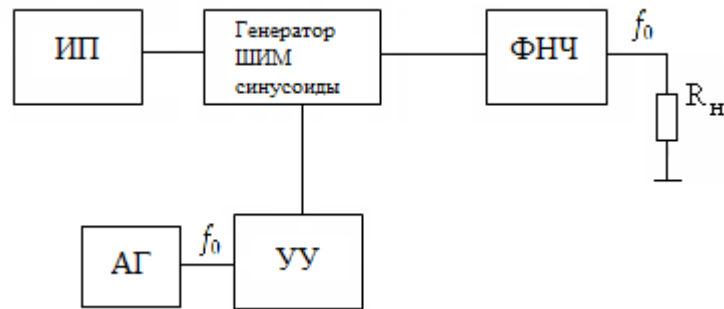


Рис. 3.6 ГВВ с синтезированием гармонического колебания (функциональная схема)

Она содержит источник питания ИП, генератор ШИМ – синусоиды, выполненный в виде моста или полумоста, устройство управления УУ, возбудитель – опорный автогенератор АГ и колебательную цепь в виде малогабаритного фильтра нижних частот, так как задачей этого фильтра является направление тактовой частоты, которая обычно на 2 порядка выше заданной f_0 . Рассмотрим одну из возможных реальных схем ГВВ с синтезированием синусоиды, рис.3.7.

Силовая часть – мостовой инвертор на вентилях с обратной проводимостью и фильтр нижних частот L_1C_1 . Для гальванической развязки можно включить на выходе фильтра трансформатор или иметь изолированный источник питания. Как видно из рис. 3.7 в формировании синусоиды работают всего 2 перехода, что даёт малые потери энергии.

Устройство управления содержит 2 микроконтроллера TL 494 с навесными элементами обеспечивающими одноканальный режим (13UC – заземлён), тактовую частоту (RC – цепочки), ручную регулировку выходного напряжения (R_4) без стабилизации и защиту (датчик не показан).

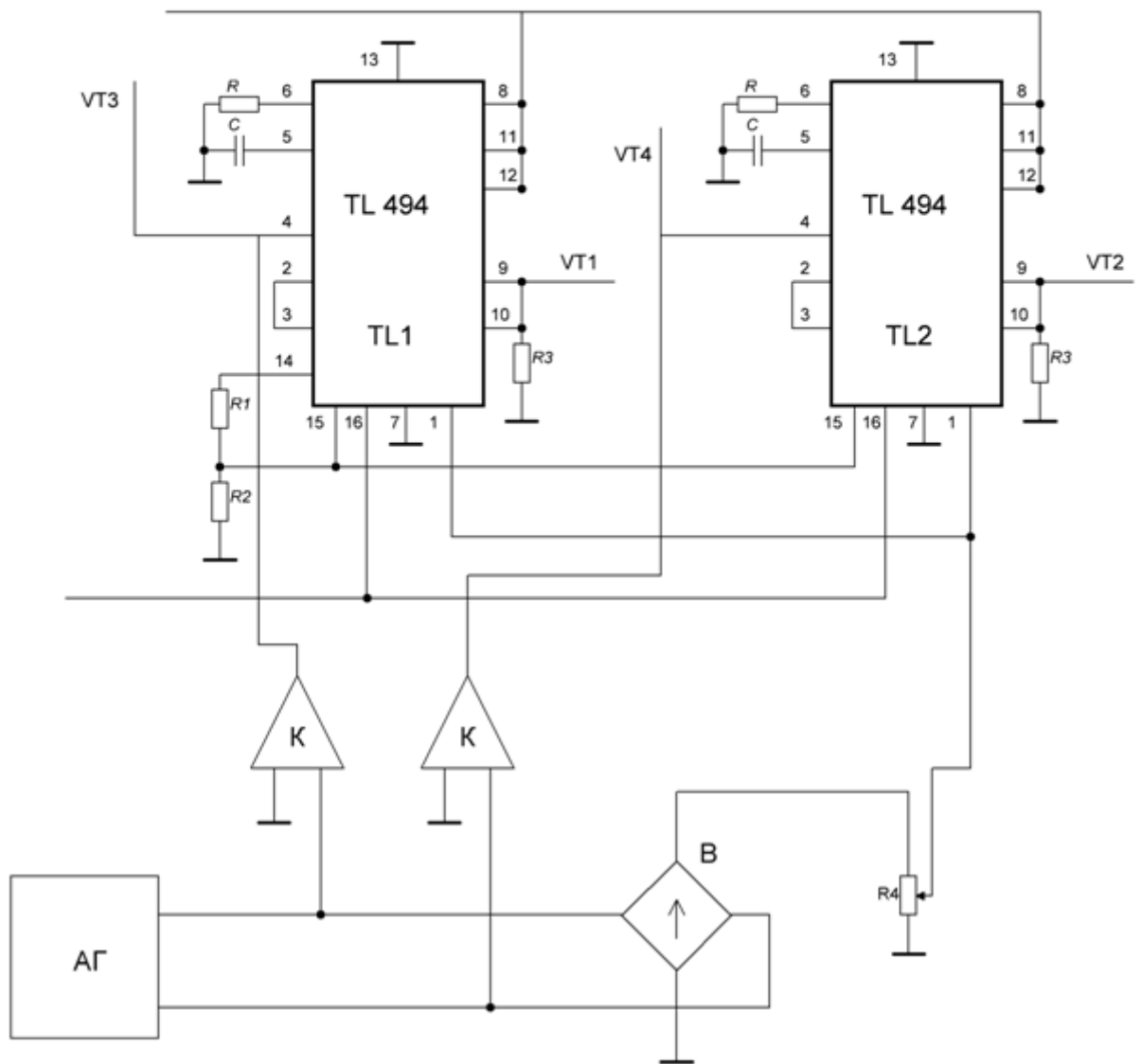
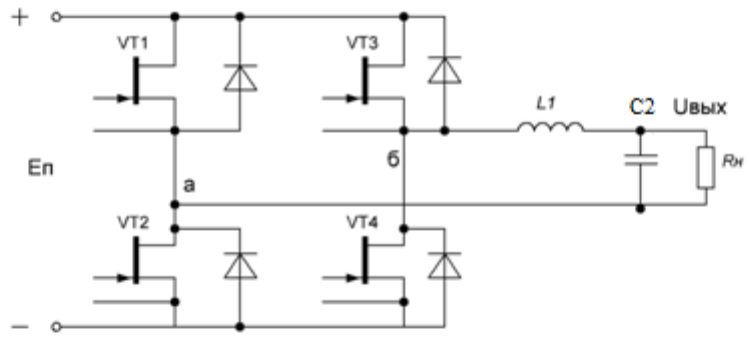


Рис. 3.7 ГВВ с синтезированием гармонического колебания (полупринципиальная схема)

Устройство управления содержит также опорный автогенератор АГ (возбудитель), двухполупериодный выпрямитель, и два компаратора, переключающие соответственно ТЛ1 и ТЛ2, которые через драйверы управляют, регулируемыми вентилями VT1 и VT2, и через драйверы управляют нерегулируемыми вентилями VT3, VT4. Качество и амплитуда выходного напряжения определяются качеством и амплитудой опорного напряжения. Осциллограммы сигналов, рис. 3.8, поясняют работу преобразователя («мертвое» время не показано).

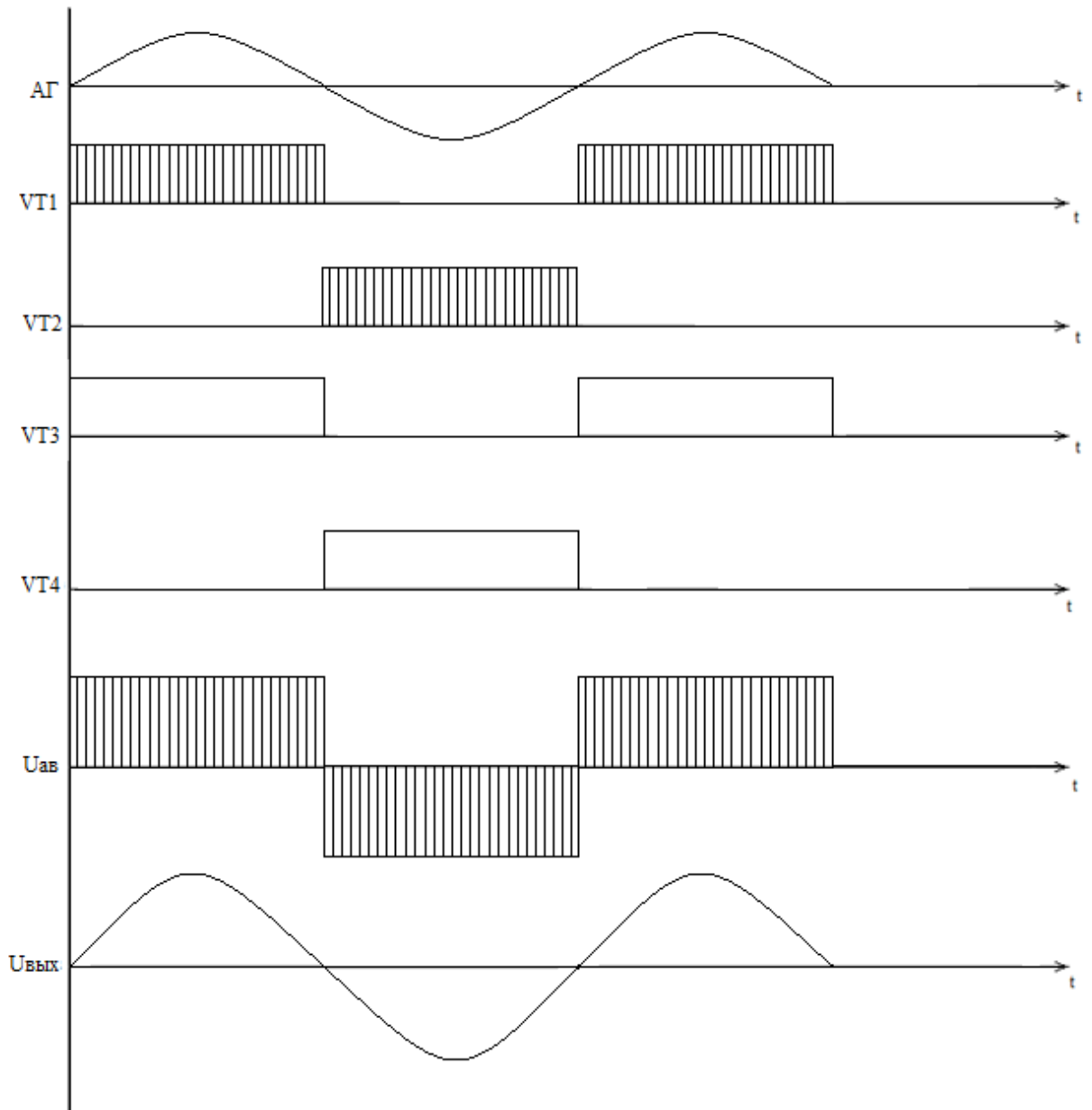


Рис.3.8 Осциллограммы сигналов ГВВ, рис. 3.7

4 СУММИРОВАНИЕ МОЩНОСТЕЙ ГЕНЕРАТОРОВ

Очень часто мощности одного генератора бывает недостаточно для работы РТС и возникает задача суммирования мощностей генераторов и активных элементов. Рассмотрим возможные способы решения этой задачи.

4.1 Параллельное включение (см. рис.4.1)

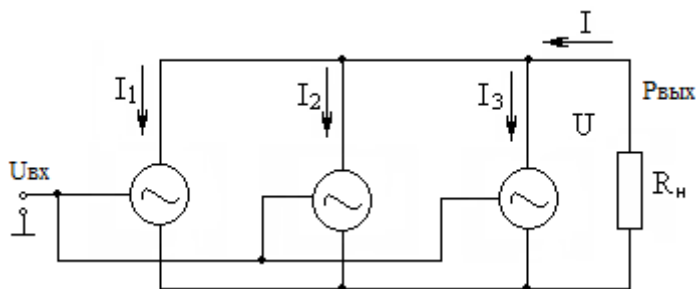


Рис. 4.1

Имеем:

$$I = I_1 + I_2 + I_3; U_1 = U_2 = U_3 = U; R_n = \frac{R_{\Sigma 1}}{n}; P_{\Sigma} = P_1 + P_2 + P_3.$$

Достоинства такого включения:

- 1) простота объединения
- 2) при разрыве цепи одного АЭ не нарушается работа генератора.

Недостатки такого включения:

- 1) уменьшение $Z_{вх}$, суммирование межэлектродных емкостей
- 2) при коротком замыкании одного АЭ нагружается работа генератора.
- 3) Возможно неравномерное распределение нагрузки между АЭ и работа одного АЭ на другой

Для предотвращения этого можно использовать трансформаторы ТДЛ как показано на рис. 4.2. В силу свойств ТДЛ ($I_1=I_2$) нагрузка между генераторами распределяется поровну.

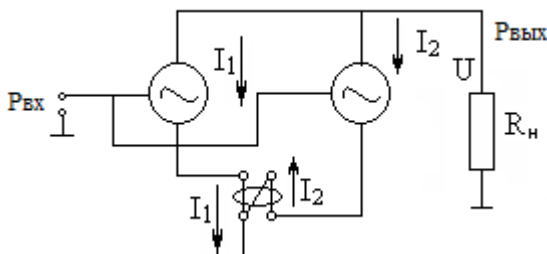


Рис.4.2 ТДЛ при параллельном включении генераторов

4.2 Двухтактное включение АЭ

Двухтактное включение АЭ, рис. 4.3, можно определить как противофазное возбуждение АЭ с суммированием их мощностей на нагрузке.

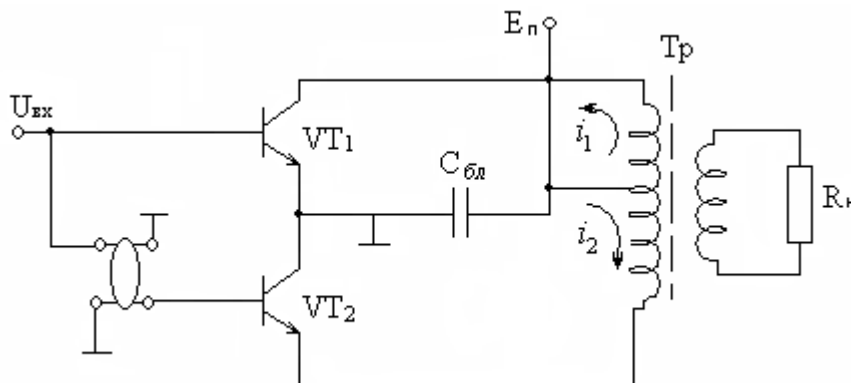


Рис. 4.3

Рассмотрим токи АЭ, учитывая что они имеют сдвиг по фазе $\varphi = \pi$:

$$i_1 = I_0 + I_1 \cos \omega t + I_2 \cos 2\omega t + I_3 \cos 3\omega t + \dots$$

$$i_2 = I_0 - I_1 \cos(\omega t + \pi) + I_2 \cos(2\omega t + 2\pi) - I_3 \cos(3\omega t + 3\pi) + \dots$$

Ток в нагрузке:

$$i_n = i_1 - i_2 = 2I \cos \omega t + 2I_3 \cos 3\omega t + \dots$$

Как видно в нагрузке имеем только нечетные гармоники I_1 и I_3 и т.д., а при $\theta = 90^\circ$ получим только первую гармонику, так как $I_3 = I_5 = \dots = 0$

Токи через источник питания и $C_{бл}$ определяются распределением суммы $i_1 + i_2$:

$$I_{0\Sigma} = 2I_0$$

$$i_{бл} = 2 \cos 2\omega t + \cos 4\omega t + \dots$$

Откуда видно, что здесь отсутствуют токи нечетных гармоник, в том числе и первой. Тем самым облегчается фильтрация высших гармоник и отсутствует связь между такими каскадами по цепи питания, что увеличивает устойчивость радиопередатчика.

4.3 Последовательное включение генераторов

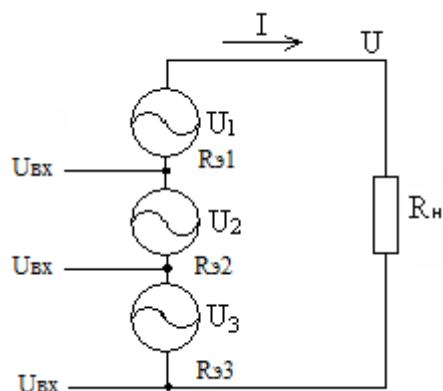


Рис. 4.4

Для этого включения имеем рис. 4.4:

$$U = U_1 + U_2 + U_3; I = I_1 = I_2 = I_3; R_э = R_{с1} + R_{с2} + R_{с3}.$$

Достоинства:

- 1) генераторы не влияют друг на друга, как при параллельном включении;
- 2) при коротком замыкании одного, не нарушается работа других;
- 3) уменьшение выходной емкости генератора, неизменные входная и проходная.

Недостатки:

- 1) трудности в выполнении возбуждения генераторов – нет общей точки;
- 2) трудности при соединении выходных цепей;
- 3) разрыв цепи одного генератора нарушает работу всей системы.

Первые два недостатка устраняются применением трансформаторов ТДЛ, как показано на рис.4.5.

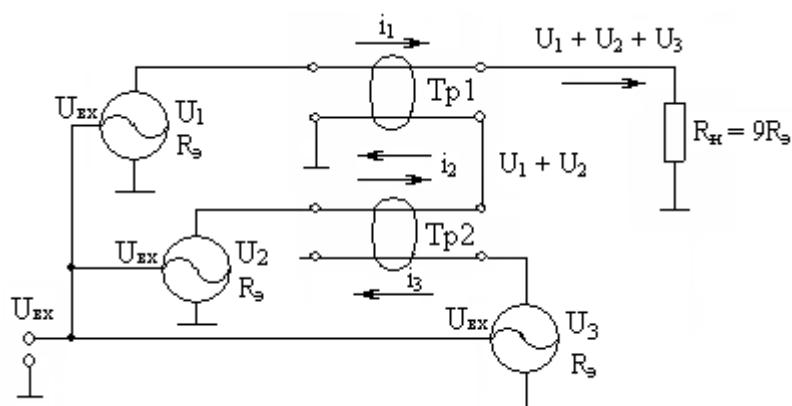


Рис. 4.5 ТДЛ при последовательном включении генераторов

ТДЛ автоматически поддерживают $i = i_1 = i_2 = i_3$, напряжения при этом могут изменяться.

Все генераторы имеют общую точку и проблем с возбуждением нет.

4.4 Мостовое включение генераторов

Такое включение обеспечивает совместную и взаимонезависимую работу генераторов на общую нагрузку. Мост состоит из пассивных элементов, два из которых активные – R_H и R_6 , а два реактивные – X_1 и X_2 , например емкости, рис.4.6. R_6 – балансное сопротивление

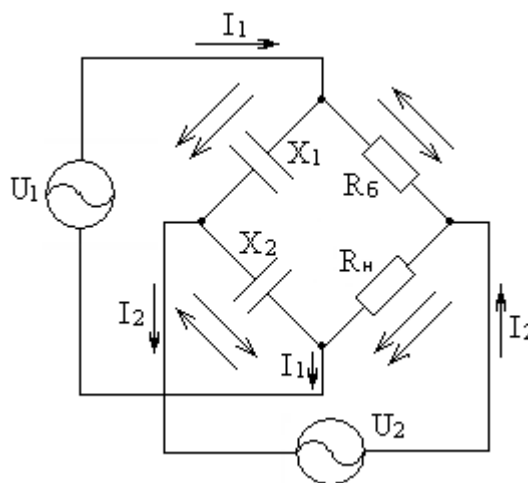


Рис.4.6

Условия работы моста следующие:

$$I_1 = I_2; \frac{X_1}{X_2} = \frac{R_6}{R_H}.$$

При этом токи генераторов на нагрузке суммируются, а на балансном сопротивлении R_6 – вычитаются и вся мощность выделяется в нагрузке. При любом нарушении работы одного из генераторов, другой продолжает работу, но часть мощности теряется на R_6 .

Здесь также возникает проблема в возбуждении генераторов, и она решается с помощью трансформаторов ТДЛ, как показано на рис.4.7.

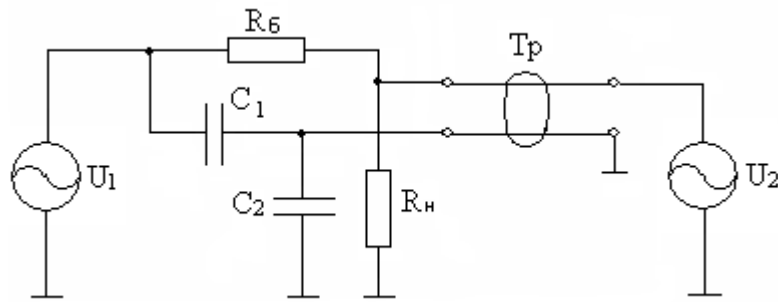


Рис. 4.7 ТДЛ при мостовом включении генераторов

4.5 Суммирование мощностей генераторов в пространстве

Такое суммирование мощности применяется в фазированных антенных решетках ФАР, которые формируют направленный луч и им управляют электронным путем, рис. 4.8.

Антенная решетка состоит из множества одинаковых сравнительно маломощных модулей УМ, связанных с ними фазовращателями и малогабаритных антенн А. Возбуждение модулей производится общим сигналом согласно схеме.

Такая система имеет следующие достоинства:

- 1) большая мощность, пропорциональная числу модулей;
- 2) технологичность, унификация, взаимозаменяемость элементов;
- 3) высокая надежность тактических параметров (даже выход из строя до 20% модулей не влияет существенно на ширину диаграммы направленности).

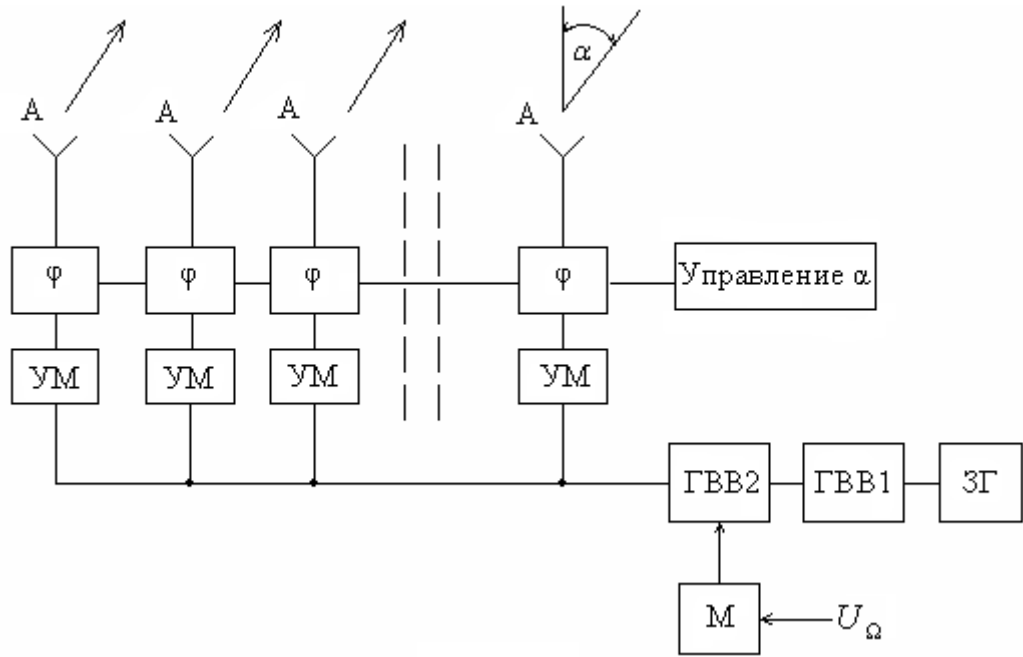


Рис. 4.8 Суммирование мощностей генераторов в ФАР

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Устройства генерирования и формирования радиосигналов: Учебник для вузов/ Л.Н. Белов и др.; Под ред. Г.М. Уткина и др. – М.: Радио и связь, 1994г. –416с.
2. Петров Б.Е., Романюк В.А. Радиотехнические устройства на полупроводниковых приборах. – М.: Высшая школа. –1989. –232с.
3. Радиотехнические устройства: Учебник для вузов / В.В Шахгильдян и др.; Под ред. В.В. Шахгильдяна. – М.: Радио и связь, 2003. –560с.
4. Манаев Е.Н. Основы радиоэлектроники. – М.: Радио и связь, 1990. –512с.
5. Петухов В.М. Полупроводниковые приборы. Транзисторы: Справочник. – М.: Рикел, Радио и связь, 1994. –232с.
6. Микросхемы для импульсных источников питания и их применение. Коллектив авторов. – М.: издательский дом «Додена-XXI», 2001.-608с.
7. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника: Справочное руководство. – М.: МИР, 1982.- 512 с.

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ
ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО
ПРОФЕССИОНАЛЬНОГО ОБРАЗОВАНИЯ
«САМАРСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ АЭРОКОСМИЧЕСКИЙ
УНИВЕРСИТЕТ имени академика С. П. КОРОЛЁВА
(национальный исследовательский университет)»
(СГАУ)

Пример расчёта генератора с внешним возбуждением в MathCAD 14

САМАРА 2013

ПЕРЕЧЕНЬ СОКРАЩЕНИЙ

ВЧ – высокая частота;

ГВВ – генератор с внешним возбуждением;

ОЭ – общий эмиттер;

ЭГ – эквивалентный генератор;

$h_{21Э}$ – коэффициент усиления по току биполярного транзистора в схеме с общим эмиттером.

СОДЕРЖАНИЕ

1. ПРИМЕР РАСЧЁТА ГЕНЕРАТОРА С ВНЕШНИМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ В MathCAD 14	4
1.1 Расчёт ГВВ с ОЭ. Транзистор 2Т610Б в критическом режиме.....	5
1.1.1 Параметры транзистора.....	5
1.1.2 Расчёт.....	7
БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК	12

1. ПРИМЕР РАСЧЁТА ГЕНЕРАТОРА С ВНЕШНИМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ В MathCAD 14

За основу взят расчёт из [4] в котором исправлены ошибки и введены изменения и дополнения. Принципиальная схема ГВВ с ОЭ и углом отсечки 90° представлена на рисунке 1.

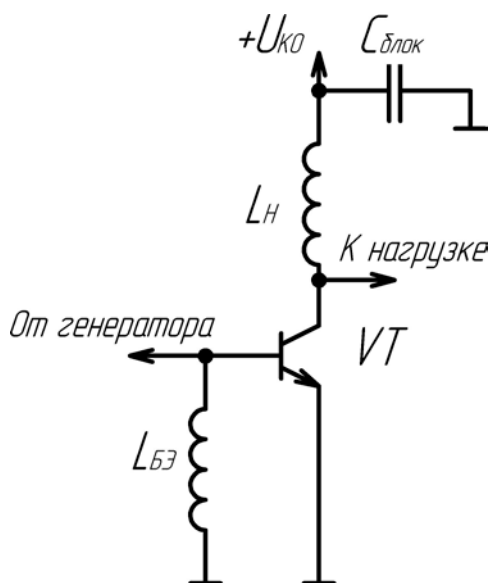


Рисунок 1 – Принципиальная схема ГВВ

Рисунок имеет следующие обозначения:

$L_{БЭ}$ – индуктивность между базой и эмиттером, закорачивающая базу и эмиттер по постоянному току, но имеющая высокое сопротивление для ВЧ;

$+U_{K0}$ – напряжение питания коллектора;

L_H – индуктивность в коллекторной цепи транзистора, выполняющая роль нагрузки для ВЧ;

$C_{блок}$ – блокировочная ёмкость, необходимая для того, чтобы ВЧ не проходила по цепям питания.

1.1 Расчёт ГВВ с ОЭ. Транзистор 2Т610Б в критическом режиме

1.1.1 Параметры транзистора

Типовое значение частоты (Гц):

$$f_{\text{тип}} := 400 \cdot 10^6$$

Частота (Гц):

$$f := 50 \cdot 10^6$$

Типовое усиление по мощности (Вт):

$$K_{\text{P_тип}} := 8$$

Ёмкость коллекторного перехода (Ф):

$$C_{\text{К}} := 3.8 \cdot 10^{-12}$$

Сопротивление коллектора в открытом состоянии (Ом)

$$r_{\text{К}} := 0.1$$

Крутизна в граничном режиме на типовой частоте (См):

$$S_{\text{гр}} := 1$$

Напряжение питания коллектора (В):

$$U_{\text{К0}} := 12$$

Мощность в нагрузке (Вт):

$$P_{\text{вых}} := 0.9$$

Допустимое напряжение на коллекторе (В):

$$U_{\text{К_доп}} := 26$$

Предельно допустимая температура перехода (°С):

$$t_{\text{п}} := 120$$

Коэффициент усиления по току в схеме с общим эмиттером:

$$h_{21Э} := 70$$

Сопротивление базы (Ом):

$$r_{\text{Б}} := 6$$

Сопротивление эмиттера (Ом):

$$r_{\text{Э}} := 2$$

Граничная частота (частота, на которой $h_{21\text{Э}}=1$) (Гц):

$$f_{\text{Гр}} := 1000 \cdot 10^6$$

Ёмкость эмиттерного перехода (Ф):

$$C_{\text{Э}} := 15 \cdot 10^{-12}$$

Напряжение смещения на базе (В):

$$U_{\text{Б0}} := 0$$

Напряжение база-эмиттер (φ_{T}) (В):

$$U_{\text{БЭ}} := 0.7$$

Активная ёмкость коллекторного перехода (Ф):

$$C_{\text{Ка}} := 1.3 \cdot 10^{-12}$$

Индуктивность вывода эмиттера (Гн):

$$L_{\text{Э}} := 0.7 \cdot 10^{-9}$$

Индуктивность вывода базы (Гн):

$$L_{\text{Б}} := 2.5 \cdot 10^{-9}$$

Температура корпуса транзистора (°C):

$$t_{\text{К}} := 85$$

Температурное сопротивление переход-среда (°C/Вт):

$$R_{\text{пс}} := 10$$

Максимальная постоянная рассеиваемая мощность коллектора (Вт):

$$P_{\text{К_макс}} := 1$$

Индуктивность вывода коллектора (Гн):

$$L_{\text{К}} := 2.5 \cdot 10^{-9}$$

1.1.2 Расчёт

1. Ожидаемый коэффициент усиления по мощности (Вт):

$$K_P := \left(\frac{f_{\text{тип}}}{f} \right)^2 \cdot K_{P_тип} = 512$$

2. Сопротивление потерь коллектора в параллельном эквиваленте (Ом):

$$r_{\text{КП}} := \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_{\text{К}})^2 \cdot r_{\text{К}}} = 7.017 \times 10^6$$

3. Коэффициент использования коллекторного напряжения с учётом сопротивления потерь коллектора в граничном режиме:

$$\xi_{\text{Гр}} := \frac{0.5}{1 + \frac{2}{S_{\text{Гр}} \cdot r_{\text{КП}}}} \cdot \left[1 + \sqrt{1 - \frac{16 \cdot P_{\text{ВЫХ}} \cdot \left(1 + \frac{2}{S_{\text{Гр}} \cdot r_{\text{КП}}} \right)}{S_{\text{Гр}} \cdot U_{\text{К0}}^2}} \right] = 0.974$$

4. Напряжение на коллекторе, приведённое к ЭГ (эквивалентному генератору) (В):

$$U_{\text{К}} := \xi_{\text{Гр}} \cdot U_{\text{К0}} = 11.692$$

5. Максимальное напряжение на коллекторе (В):

$$U_{\text{К_макс}} := U_{\text{К0}} + 1.2 \cdot U_{\text{К}} = 26.031$$

$$U_{\text{К_макс}} < U_{\text{К_доп}} = 0$$

6. Первая гармоника тока нагрузки, приведённая к ЭГ (А):

$$I_{\text{К1}} := \frac{2 \cdot P_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{К}}} = 0.154$$

7. Сопротивление нагрузки (эквивалентное сопротивление) и полное сопротивление, приведённые к ЭГ (Ом, Ом):

$$R_{\text{К}} := \frac{U_{\text{К}}}{I_{\text{К1}}} = 75.947$$

$$R_{K_полн} := \frac{R_K \cdot r_{KП}}{R_K + r_{KП}} = 75.946$$

8. Амплитуда первой гармоники тока, приведённая к ЭГ (А):

$$I_1 := I_{K1} \cdot \left(1 + \frac{R_K}{r_{KП}} \right) = 0.154$$

то же параметр по другой формуле:

$$I_1 := \frac{2 \cdot P_{ВЫХ}}{U_K} = 0.154$$

9. Крутизна по переходу (См):

$$S_{П} := \frac{42.5 \cdot I_1}{1 + 3.66 \cdot 10^{-3} \cdot t_{П}} = 4.546$$

10. Сопротивление рекомбинации (Ом):

$$r_{рек} := \frac{h_{21Э}}{S_{П}} = 15.397$$

11. Крутизна статической характеристики коллекторного тока (См):

$$S_{ст} := \frac{h_{21Э}}{r_{рек} + r_{Б} + r_{Э} \cdot (1 + h_{21Э})} = 0.428$$

12. Коэффициенты А и В:

$$A := 0.65 + 0.15 \cdot \frac{2 \cdot \pi \cdot f_{Гр} \cdot C_{Э}}{S} = 0.683$$

$$B := 0.67 + \frac{2 \cdot \pi \cdot f_{Гр} \cdot C_{Э}}{S} = 0.89$$

13. Коэффициент разложения:

$$\gamma_1 := \frac{A}{B - \frac{U_{Б0} - U_{БЭ}}{I_1} \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{Гр} \cdot C_{Э}} = 0.518$$

14. Из таблицы коэффициентов разложения косинусоидальных импульсов находим:

$$\Theta := 90$$

$$\cos\left(\Theta \cdot \frac{\pi}{180}\right) = 0$$

$$g_1 := 1.57$$

15. Амплитуда тока базы (А):

$$I_{B1} := \frac{2 \cdot \pi \cdot f}{2 \cdot \pi \cdot f_{Гр}} \cdot \left[I_1 \cdot \left(\frac{B}{A} + 2 \cdot \pi \cdot f_{Гр} \cdot C_K \cdot R_{K_полн} \right) - \frac{U_{B0} - U_{BЭ}}{A} \cdot (2 \cdot \pi \cdot f_{Гр} \cdot C_{Э}) \right] = 0.029$$

16. Модуль коэффициента усиления по току, приведённый к ЭГ (А):

$$K_i := \frac{I_{K1}}{I_{B1}} = 5.342$$

17. Пиковое обратное напряжение на эмиттере (В):

$$u_{ЭБ_пик} := -\frac{I_1 \cdot \left(1 + \cos\left(\Theta \cdot \frac{\pi}{180}\right) \right)}{2 \cdot \pi \cdot f_{Гр} \cdot C_{Э} \cdot \gamma_1} + U_{BЭ} = -2.453$$

18. Составляющие входного сопротивления транзистора первой гармонике в схеме с общим эмиттером (Ом, Ом), индуктивность между базой и эмиттером (Гн):

$$r_{ВХ1ОЭ} := \frac{r_B \cdot \left(1 + 2 \cdot \pi \cdot f_{Гр} \cdot C_{Ka} \cdot R_{K_полн} \cdot \gamma_1 \right) + 2 \cdot \pi \cdot f_{Гр} \cdot L_{Э} \cdot \gamma_1 + r_{Э}}{1 + 2 \cdot \pi \cdot f_{Гр} \cdot C_K \cdot R_{K_полн} \cdot \gamma_1} = 6.294$$

$$x_{ВХ1ОЭ} := 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L_B + \frac{2 \cdot \pi \cdot f \cdot L_{Э} - \frac{1 - \gamma_1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_{Э}} - r_{Э} \cdot \frac{2 \cdot \pi \cdot f_{Гр} \cdot \gamma_1}{2 \cdot \pi \cdot f}}{1 + 2 \cdot \pi \cdot f_{Гр} \cdot C_K \cdot R_{K_полн} \cdot \gamma_1} = -62.528$$

$$L_{BЭ} := \frac{|x_{ВХ1ОЭ}|}{2 \cdot \pi \cdot f} = 1.99 \times 10^{-7}$$

19. Коэффициент усиления по мощности в схеме с общим эмиттером:

$$K_{P_OЭ} := K_i^2 \cdot \frac{R_K}{r_{ВХ1ОЭ}} = 344.346$$

20. Постоянная составляющая коллекторного тока (А):

$$I_K := \frac{I_1}{g_1} = 0.098$$

21. Мощность, потребляемая от источника питания (Вт):

$$P_0 := I_K \cdot U_{K0} = 1.177$$

22. КПД коллектора:

$$\eta_K := \frac{P_{\text{ВЫХ}}}{P_0} = 0.765$$

23. Входная мощность (Вт):

$$P_{\text{ВХ}} := \frac{P_{\text{ВЫХ}}}{K_{P_OЭ}} = 2.614 \times 10^{-3}$$

24. Рассеиваемая мощность (Вт):

$$P_{\text{рас}} := P_0 - P_{\text{ВЫХ}} + P_{\text{ВХ}} = 0.279$$

25. Допустимая мощность рассеяния при данной температуре корпуса транзистора (Вт):

$$P_{\text{макс}} := \frac{t_{\text{П}} - t_{\text{К}}}{R_{\text{Пс}}} = 3.5$$

$$P_{K_макс} < P_{\text{макс}} = 1$$

26. Составляющие сопротивления нагрузки, приведённые к внешнему выводу коллектора в параллельном эквиваленте (Ом, Ом, Ом):

$$R_H := \frac{\left[2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_K \cdot \left[1 - (2 \cdot \pi \cdot f)^2 \cdot C_K \cdot L_K \right] \cdot R_K^2 - 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L_K \right]^2 + R_K^2}{\left[1 + (2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_K \cdot R_K)^2 \right] \cdot R_K} = 75.813$$

$$X_H := \frac{R_H \cdot R_K}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_K \cdot \left[1 - (2 \cdot \pi \cdot f)^2 \cdot C_K \cdot L_K \right] \cdot R_K^2 - 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L_K} = 944.83$$

R_H по другой формуле:

$$-R_H := \frac{U_K^2}{2 \cdot P_{\text{ВЫХ}}} = 75.947$$

27. Реактивная составляющая сопротивления нагрузки, приведённая к внешнему выводу коллектора в параллельном эквиваленте имеет положительный знак, т. е. индуктивную реакцию. Индуктивность, включенная в коллекторную цепь транзистора вместо дросселя с большим сопротивлением на рабочей частоте (Гн):

$$L_H := \frac{X_H}{2 \cdot \pi \cdot f} = 3.007 \times 10^{-6}$$

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Белов, Л. Н. Устройства генерирования и формирования радиосигналов [Текст]: учебное пособие для ВУЗов / Л. Н. Белов и др.; под ред. Г. М. Уткина и др. – М.: Радио и связь, 1994г. – 416с.
2. Благовещенский, В. В. Радиопередающие устройства [Текст]: / под ред. М. В. Благовещенского. – М.: Радио и связь, 1982
3. Петров, Б. Е. Радиопередающие устройства на полупроводниковых приборах / Б. Е Петров, В. А. Романюк. – М.: Высшая школа. – 1989г. – 232 с.
4. Уткин, Г. М. Проектирование радиопередающих устройств СВЧ [текст]: Учеб. пособие для вузов / Г. М. Уткин, М. В. Благовещенский, В. П. Жуховитская и др.; Под. ред. Г. М. Уткина. – М.: Сов. радио, 1979. – 320 с., илл.
5. Шахгильдян, В. В. Радиопередающие устройства [Текст]: учебное пособие для ВУЗов / В.В. Шахгильдян и др.; Под ред. В. В. Шахгильдяна. – М.: Радио и связь, 2003 – 560с.

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ
ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО
ПРОФЕССИОНАЛЬНОГО ОБРАЗОВАНИЯ
«САМАРСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ АЭРОКОСМИЧЕСКИЙ
УНИВЕРСИТЕТ имени академика С. П. КОРОЛЁВА
(национальный исследовательский университет)»
(СГАУ)

АВТОГЕНЕРАТОР С ТРАНСФОРМАТОРОЙ ОБРАТНОЙ
СВЯЗЬЮ

Методические указания к лабораторной работе

Самара 2013

ГЕНЕРАТОРЫ ГАРМОНИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ

Цель работы: Экспериментальное исследование и анализ автогенератора с трансформаторной обратной связью.

Приборы и материалы: Лабораторная установка ЛУ-15 «Генераторы гармонических колебаний», электронный осциллограф.

КРАТКИЕ СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОГЕНЕРАТОРАХ С ИНДУКТИВНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

LC – генератор предназначен для преобразования энергии источника постоянного тока в энергию незатухающих колебаний синусоидальной формы, частота которых определяется индуктивностью катушки и емкостью конденсатора колебательной системы.

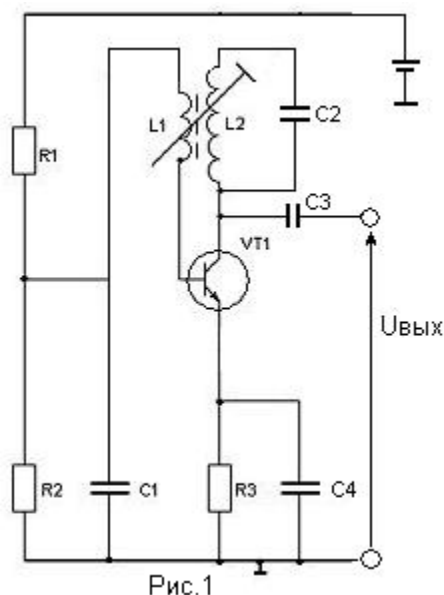
Любой автогенератор LC – типа состоит из: колебательного контура, в котором возбуждаются незатухающие колебания; активного элемента, посредством которого регулируется подача энергии от источника в контур элемента обратной связи, обеспечивающего передачу переменного напряжения необходимой величины из выходной цепи во входную для поддержания незатухающих колебаний в колебательном контуре.

Схема автогенератора с трансформаторной обратной связью приведена на рис.1. При включении источника 6В в контуре L2, C2 возникают электрические колебания, частота которых:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2C_2}}$$

Незатухающие колебания в контуре автогенератора установятся лишь при выполнении двух основных условий.

Во-первых, для восполнения потерь энергии необходимо хотя бы один раз за период сообщать колебательной системе определенную энергию. Причем



для поддержания постоянной амплитуды колебаний, энергия, поступающая извне, должна быть равна энергии потерь.

Во-вторых, фаза восполняющего потери тока должна быть такой, чтобы энергия колебательной системы увеличивалась.

Первое условие – условие баланса амплитуд. Оно в автогенераторах выполняется следующим образом: часть энергии из коллекторной цепи транзистора VT1 подается

в базовую цепь в виде ЭДС самоиндукции, наводимой на катушке L1, индуктивно связанной с катушкой L2. ЭДС взаимной индукции управляет базовым током транзистора VT1, что приводит к появлению в коллекторном токе переменной составляющей с частотой колебаний контура.

Второе условие – условие баланса фаз. Обратная связь, охватывающая автогенератор, должна быть положительной. Фаза переменной составляющей коллекторного тока транзистора VT1 должна быть такой, чтобы конденсатор C2 контура заряжался коллекторным током.

Для самовозбуждения генератора необходимо, чтобы фаза сигнала, поступившего по цепи обратной связи на вход усилительного элемента для его управления, была противоположна фазе сигнала на колебательном контуре и коллекторе транзистора, т.е. обратная связь должна быть положительной.

Условие баланса амплитуд выражается формулой:

$$K\beta = 1,$$

где K – коэффициент усиления каскада на транзисторе VT1, при отключенной катушке L1;

β - коэффициент передачи цепи обратной связи.

Условие баланса фаз выражается формулой:

$$\varphi_{oc} + \varphi_{yc} = 360^\circ,$$

где φ_{oc} и φ_{yc} - фазовые сдвиги, вносимые цепью обратной связи и усилителем.

ЗАДАНИЕ

Выполняется при подготовке

1. Повторить теоретический материал по LC – генераторам.
2. Вычертить в отчете схему исследования (рис.3) и табл.1
3. Ознакомиться с лицевой панелью лабораторной установки ЛУ-15 (рис.2) и правилами пользования измерительными приборами, которые используются при проведении работы.

Выполняется во время занятия

1. Исследовать влияние емкости конденсатора в колебательном контуре генератора на частоту генерации.
2. Исследовать влияние емкости нагрузки на частоту генерации.
3. Исследовать влияние напряжения источника питания и сопротивления нагрузки на работоспособность генератора.
4. Оформить отчет.

ЛУ-15 ГЕНЕРАТОРЫ ГАРМОНИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ

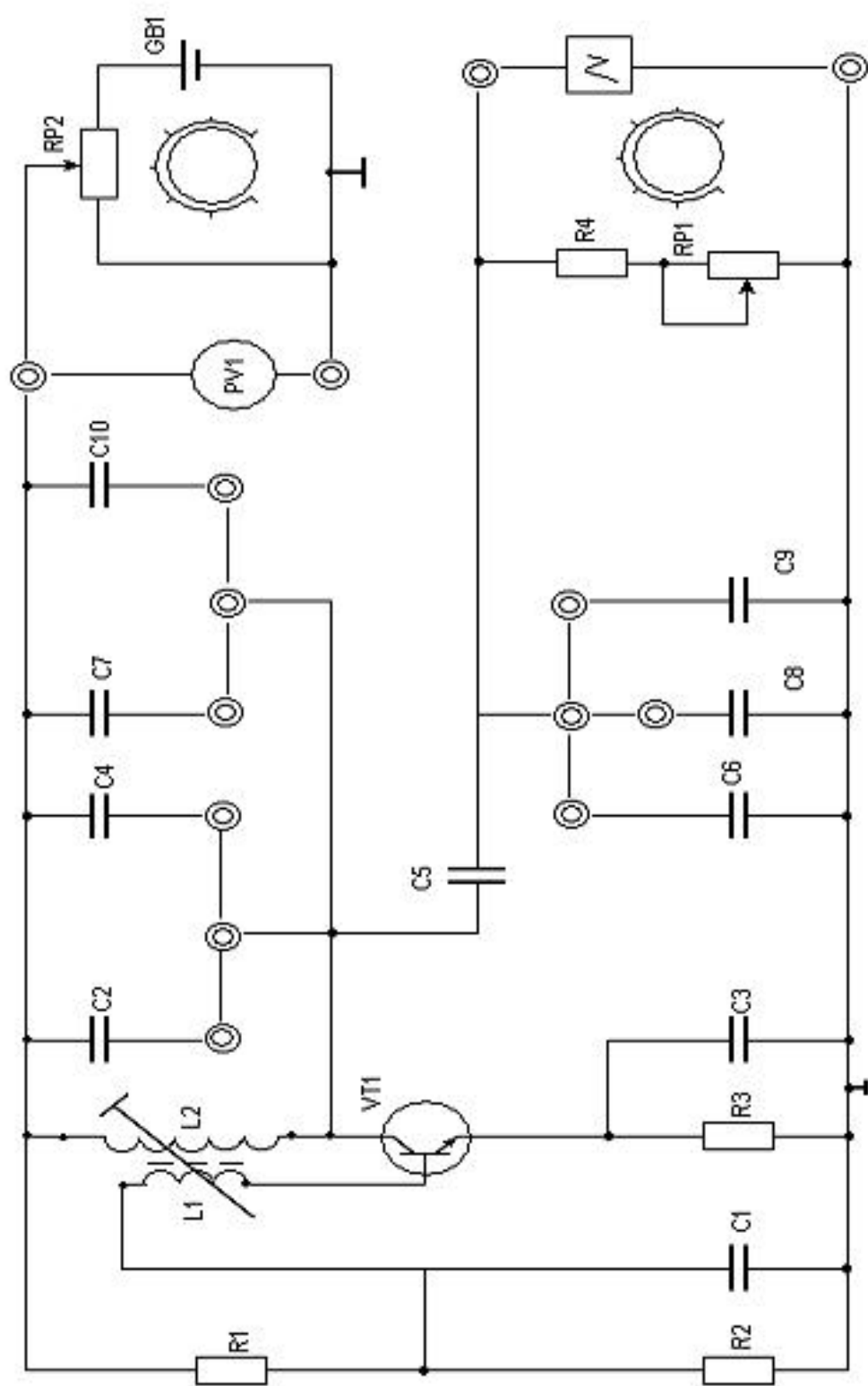


Рис.2

I. Исследование влияние емкости конденсатора в колебательном контуре генератора на частоту генерации

Используя короткозамкнутые перемычки (КЗП) соберите схему (рис.3).

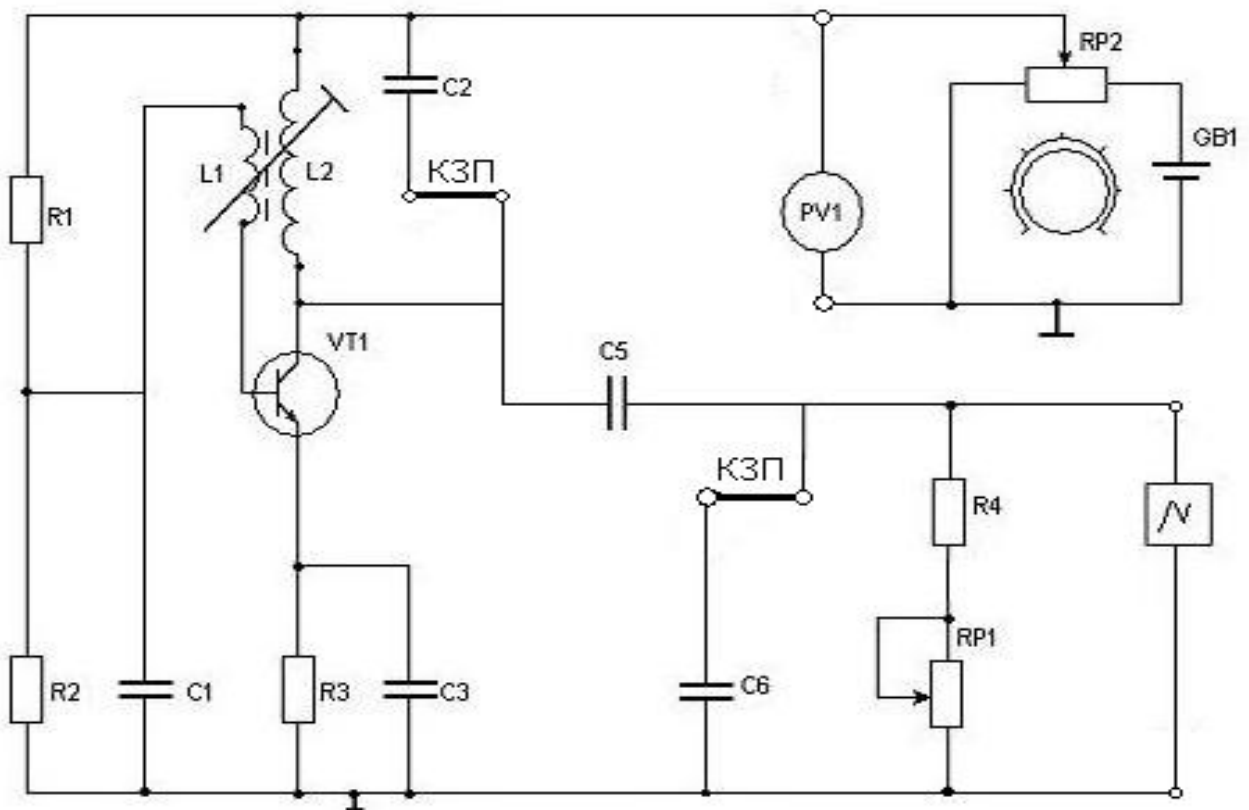


Рис.3

Включите лабораторную установку. С помощью ручки потенциометра RP2 установите по вольтметру напряжение 12В. Ручку потенциометра RP1 выведите в крайнее правое положение. Измерьте осциллографом частоту колебаний на выходе генератора. Результат измерений запишите в табл.1.

Таблица 1

Позиционное значение конденсатора	C	C	C	C	C	C	C
	2	4	7	10	6	8	9
Частота генерации	Измерен.						

, кГц	Расчетн.					–	–	–
-------	----------	--	--	--	--	---	---	---

Для исследования влияния емкости конденсатора на частоту генерации подключите в контур с помощью КЗП конденсаторы разной емкости согласно табл.1.

$$L2=4,3\text{МГн}$$

Измерьте с помощью осциллографа частоту генерации на выходе генератора при различных емкостях конденсаторов колебательного контура и запишите в табл.1. Выключите установку.

Используя выражение (1) рассчитайте частоту генерации для различных значений емкостей конденсатора и запишите в табл.1. Сравните измеренные и расчетные значения частоты и сделайте выводы.

II. Исследование влияния емкости нагрузки на частоту генерации

Соберите схему, представленную на рис.3. Включите лабораторную установку. С помощью ручки потенциометра RP2 установите по вольтметру напряжение 12В. Проверьте, что ручка потенциометра RP1 находится в крайнем правом положении. Подключите осциллограф к выходу генератора и, получив устойчивое изображение, измерьте частоту генерации. Подключая поочередно в схему с помощью КЗП конденсаторы С6, С8, С9, измерьте частоту на выходе генератора для разных значений емкости. Результаты измерений запишите в табл.1. Сделайте вывод о влиянии емкости нагрузки на частоту генерации, учитывая, что

$$C2 > C9 > C8. \text{ Выключите установку.}$$

III. Исследование влияния напряжения источника питания и сопротивления нагрузки на работоспособность генератора.

Соберите схему рис.3. Включите лабораторную установку. С помощью потенциометра RP2 установите по вольтметру напряжение 12В. Проверьте, что ручка потенциометра RP1 находится в крайнем правом положении. При подключенном осциллографе к выходу генератора, убедитесь в наличии генерации.

Уменьшая напряжение источника питания GB1 с помощью ручки потенциометра RP2 и измеряя его вольтметром, определите при каком напряжении питания происходит срыв генерации.

Установите режим устойчивой генерации. Затем, уменьшая нагрузку путем вращения ручки потенциометра RP1 влево, убедитесь во влиянии нагрузки на работоспособность генератора.

IV. Оформление отчета.

Отчет должен содержать:

- 4.1. Схему исследования (рис.3)
- 4.2. Заполненную табл.1
- 4.3 Расчетные формулы.
- 4.4. Выводы по каждому пункту задания с анализом результатов исследования.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. «Устройства генерирования и формирования радиосигналов» под ред. Г.М.Уткина.- М.: «Радио и связь», 1994.
2. Петров Б.Е., Романюк В.А. Радиопередающие устройства на полупроводниковых приборах. - М.: «Высшая школа».-1989.
3. «Радиопередающие устройства» под ред. М.В.Благовещенского, Г.В.Уткина.- М., «Радио и связь», 1982.
4. «Радиопередающие устройства», В.В. Шахгильдян и др.; Под ред. В.В.Шахгильдяна. - М.: «Радио и связь», 2003.

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ
ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО
ПРОФЕССИОНАЛЬНОГО ОБРАЗОВАНИЯ
«САМАРСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ
АЭРОКОСМИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ имени академика С. П.
КОРОЛЁВА
(национальный исследовательский университет)»
(СГАУ)

АМПЛИТУДНЫЕ МОДУЛЯТОРЫ

Методические указания к лабораторной работе

САМАРА 2013

АМПЛИТУДНЫЕ МОДУЛЯТОРЫ

Цель работы: Изучение схем и свойств амплитудных модуляторов, определение их параметров и модуляционных характеристик.

Амплитудная модуляция

Модуляция – управление электрическими колебаниями в соответствии с передаваемыми сообщениями путем воздействия на какой-нибудь параметр колебания (амплитуда, фаза, частота, длительность импульса и т.п.). Амплитудная модуляция – процесс воздействия на амплитуду колебания.

Модулированное напряжение при гармоническом воздействии можно записать следующим образом:

$$U(t) = (U_n + U_\Omega \cos \Omega t) \cos \omega_0 t = U_n (1 + m \cos \Omega t) \cos \omega_0 t, \quad (1)$$

Где U_n – амплитуда напряжения несущей частоты ω_0 ,

U_Ω – амплитуда напряжения модулятора,

Ω – модуляционная частота,

$m = \frac{U_\Omega}{U_n}$ – коэффициент (показатель) модуляции, $m_{max} = 1$.

Выражение (1) можно представить в следующем виде:

$$U(t) = U_n \left[\cos \omega_0 t + \frac{m}{2} \cos(\omega_0 + \Omega)t + \frac{m}{2} \cos(\omega_0 - \Omega)t \right], \quad (2)$$

Откуда видно, что спектр АМ – колебания состоит из несущего колебания с амплитудой U_n и двух боковых частот ($\omega_0 \pm \Omega$) с амплитудой $U_n \frac{m}{2}$, рисунок 1. Можно заметить, что боковые частоты имеют одинаковую фазу с несущей частотой.

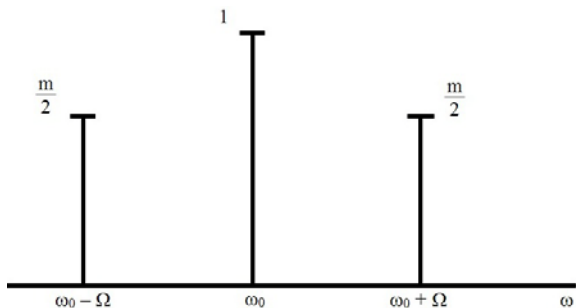


Рисунок 1

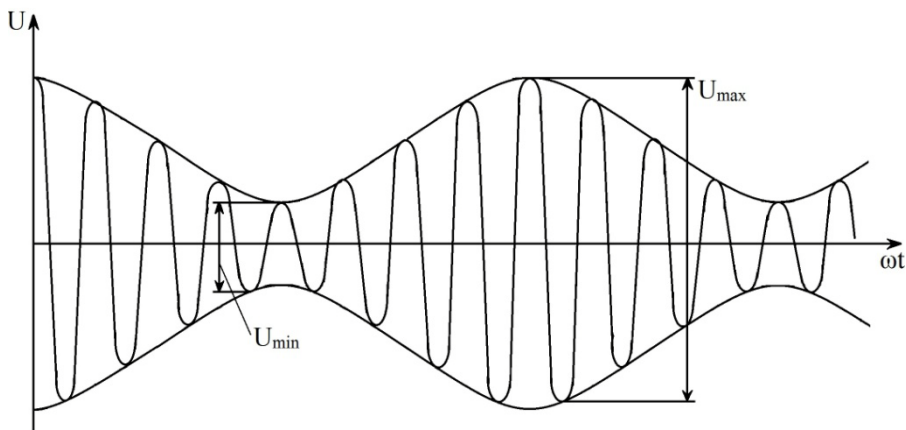


Рисунок 2

На рисунке 2 показана осциллограмма АМ – сигнала, по которой можно определить коэффициент модуляции:

$$m = \frac{U_{max} - U_{min}}{U_{max} + U_{min}}, \quad (3)$$

Определим максимальную мощность при АМ($\cos \Omega t = 1$):

$$P_m = \frac{1}{2} \frac{U_n^2(1+m)}{R_s} = P_n(1+m)^2,$$

Учитывая, что может быть $m = 1$, имеем:

$$P_{mm} = 4P_n.$$

Это значит, что генератор с АМ должен быть рассчитан на мощность в 4 раза большую, чем в режиме несущей (без модуляции).

Определим среднюю мощность при АМ:

$$P_{cp} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} P_n(1 + m \cos \Omega t)^2 d\Omega = P_n + \frac{m^2}{2} P_n,$$

Где $\frac{m^2}{2} P_n$ – мощность боковых частот, несущих информацию.

Обычно $m_{cp} = 0,3 \div 0,4$, тогда имеем

$$P_{\sigma} = \frac{m_{cp}^2}{2} P_n \approx \frac{0,4^2}{2} P_n = 0,08P_n.$$

Это значит, что мощность, затрачиваемая на передачу информации, составляет всего 8% от мощности несущей, то есть основная мощность тратится на передачу несущей. Таким образом, существенными недостатками АМ являются

необходимый запас по мощности генератора (четырёхкратный) и малый КПД по информационной мощности (8%).

Способы осуществления АМ

- 1) Изменением напряжения смещения на активном элементе (модуляция по входу);
- 2) Изменением напряжения питания на активном элементе (модуляция по выходу);
- 3) Изменением сопротивления нагрузки. Этот вид модуляции не используется.

- 1) Модуляция по входу АЭ (изменением смещения)

$$e_{ex} = E_{cm}(\Omega t) + U_{ex} \cos \omega_0 t.$$

Процесс модуляции показан на рисунке 3, откуда видно, что при модуляции изменяется угол отсечки от некоторого минимального до максимального, которые принимают 110-120°. Следовательно, работа происходит в недонапряжённом режиме, имеющем малый КПД и большую мощность рассеяния. В то же время имеют место хорошая линейность модуляционной характеристики и малая мощность модулятора.

Максимальная мощность выбирается в критическом режиме при $\Theta=110-120^\circ$. Имеем следующие связи режима максимальной мощности с режимом несущей ($\cos \Omega t = 1$):

$$I_{1H} = \frac{I_{1max}}{1+m}, I_{0H} = \frac{I_{0max}}{1+m}, U_H = \frac{U_{max}}{1+m},$$

$$P_{0H} = I_{0H} \cdot E_n = \frac{P_{0max}}{1+m}, P_{1H} = I_{1H} \cdot U_H = \frac{P_{1max}}{(1+m)^2},$$

$$\text{КПД: } \eta_H = \frac{P_{1H}}{P_{0H}} = \frac{\eta_{max}}{1+m} = \frac{\eta_{кр}}{1+m},$$

А так как в критическом режиме $\eta_{кр} \approx 0,7$, в режиме несущем получим $\eta_H \approx 0,35$, то есть весьма низкий.

В режиме модуляции имеем:

$$P_{1cp} = P_{1H} \left(1 + \frac{m^2}{2}\right), m_{cp} \approx 0,4, P_{1cp} = P_{1H}(1 + 0,08).$$

Такое же соотношение имеем для КПД:

$$\eta_{cp} \approx 1,08\eta_H,$$

То есть во всех режимах КПД генератора 35-40%.

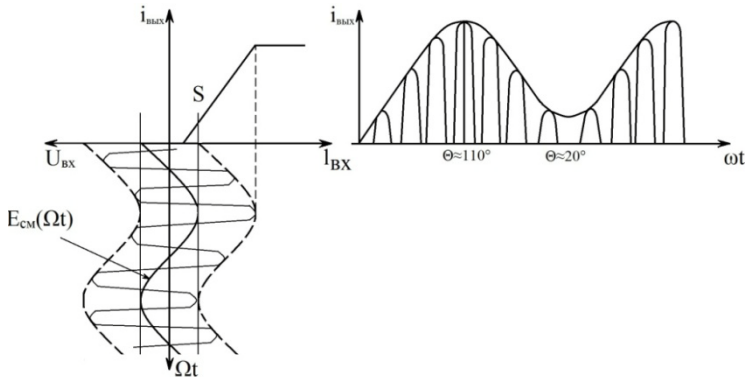


Рисунок 3

2) Модуляция по выходу АЭ (изменение питания)

$$e_{\text{вых}} = E_n(\Omega t) - U_{\text{вых}} \cos \omega_0 t$$

Процесс модуляции показан на рисунке 4, откуда видно, что при модуляции по питанию генератор работает в перенапряженном и сильно перенапряженном режимах.

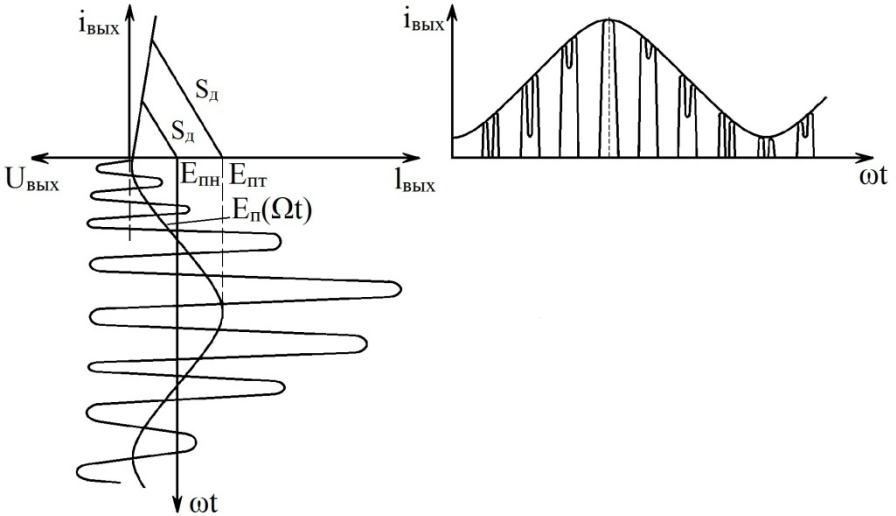


Рисунок 4

В режиме модуляции имеем следующие соотношения для токов и напряжений:

$$I_1 = I_{1н}(1 + m \cos \Omega t), \quad I_0 = I_{0н}(1 + m \cos \Omega t),$$

$$U_1 = I_1 R_э, \quad E_n = E_{нн}(1 + m \cos \Omega t),$$

Для мощностей:

$$P_1 = \frac{1}{2} I_1 U_1 = \frac{1}{2} I_{1н}^2 (1 + m \cos \Omega t)^2 R_э = P_{1н} (1 + m \cos \Omega t)^2,$$

$$P_0 = I_0 E_n = I_{0н} E_{нн} (1 + m \cos \Omega t)^2 = P_{0н} (1 + m \cos \Omega t)^2$$

и КПД:

$$\eta = \frac{P_1}{P_0} = \frac{P_{1н}}{P_{0н}} = \eta_n = \text{const} \approx 0,7,$$

То есть, имеем высокий и постоянный КПД.

Недостатки: требуется большая мощность модулятора и модуляционная характеристика нелинейна в начальном участке (при малых E_n).

Описание установки

Схема амплитудного модулятора представлена на рисунке 5. Она содержит источник модулирующего напряжения – автогенератор АГ частотой 1кГц и регулируемый источник питания в виде комплиментарного каскада на транзисторах VT1, VT2, VT3 с усилителем на транзисторе VT4, регулируемый источник тока смещения на операционном усилителе ОУ. В качестве управляемого ГВВ использован генератор, описанный в методических указаниях к лабораторной работе «Генератор с внешним возбуждением» и находящийся в одном корпусе с модуляторами.

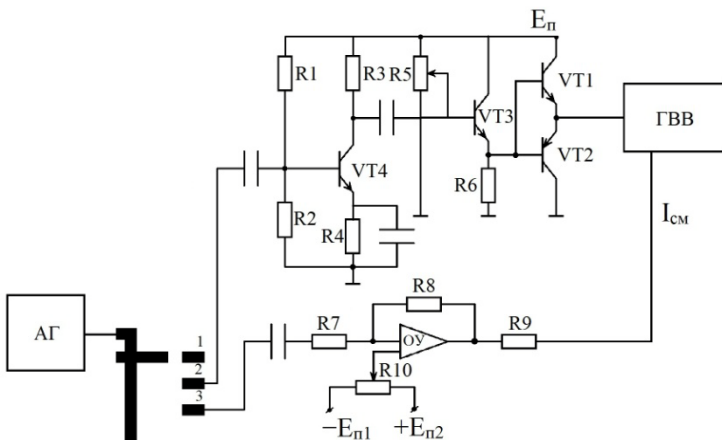


Рисунок 5

Регулировка питания ГВВ осуществляется делителем R5 от нуля до $+E_n$, регулировка тока смещения выполняется делителем R10 в диапазон $\pm I_{CM}$. Переключатель П1 определяет способ модуляции: 1 – без модуляции, 2 – по выходу от АГ, 3 – по входу от АГ.

Порядок выполнения работы

1 Пользуясь методическими указаниями к лабораторной работе «Генератор с внешним возбуждением», установить критический режим ГВВ по заданным преподавателем E_n , R_n , Θ , переключатель П1 в положении 1.

2 Изменяя напряжение питания $E_{\text{п}}$ снять статическую модуляционную характеристику по выходу $U_{\text{вых}}=F_3(E_{\text{п}})$. Построить график, определить границы линейного участка и рабочую точку $E_{\text{пн}}$ на середине этого участка.

3 Установить питание $E_{\text{пн}}$, переключатель П1-2. Изменяя амплитуду U_m модулятора, добиться примерно 50% модуляции по осциллограмме, развертка 2-3 мс. Зарисовать и определить коэффициент модуляции m . Изменяя амплитуду U_m , снять динамическую характеристику $m=F_4(U_m)$, построить характеристику.

4 Установить критический режим по п.1. Изменяя ток смещения $I_{\text{см}}$, снять статическую модуляционную характеристику по входу $U_{\text{вых}}=F_1(I_{\text{см}})$. Построить график, определить границы линейного участка и рабочую точку $I_{\text{смн}}$ на середине этого участка.

5 Установить смещение $I_{\text{смн}}$, переключатель П1-3. Изменяя амплитуду U_m модулятора, добиться примерно 50% модуляции по осциллограмме, развертка 2-3 мс. Зарисовать и определить коэффициент модуляции m . Изменяя амплитуду U_m , снять динамическую характеристику $m=F_2(U_m)$. Построить характеристику.

6 Оформить отчет.

Содержание: цель работы, схема модуляторов, таблицы и графики модуляционных характеристик (четыре), осциллограммы $U_{\text{вых}}$ (две), выводы по работе.

Контрольные вопросы

- 1 Параметры и характеристики амплитудной модуляции.
- 2 Сравнить по свойствам АМ и ЧМ.
- 3 Свойства АМ по входу.
- 4 Свойства АМ по выходу.
- 5 Что произойдет, если рабочую точку АМ выбрать неправильно?
- 6 Сравнить режимы работы ГВВ при модуляции по входу и выходу.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

- 1 Устройства генерирования и формирования радиосигналов. Под ред. Г.М. Уткина. – М.: Радио и связь, 1994.
- 2 Радиопередающие устройства. В.В. Шахгильдян и др. Под ред. В.В. Шахгильдяна. – М.: Радио и связь, 2003.

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ
ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО
ПРОФЕССИОНАЛЬНОГО ОБРАЗОВАНИЯ
«САМАРСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ АЭРОКОСМИЧЕСКИЙ
УНИВЕРСИТЕТ имени академика С. П. КОРОЛЁВА
(национальный исследовательский университет)»
(СГАУ)

ИССЛЕДОВАНИЕ ГЕНЕРАТОРА СВЧ НА ДИОДЕ С ПЕРЕНОСОМ ЭЛЕКТРОНОВ (ДИОД ГАННА)

Методические указания к лабораторной работе

Самара 2013

ИССЛЕДОВАНИЕ ГЕНЕРАТОРА СВЧ НА ДИОДЕ С ПЕРЕНОСОМ ЭЛЕКТРОНОВ (ДИОД ГАННА)

1. Цель работы

Ознакомление с принципом работы генератора СВЧ на диоде с переносом электронов (ДПЭ); снятие характеристик генератора: статической $I_0 = F(U_0)$, динамической $\Gamma = F(U_0)$, спектральной f_1, f_2, \dots , модуляционной $f = F(U_0)$; определение параметров генератора.

2. Генераторы СВЧ на диодах с переносом электронов

Активным элементом генераторов на ДПЭ является диод Ганна, работа которого основана на эффекте Ганна.

Эффект Ганна заключается в том, что при приложении к образцу полупроводника постоянного напряжения больше некоторого порогового уровня $U_{\text{пор}}$ в цепи источник питания–диод–сопротивление нагрузки возникают колебания электрического тока, рис. 1.

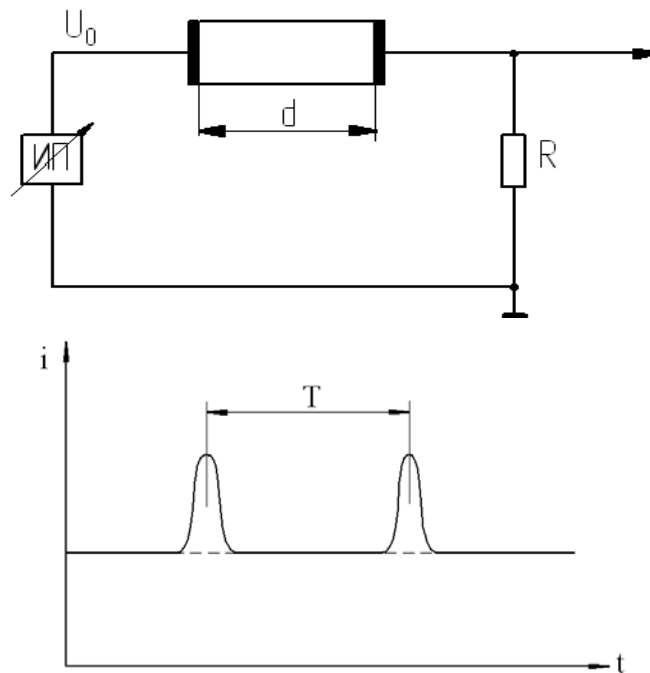


Рисунок 1 – Схема эксперимента Ганна

Это явление было обнаружено в 1963 г. английским ученым Дж. Ганном в полупроводниковых материалах арсенид галлия GaAs, фосфат индия InP и некоторых других. Известные полупроводники германий и кремний этим эффектом не обладают.

Генераторы на ДПЭ применяются как малошумящие усилители и автогенераторы в диапазонах волн 7–150 ГГц при мощности до 500 мВт в непрерывном режиме и до единиц Вт – в импульсном. Достоинство таких генераторов – малые габариты, простота.

Модуляция – импульсная или частотная.

Конструктивно диод Ганна представляет собой пластинку толщиной d однородного полупроводника n -типа с нанесенными омическими или n^+ -контактами и строго говоря диодом не является. Анод и катод различают по следующим признакам: около катода вносится неоднородность, а анод делают более массивным, так как основная мощность рассеивается на аноде.

2.1 Принцип действия диода Ганна

Эффект Ганна объяснить законами электротехники не представляется возможным.

Объяснение дает квантовая теория.

Согласно этой теории:

– микрочастицы вещества (в данном случае электроны) занимают строго определенные энергетические уровни, причем при переходе с уровня на уровень они либо поглощают энергию, либо выделяют;

– электрон, движущийся в кристалле полупроводника со скоростью V , обладает волновыми свойствами и характеризуется длиной волны $\lambda_{\text{э}}$,

волновым вектором $K = \frac{2\pi}{\lambda_{\text{э}}} = \frac{m^* V}{h}$, где m^* – эффективная масса электрона,

отличающаяся от физической массы m , и подвижностью $\mu = \frac{V}{E} \left[\frac{\text{см}^2}{\text{В} \cdot \text{с}} \right]$;

- эффективная масса m^* и подвижность μ электрона определяются энергетическим уровнем, на котором расположен электрон;
- энергия электрона W зависит от волнового вектора K , рис. 2.

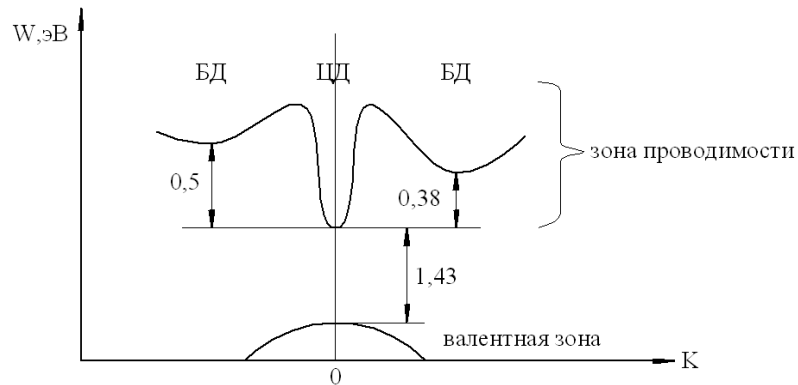


Рисунок 2 – Энергетические зоны (долины) арсенида галлия

Как видно из рис. 2, кристалл полупроводника имеет 3 зоны проводимости, называемых долинами. Минимум центральной долины ЦД расположен при $K = 0$, он отстоит от валентной зоны на 1,43 эВ. Минимумы боковых долин БД отстоят от ЦД на 0,38 и 0,5 эВ соответственно. Электроны в центральной долине имеют эффективную массу $m_1^* = 0,066m$ и подвижность $\mu_1 = 6000 - 9000 \frac{см^2}{В \cdot с}$.

В боковых долинах $m_2^* = 0,85m$, то есть существенно больше m_1^* , а подвижность

$$\mu_2 = 100 - 150 \frac{см^2}{В \cdot с}, \text{ то есть в десятки раз меньше } \mu_1.$$

Концентрации электронов в долинах n_2 и n_1 , подчиняются закону Больцмана

$$n_2/n_1 = A_c \exp[-(W_2 - W_1)/K_B T],$$

где $A_c = 46$ для GaAs, K_B – постоянная Больцмана, T – абсолютная температура.

При комнатной температуре 300 К и $\Delta W = 0,38$ эВ имеем $n_2/n_1 < 1 \cdot 10^{-4}$, то есть практически все электроны находятся в центральной долине.

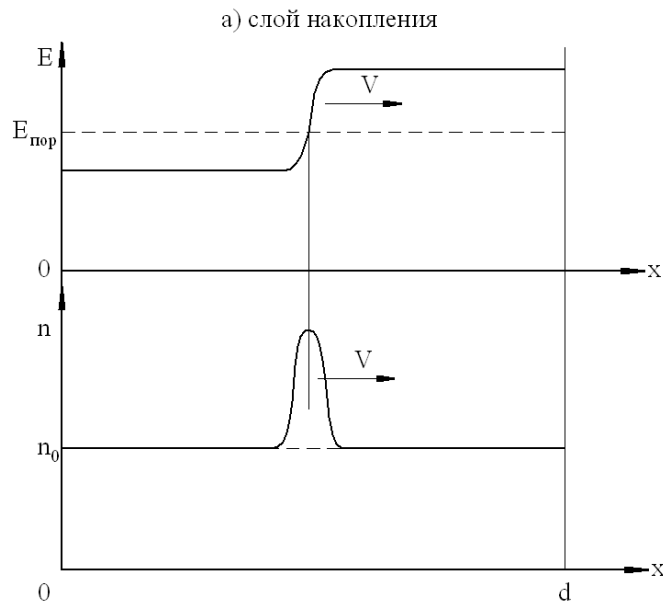
При приложении и увеличении постоянного напряжения на диоде электронный газ разогревается, энергия электронов увеличивается. В результате число электронов, преодолевших энергетический барьер, увеличивается.

Происходит релаксация электронов, то есть переход в другое качество $m_1^* \rightarrow m_2^*$, $\mu_1 \rightarrow \mu_2$.

Это вызывает торможение электронов.

Поступающие с катода быстрые и легкие электроны после релаксации образуют слой накопления (сгусток). Образование сгустка может произойти в любом месте кристалла, но чаще всего это происходит на неоднородности.

Неоднородность, вносимая у катода (см. выше), позволяет осуществить образование сгустка у катода и тем самым использовать все пролетное пространство d полупроводника.



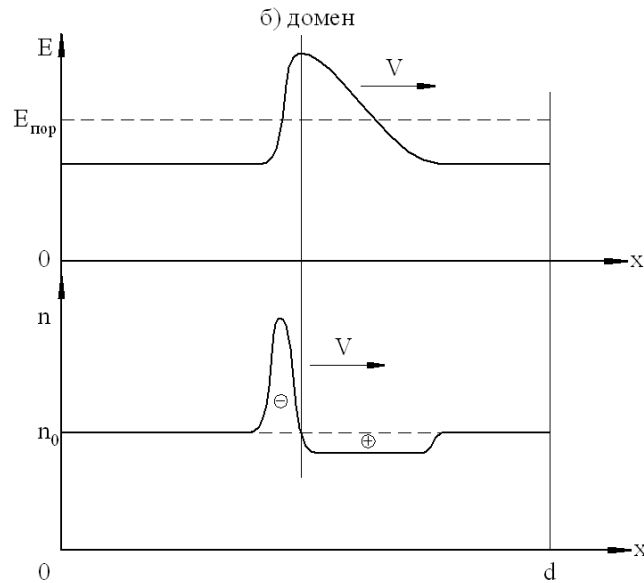


Рисунок 3 – Распределение пространственного заряда и поля в диоде Ганна

Слой накопления деформирует первоначальное поле, рис. 3 а), причем в сторону анода напряженность поля E увеличивается, а в сторону катода – уменьшается. Деформация поля приводит к еще большему накоплению электронов. Поле сгустка (аналогично отрицательной сетке радиолампы) замедляет приток быстрых электронов с катода, а со стороны анода имеем массу «тяжелых» медленных электронов, что стабилизирует среднюю скорость электронов в цепи, а, следовательно, и ток. Чем больше приложенное напряжение, тем больше сгусток и больше неравномерность поля, а средняя скорость и постоянная составляющая тока остаются на прежнем уровне. Слой накопления под действием поля дрейфует по направлению к аноду, увеличиваясь в объеме, и достигая анода создает импульс тока во внешней цепи. Далее конфигурация поля восстанавливается

$E = \frac{U_0}{d}$ и процесс повторяется.

Частота импульсов определяется временем пролета τ_{np} сгустка через диод

$f = \frac{1}{\tau_{np}} = \frac{V_{др}}{d}$, а с учетом, что $V_{др} \approx 10^7$ см/с, имеем:

$$f_{np} [ITu] = \frac{100}{d [мкм]}.$$

Если время пролета достаточно большое, то слой накопления может перейти в конфигурацию накопление–обеднение, рис. 3 б) и создать значительную местную неоднородность поля, называемую ДОМЕНОМ.

На формирование домена требуется время

$$\tau_{\phi} \approx (5 - 20)\tau_p, \text{ где } \tau_p - \text{ время релаксации}$$

$$\tau_p \approx (1 - 3) \text{ пс.}$$

Поэтому образование домена возможно при $\tau_{np} > \tau_{\phi}$.

В соответствии с вышеизложенным скорость дрейфа электронов в диоде определяется выражением

$$V_{др} = \frac{n_1\mu_1 + n_2\mu_2}{n_1 + n_2} E = \mu_{cp} E,$$

а ток (вольтамперная характеристика)

$$i = A\bar{e}(n_1\mu_1 + n_2\mu_2)E = A\bar{e}(n_1\mu_1 + n_2\mu_2) \frac{U_0}{d}.$$

Как видно из этих выражений, обе зависимости имеют одну и ту же форму, рис. 4.

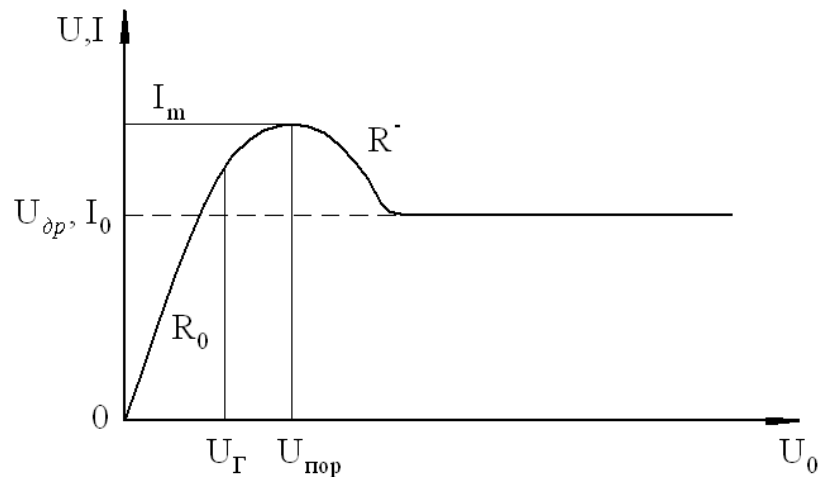


Рисунок 4 – Статическая вольтамперная характеристика диода Ганна

Характеристика имеет участок с положительным наклоном, соответствующий R_0 , участок отрицательного сопротивления R^- и участок постоянного тока I_0 и скорости $V_{др}$. Гашение сгустков (импульсы тока

пропадают) происходит при U_r несколько меньшим $U_{пор}$, что наблюдается при снижении напряжения U_0 (обратная ветвь динамической характеристики).

2.2. Режимы работы генератора на ДПЭ

Генератор на диоде Ганна, рис. 5, как и все генераторы содержит активный элемент ДПЭ, колебательную цепь L, C и сопротивление нагрузки R_H . Режим также зависит от размеров кристалла, то есть от расстояния d между анодом и катодом. При этом импульсы тока, возбуждающие колебательную цепь, могут быть образованы как за счет сгустков электронов (доменов), так и за счет ветви отрицательного сопротивления вольтамперной характеристики.

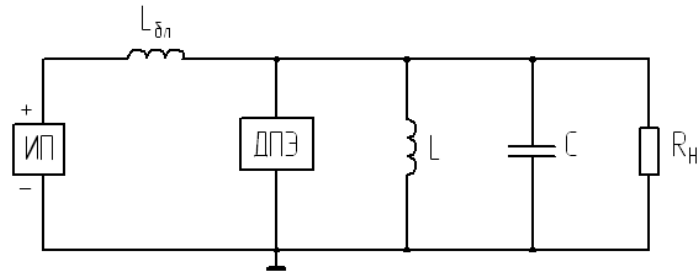


Рисунок 5 – Принципиальная схема генератора на ДПЭ

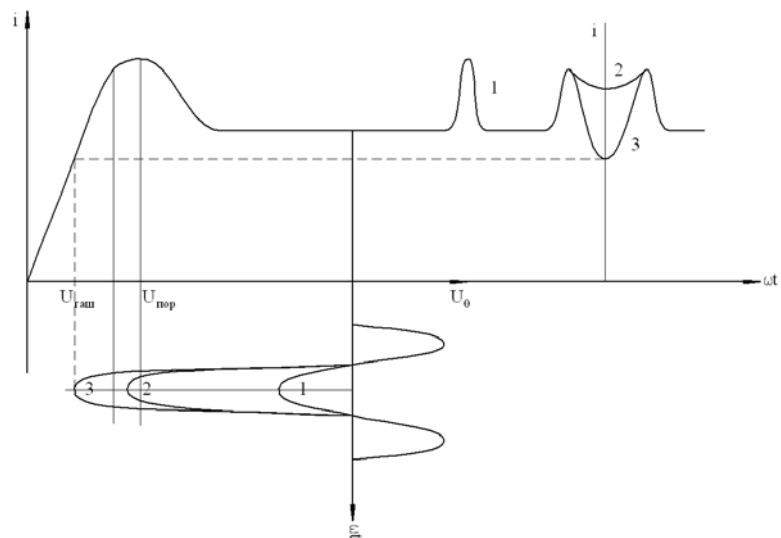


Рисунок 6 – Режимы работы генератора на ДПЭ

Рассмотрим возможные режимы.

Пролетный режим

1) Сопротивление нагрузки выбирается таким, что отрицательная полуволна напряжения не доходит до $U_{пор}$, рис. 6.1.

В результате сгустки не рассасываются, а доходят до анода и создают импульсы тока.

Ветвь отрицательного сопротивления не работает.

2) Частота настройки колебательной цепи согласована с временем пролета электронов τ_{np} , то есть с пролетной частотой

$$f_{ген} = f_0 = f_{np} = \frac{1}{\tau_{np}}.$$

3) Напряжение питания выбирается из условия 1) и отсутствия пробоя диода.

КПД пролетного режима $\eta \approx 1 \div 2 \%$

Режим с гашением слоев накопления

1) Сопротивление нагрузки выбрано таким, что отрицательная полуволна заходит в область гашения слоя накопления, то есть $U_0 < U_{г}$, рис. 6.3.

2) Напряжение питания выбирается из условия 1) и отсутствия пробоя диода.

3) Диапазон частот генерации может быть расширен вследствие гашения сгустков:

$$\frac{f_{np}}{2} < f_{ген} < (2 \div 3)f_{np}.$$

Так как в процессе работы слои накопления или домены гасятся, то импульсы тока создаются за счет отрицательного сопротивления (статическая характеристика становится динамической).

КПД этого режима $\eta \approx 3 \%$

Режим гибридный (с задержкой сгустков)

1) Сопротивление нагрузки выбрано таким, что отрицательная полуволна напряжения заходит в область между U_{Γ} и $U_{\text{пор}}$. Сгустки электронов не гасятся, доходят до анода и работает также область отрицательного сопротивления, рис. 6.2.

2) Напряжение питания выбирается из условия 1) и отсутствия пробоя диода.

3) Диапазон частот генерации может быть расширен в меньшую сторону от f_{np} вследствие задержки сгустков:

$$\frac{f_{np}}{2} < f_{ген} < f_{np}.$$

Импульсы тока создаются как сгустками, так и за счет отрицательного обратного сопротивления.

КПД гибридного режима $\eta \approx 7\%$

Режим ограниченного накопления заряда (ОНОЗ)

1) Сопротивление нагрузки выбирается таким, что отрицательная полуволна не доходит до U_{Γ} , то есть сгустки не гасятся (как в пролетном и гибридном режимах).

2) Частота настройки выбирается больше f_{np} и кратной ей:

$$f_{ген} = n f_{np} < \frac{1}{\tau_{\phi}},$$

то есть за один период домен не успевает сформироваться.

3) Поскольку частота генерации не связана с пролетной частотой, то можно увеличить в n раз пролетное пространство и тем самым увеличить напряжение питания U_0 и мощность диода.

При работе в пролетном пространстве возникают n сгустков, каждый из которых может за несколько периодов (при подлете к аноду) образовать домен, рис. 7.

Режим ОНОЗ наиболее эффективен, КПД $\eta \approx 17\%$

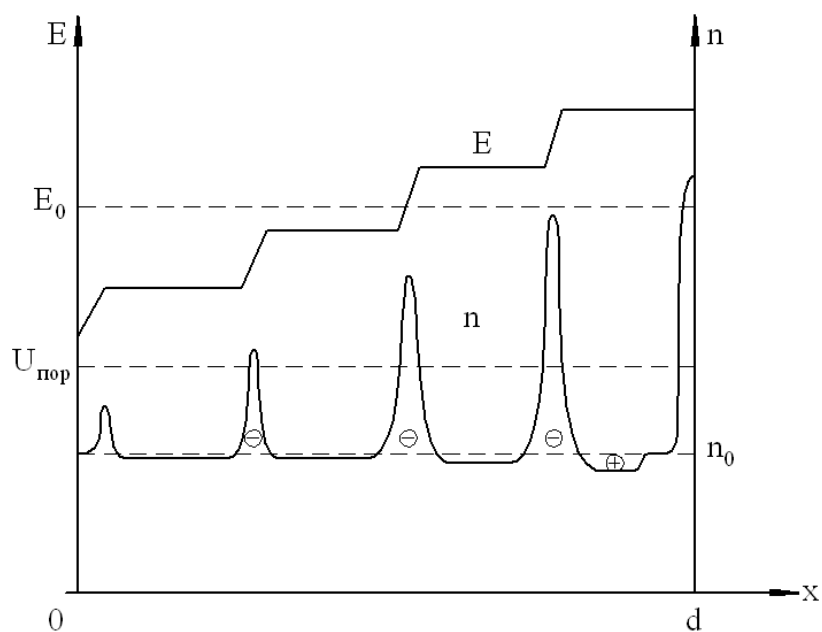


Рисунок 7 – Режим ОНОЗ, пространственный заряд n и напряженность поля E в диоде

3. Описание лабораторной установки

Схема лабораторной установки приведена на рис. 8. Она содержит генератор на ДПЭ, детекторную головку Д с сопротивлением нагрузки R_n , источник питания ИП, гетеродинный волномер ГВ, измерительные приборы: вольтметр V , миллиамперметр mA , микроамперметр μA .

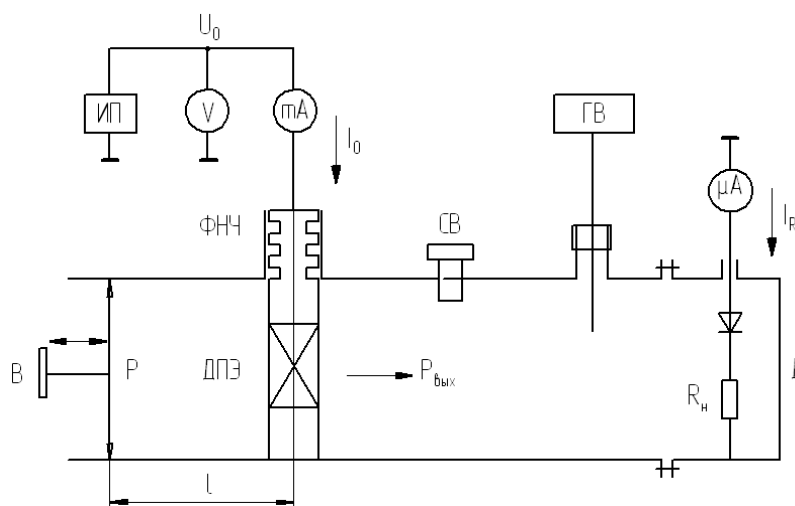


Рисунок 8 – Схема лабораторной установки

Генератор выполнен в волноводном варианте и содержит резонатор P , настраиваемый винтом B путем изменения длины резонатора l , диод Ганна ДПЭ, расположенный в пучности электрического поля, фильтр ФНЧ, согласующий винт СВ. Источник питания имеет плавную регулировку напряжения, 2 выключателя, один из которых совмещен с ручкой регулировки.

Гетеродинный волномер представляет собой супергетеродинный приемник и служит для измерения частоты генерации.

Измерение частоты производят следующим образом. Вращая ручку настройки гетеродина добиваются совпадения на индикаторе ГВ импульсов опорного и принимаемого сигналов. При этом отмечают две частоты гетеродина, соответствующие прямому f_n и зеркальному f_z каналам приемника ГВ. Измеряемая частота определяется по формуле:

$$f_{ген} = \frac{f_n + f_3}{2}$$

по той шкале гетеродина, где $f_n - f_3 = 2f_{np}$.

$$f_{np} = 160 \text{ МГц.}$$

Мощность генератора определяется по формуле

$$P \sim I_{\sim}^2 R_H, \text{ где } R_H = 50 \text{ Ом.}$$

4. Порядок выполнения работы

Перед началом выполнения работы убедитесь в надежности соединений, заземлений.

Выключатели – в положении «Выкл.», ручка регулировки напряжения – в левом крайнем положении ($U_0 = 0$).

С разрешения преподавателя включить источник питания и гетеродинный волномер.

4.1. Снятие статической и динамической характеристик генератора

Изменяя регулятором напряжение питания U_0 с шагом 0,5 В снять статическую характеристику, то есть зависимость тока диода ДПЭ I_0 от напряжения питания U_0 .

Таким же образом снять динамическую характеристику, то есть зависимость тока нагрузки I_{\sim} от напряжения питания U_0 , изменяя U_0 в сторону увеличения и в сторону уменьшения.

По данным эксперимента построить на одном графике зависимости:

$$I_0(U_0), I_{\sim}(U_0 \uparrow), I_{\sim}(U_0 \downarrow).$$

Определить по графику $I_0(U_0)$ сопротивления R_0, R_{\sim}^{-} , максимальную мощность генерации P_m и амплитуду напряжения на нагрузке U_{\sim}^{-} .

Определить режим генерации.

4.2. Определение частот генерации (спектральная характеристика)

Используя ГВ, определить частоты генерации (2 ÷ 3) описанным в п. 3 способом.

Отметить основную частоту, соизмеряя ее с размерами волновода.

4.3. Снятие модуляционной характеристики

Настроить ГВ на основную частоту при максимальном $\Gamma(U_0)$. Изменяя U_0 в сторону уменьшения и используя ГВ снять зависимость f_1 от U_0 (5 точек).

Построить модуляционную характеристику $f_1(U_0)$.

Определить крутизну электронной перестройки:

$$K_f = \frac{\Delta f}{\Delta U_0}.$$

Оценить величину максимальной нестабильности источника питания по формуле:

$$\delta U = \frac{f_0}{U_0} \cdot \frac{\delta f}{K_f}, \text{ где } \delta f = 10^{-4} - \text{заданная нестабильность частоты генерации.}$$

Содержание отчета

- 1) Цель работы
- 2) Принципиальная схема генератора на ДПЭ.
- 3) Таблицы экспериментальных и расчетных величин.
- 4) Графики зависимостей $I_0(U_0)$, $I_-(U_0 \uparrow)$, $I_-(U_0 \downarrow)$, частоты генерации f_1, f_2 , ... и т.д., $f_1(U_0)$.
- 5) Параметры генератора $R_0, R^-, U^-, P_m, K_f, \delta U$.
- 6) Выводы

Контрольные вопросы

1. Сформулировать эффект Ганна.
2. Объяснить принцип действия диода Ганна.
3. Пояснить характерные участки и точки вольтамперной характеристики диода Ганна.
4. Пояснить распределение пространственного заряда и напряженности поля в диоде Ганна.
5. Пояснить за счет чего происходит формирование импульсов тока в генераторе на ДПЭ.
6. Режимы работы генератора на ДПЭ, как обеспечить тот или иной режим.
7. Способы перестройки частоты генератора на ДПЭ.
8. Пояснить несовпадение прямой и обратной ветвей $\Gamma(U_0)$.

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ
ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО
ПРОФЕССИОНАЛЬНОГО ОБРАЗОВАНИЯ
«САМАРСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ АЭРОКОСМИЧЕСКИЙ
УНИВЕРСИТЕТ имени академика С. П. КОРОЛЁВА
(национальный исследовательский университет)»
(СГАУ)

ТРАНЗИСТОРНЫЙ ЧМ АВТОГЕНЕРАТОР

Методические указания к лабораторной работе

Самара 2013

ТРАНЗИСТОРНЫЙ ЧМ АВТОГЕНЕРАТОР

Цель работы:

1. Изучение способов управления частотой одноконтурного АГ на полупроводниковом триоде;
2. Изучение статических характеристик АГ с двумя видами частотных модуляторов: ЧМ на варикапах и ЧМ на диодах в ключевом режиме.

КРАТКАЯ ТЕОРИЯ

Введение

Безынерционное управление частотой АГ по заданному закону необходимо при осуществлении частотной модуляции, частотной и фазовой автоподстройки частоты и решении других радиотехнических задач. Обычно при этом требуется, чтобы отсутствовала (или не превышала определенной величины) паразитная амплитудная модуляция, а стабильность частоты в режиме молчания была высокой.

Глубина паразитной амплитудной модуляции колебаний АГ сильно зависит от напряженности режима его работы. При недонапряженном режиме паразитная АМ невелика, но стабильность средней частоты колебаний значительна. Поэтому стабильные диапазонные АГ обычно работают в недонапряженном режиме.

Частота колебаний АГ ω близка к собственной частоте колебательного контура ω_0 . Отклонение ω от ω_0 находится из уравнения баланса фаз АГ и зависит от фазы коэффициента обратной связи φ_{oc} , фазы средней крутизны и затухания контура δ :

$$\omega = \omega_0 \left(1 + \frac{\delta}{2} \cdot (\varphi_{oc} - \varphi_s) \right)$$

Управлять частотой автоколебаний можно меняя ω_0^2 , $\varphi_{ос}$, φ_s или δ . Воздействие на ω_0 является наиболее эффективным способом изменения частоты колебаний. В исследуемых частотных модуляторах управление частотой осуществляется путем изменения эквивалентной емкости с помощью модулятора, присоединяемого к контуру. В данной работе изучаются:

- а). частотный модулятор с использованием емкости запертого р-п перехода;
- б). модулятор с полупроводниковыми диодами, работающими в ключевом режиме и позволяющими изменять среднее время подключения постоянной емкости к контуру.

Частотные модуляторы с реактивными транзисторами (аналоги реактивных ламп) оказываются более сложными, чем модуляторы с диодами, и применяются редко. Использование модуляторов с ферритами и варикондами и приводит к существенному снижению стабильности частоты автоколебаний, поэтому они применяются лишь в случаях, когда необходимо получать большие девиации частоты при невысоких требованиях к ее стабильности.

Частотный модулятор на емкости запертого р-п перехода

Величина барьерной емкости р-п перехода зависит от величины приложенного к ней запирающего напряжения. Выражение для емкости резкого перехода можно записать в виде:

$$C = C_0 \cdot \sqrt{\frac{\varphi}{\varphi - e_n}}, \quad \Delta C = C - C_0 \quad (1)$$

где φ - контактная разность потенциалов ($\varphi > 0$);

e_n - запирающее напряжение на переходе ($e_n < 0$);

C_0 - емкость перехода, $e_n = 0$.

Важно отметить, что пределы изменения e_n ограничены. Чтобы р-п переход был заперт, e_n должно быть отрицательным. С другой стороны e_n по абсолютной величине не должно превышать пробивного напряжения $e_{нБ}$.

Таким образом, запертый полупроводниковый диод характеризуется тремя параметрами:

C_0 , φ и $e_{н\Xi}$ (в справочнике $e_{н\Xi}$ дано по модулю).

В частотных модуляторах АГ КВ и СВ диапазонов используются закрытые резкие переходы стабилитронов Д808-Д814 и специальных диодов-варикапов Д901-Д902. Параметры диодов приведены в таблице 1.

Таблица 1

Тип диода	Д808	Д809	Д811	Д813	Д814А	Д801В	Д901Е	КВ-104Б
С, пФ	720	460	240	350	350	190	210	290
φ , в	0,77	0,85	0,89	0,94	0,92	0,98	0,802	0,83

Основные свойства генератора с ЧМ определяются его модуляционной характеристикой – зависимостью отклонения частоты от модулирующего напряжения. Чтобы изучить ее, рассмотрим процессы в частотном модуляторе с р-п переходом, к которому приложена сумма постоянного напряжения E_n ($E_n < 0$), модулирующего напряжения с частотой Ω и амплитудой U_Ω и высокочастотного напряжения с частотой ω и амплитудой U_n :

$$e_n = E_n + U_\Omega \cos \omega t + U_n \cos \omega t$$

Чтобы ЧМ не сопровождалось паразитной АМ, мгновенное напряжение на диоде должно удовлетворять следующим условиям:

- а). не должно быть отрицательным;
- б). не должно превышать по абсолютной величине $e_{н\Xi}$.

Эти условия удовлетворяются, если выполнены неравенства:

$$\begin{aligned} E_n + U_\Omega + U_n &\leq 0 \\ E_n - U_\Omega - U_n &\leq |e_{н\Xi}| \end{aligned} \quad (2)$$

В данной работе ставится задача – получить максимальную девиацию частоты в АГ при заданной амплитуде напряжения на контуре и заданном варикапе. При этом модуляционная характеристика может иметь

значительную нелинейность, т.е. такая постановка задачи о расчете модулятора пригодна, если не предъявляются жесткие требования к линейности характеристики.

Примем следующие обозначения:

C_k - полная емкость контура АГ с учетом начальной емкости варикапа C_n ;

L_k - полная индуктивность контура;

ΔC - отклонение емкости варикапа от значения, соответствующего $e_n = E_n$;

P_0 - коэффициент включения варикапа в контур при $\Delta C = 0$.

Будем считать, что $\varphi_{oc} = \varphi_k = 0$ и, следовательно, $\omega = \omega_0$.

Далее под ω_0 будем подразумевать собственную частоту (или частоту автоколебаний) при $\Delta C = 0$.

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_k \cdot C_k}}$$

Если изменения емкостной проводимости варикапа $\omega \cdot \Delta C$ мало по сравнению с реактивной проводимостью ветви контура, параллельно которой он включен, то вызванное изменением проводимости отклонение частоты от ω_0 (девиация частоты) определяется формулой:

$$\Delta\omega = \omega - \omega_0;$$

$$\omega = \omega_0 \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{\Delta C(e_n)}{C_k}}}$$

Выражение (3) вместе с зависимостью $\Delta C(e_n)$ (1) определяет модуляционную характеристику генератора.

Максимальная девиация может быть достигнута при выборе оптимального коэффициента включения варикапа в контур $P_0 = P_{0 \text{ опт}}$.

Существование этого оптимума ожидается из следующих соображений. В.ч. напряжение на варикапе пропорционально P_0 и U .

$$U_n = p_0 \cdot U \quad (4)$$

Из (3) видно, что при малых P_0 и ограниченном изменении емкости ΔC отклонение частоты $\Delta\omega$ от ω_0 будет мало. Стремление увеличить $\Delta\omega$

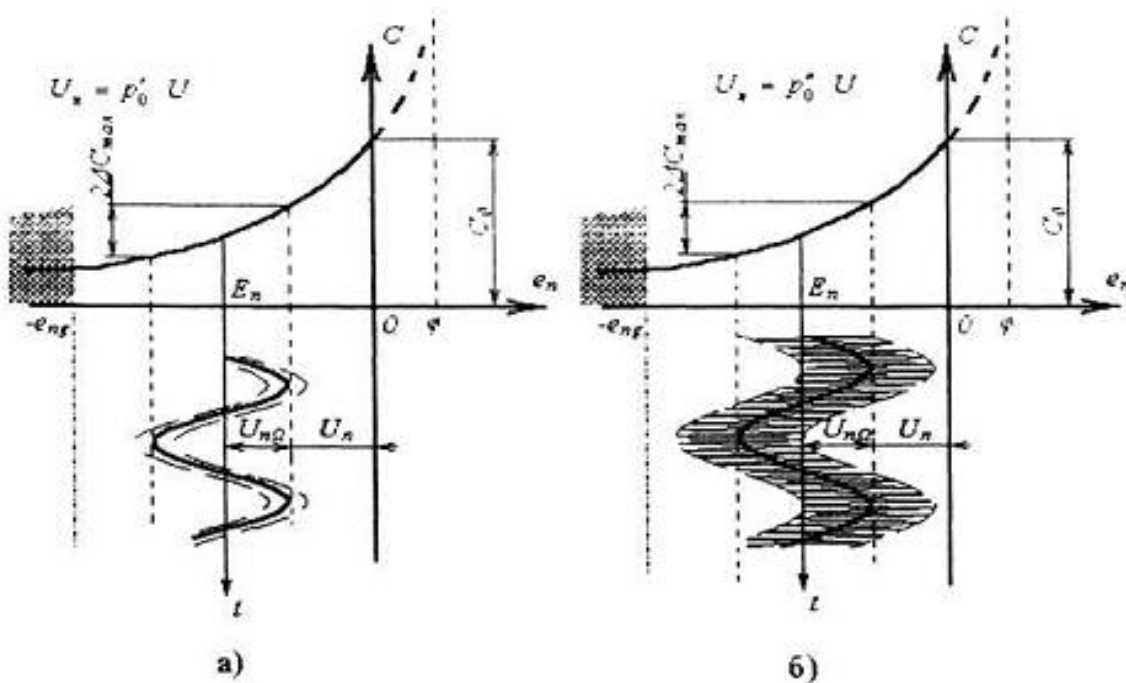


Рисунок 1 - Характеристика варикапа и приложенные к нему напряжения при разных величинах

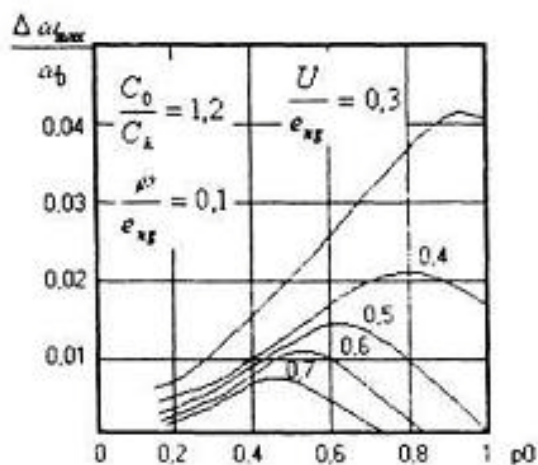


Рисунок 2 - Зависимости максимальной относительной девиации частоты от коэффициента включения модулятора при разных амплитудах в.ч. напряжения на контуре АГ

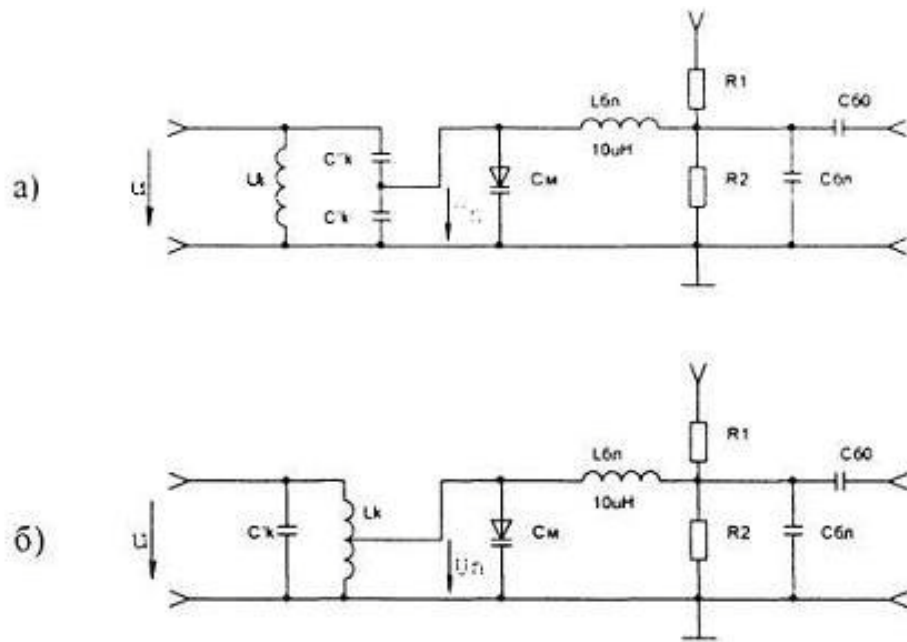


Рисунок 3 - Схемы связи частного модулятора с контуром автогенератора:
 а) емкостная; б) трансформаторная

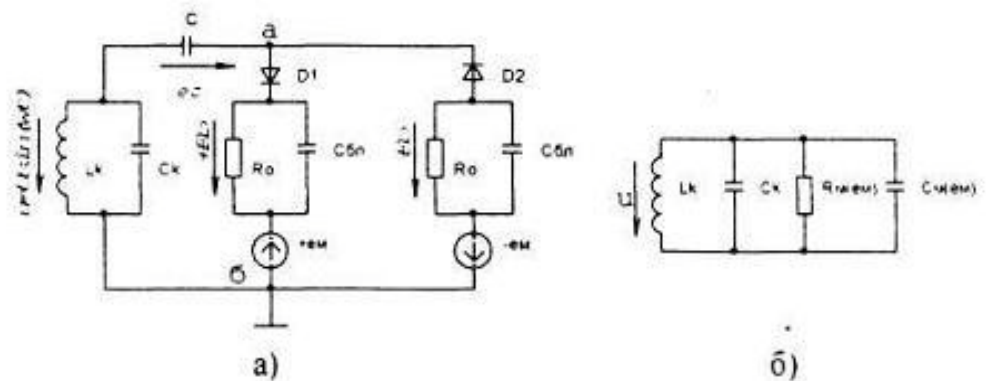


Рисунок 4 - Двухтактное включение диодов, работающих в ключевом режиме: а) принципиальная схема; б) схема замещения

засчет P_0 приводит, в силу (4), к росту ВЧ напряжения U_n на р-п переходе. Из-за ограничения (2) увеличение U_n приводит к уменьшению допустимых изменений НЧ напряжения на переходе (сравним рис.1а и рис.1б), а значит и к уменьшению допустимых ΔC . Расчет максимальной девиации частоты, результаты которого показаны на рис.2, подтверждают существование $P_{0\text{ опт}}$. Оказывается, что в первом приближении оптимальный коэффициент

включения зависит только от состояния U к e_{nE} и может определяться по одной из двух формул:

$$P_{0 \text{ опт}} \approx \begin{cases} 1, & \text{если } \frac{U}{e_{nE}} \leq \frac{1}{3} \\ \frac{e_{nE}}{3U}, & \text{если } \frac{U}{e_{nE}} > \frac{1}{3} \end{cases} \quad (3)$$

Расчет графиков для максимальной девиации $\Delta\omega_{max}$ (рис.2) был приведен не по приближенной формуле (3), а по более точной, которая следует из формулы Томпсона и зависимости $C(e_n)$ (1) с учетом ограничений (2).

Простейшие схемы включения варикапов в контур показаны на рис.3. Связь модулятора с контуром может быть сделана емкостной (рис.3а), автотрансформаторной (рис.3б) или комбинированной. Резисторы R1 и R2 на рис.3 предназначены для установки рабочей точки модулятора (т.е. средней частоты). Дроссель $L_{др}$ отделяет ВЧ часть от цепей питания и НЧ входа. В данной лабораторной работе применена емкостная связь частотного модулятора с контуром АГ.

Частотный модулятор на диоде, работающем в ключевом режиме

Если к линейности модуляционной характеристики предъявляются жесткие требования, то в ряде случаев оказывается целесообразным применить частотный модулятор с диодами в ключевом режиме. Такой модулятор позволяет получать большие значения девиации частоты, чем модулятор на емкости р-п перехода.

При использовании модуляторов на диодах, выполняющих функции вентиля (вакуумные или полупроводниковые диоды), к контуру АГ через диоды подключается емкость C или индуктивность L . Модуляция частоты осуществляется за счет угла отсечки, т.е. времени подключения C или L к колебательному контуру. При этом прямое и обратное сопротивление контура диода не оказывает существенного влияния на стабильность средней частоты АГ, если первое значительно меньше, а второе значительно больше

подключаемого сопротивления ($\frac{1}{\omega C}$ или ωL). Для улучшения линейности модуляционной характеристики в таких модуляторах применяют двухтактное включение диодов, показанное на рис.4а (для простоты на этом рисунке модулятор подключен ко всему контуру $p=1$). Противофазные модулирующие напряжения $\pm e_m$ и напряжение на сопротивлениях автосмещения (R_0) $\pm E_0$ можно считать практически неизменными в течении периода высокой частоты.

Рассмотрим работу модулятора, используя временные диаграммы напряжения и токов (рис.5). Пусть напряжение на контуре синусоидально

$$u=U \cdot \sin \omega t \quad (6),$$

а напряжение на емкости в момент $t=0$ равно e_c (ниже будет показано, что это напряжение остается постоянным, пока оба диода закрыты).

Условия отпирания диода Д1 в левой ветви модулятора имеет вид:

$$u - e_c - (E_0 + e_m) > 0 \quad (7).$$

После того, как диод открылся, сопротивление участка «ab» (рис. 4а) для тока с частотой ω равно нулю и ток i_c через емкость C определяется по формуле:

$$i_c = C \cdot \frac{du}{dt} = \omega C U \cdot \cos \omega t \quad (8).$$

В момент, когда $\omega t = \pi / 2$, $U(t)$ достигает значения U , а ток через емкость C обращается в нуль, напряжение на емкости такое, что

$$E_c + (E_0 + e_m) = U \quad (9).$$

При дальнейшем изменении $U(t)$ оно оказывается меньше, чем U , и условие отпирания диода нарушается.

Таким образом, диод отпирается в момент $\omega t = \varphi$, определяемый (7), с учетом (6):

$$\sin \varphi = \frac{e_c + (E_0 + e_m)}{U} \quad (10)$$

И запирается, когда $\omega t = \pi / 2$. Изменение фазы напряжения на контуре за время протекания тока $\theta = \frac{\pi}{2} - \varphi$ (11)

и назовем углом отсечки диодного модулятора. Из (10) и (11) получим

$$\cos \theta = \frac{e_c + (E_0 + e_m)}{U} \quad (12).$$

В (12) неизвестно e_c , т.е. напряжение на конденсаторе С, оставшееся после запираания правой ветви модулятора. Его можно определить, если заметить, что после запираания левой ветви всилу (9)

$$e_c = U + (E_0 + e_m).$$

Рассуждениями, аналогичными тем, которые привели к соотношению (9) легко показать, что в момент запираания диода Д2 и, следовательно, к моменту отпираания диода Д1

$$e_c = -U + (E_0 + e_m) \quad (13).$$

Таким образом, условие отпираания левой ветви модулятора (7) приобретает вид $u > -U + 2 \cdot (E_m + e_m)$ (14).

Уровень напряжения отпираания левой ветки модулятора показан на временной диаграмме рис.5а пунктиром.

Из соображений симметрии очевидно условие отпираания правой ветви

$$U < U - 2 \cdot (E_0 + e_m).$$

Диаграммы тока $i_c(t)$, показанные на рис.5в, получены с использованием условий отпираания и запираания диодов и выражения (8). Из (12) и (13) получим выражение для косинуса угла отсечки

$$\cos \theta = -1 + \frac{2 \cdot (E_0 + e_m)}{U} \quad (15).$$

Напряжение $\pm E_0$ получаются за счет прохождения постоянных составляющих I_0 токов диодов Д1 и Д2 через сопротивление R_0 . Вычислив I_0 при известных U и С, найдем

$$E_0 = \frac{1}{2} U M (1 - \cos \theta) \quad (16),$$

где $M = \frac{1}{\pi} \omega C R_0$ (17).

Подставляя (16) в (15), найдем $\cos \theta = \frac{M-1}{M+1} + \frac{2 \cdot e_m}{(M+1) \cdot U}$ (18),

если R_0 выбрано так, что $M=1$, то при $e_m=0$ угол отсечки $\theta=90^\circ$ и модуляционная характеристика оказывается более линейной, при этом

$$\cos \theta = \frac{e_m}{U} \quad (19).$$

Для расчета модуляционной характеристики нужно определить первую гармонику тока через емкость C . Как видно из временных диаграмм (рис.5), сдвиг фазы первой гармоники тока через модулятор на равен $\pi/2$. Поэтому входное сопротивление модулятора имеет реактивную и активную компоненты. Вычисление первой гармоники тока модулятора показывает, что реактивную компоненту входного сопротивления модулятора можно характеризовать управляемой емкостью $C_M(\theta)$:

$$C_M(\theta) = C \cdot \gamma_1(\theta) \quad (20),$$

а активную – сопротивлением R_M , зависящим от e_m (рис.4б):

$$R_M = \frac{1}{\omega C} \cdot \frac{2\pi}{1 - \cos\theta} \quad (21)$$

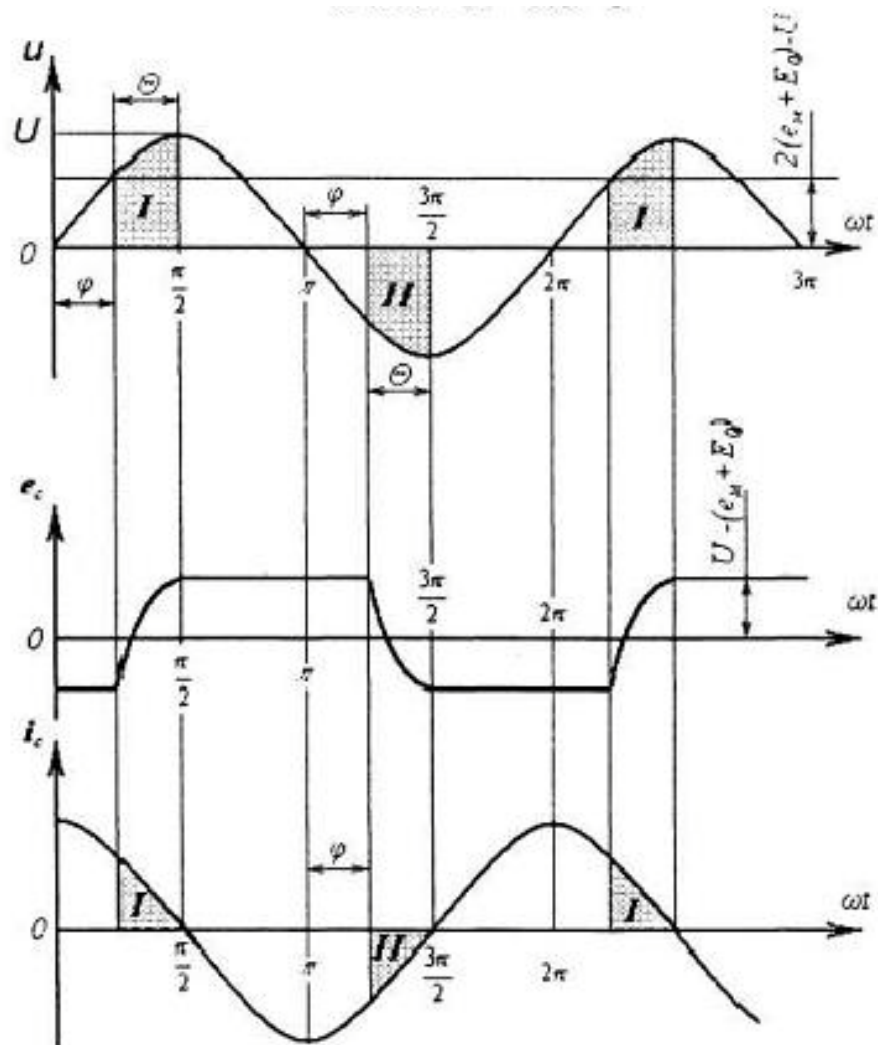


Рисунок 5 - Эпюры напряжений и тока для диодного модулятора

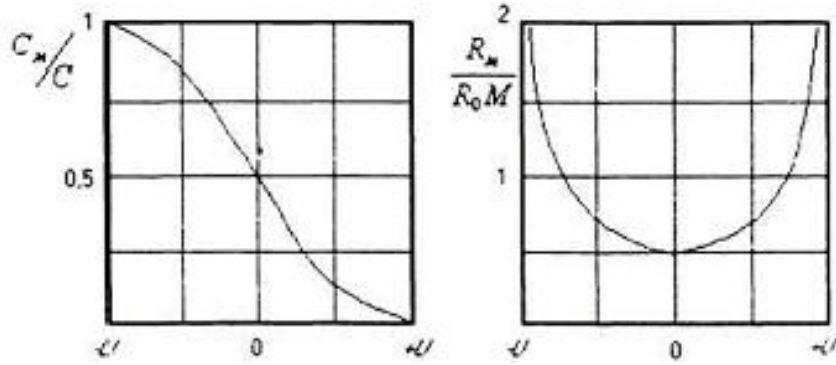


Рисунок 6 - Зависимости $\frac{C_M}{C}$ и $\frac{R_M}{2\pi f \omega c}$ от модулирующего напряжения

Формулы (19) и (20) определяют вид зависимости $C_M(e_M)$ при $M=1$. Такая зависимость приведена на рис.6а. Обозначили через $C_{оМ}$ емкость модулятора в режим молчания, т.е. при $e_M=0$, через ΔC_M отклонение C_M от $C_{оМ}$:

$$\Delta C_M = C_M - C_{оМ} = C_M - \frac{1}{2} C \quad (\text{для } \theta=90^\circ).$$

Полная емкость контура в режиме молчания (рис.4)

$$C_K = C'_K + C_M = C'_K + \frac{1}{2} C$$

Тогда зависимость ω от ΔC_M имеет вид:

$$\omega = \omega_0 \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{\Delta C_M(e_M)}{C_K}}} \quad (22).$$

Она представляет собой модуляционную характеристику ЧМ АГ, если рассматривать как функцию e_M .

Для оценки нелинейных искажений можно, используя (19) и (20), представить $C_M(e_M)$ в виде отрезка степенного ряда в окрестности

$$C_M = C_{оМ} = \frac{1}{2} C.$$

Для оценки паразитной АМ необходимо знать зависимость $R_M(e_M)$. Она определяется из (19) и (20) и представлена на рис.6б. Следует заметить, что в случаях, когда эта модуляция оказывается значительной, необходимо учитывать влияние амплитуды $U(e_M)$ в процессе модуляции на форму модуляционной характеристики.

Электрическая схема макета

Автогенератор, показанный на рис.7, собран по схеме с заземленной базой на транзисторе КТ315 (V18). Частота автоколебаний выбрана ≈ 1.05 МГц. В первом модуляторе используется нелинейная емкость варикапа V18. Модулятор выполнен в соответствии со схемой, показанной на рис.3а. Переключателем S2(диапазон) осуществляется подключение модулятора с разными коэффициентами включения (p_0). Коэффициенты включения модулятора в положениях «1», «2», «3» соответственно равны 0,64; 0,5; 0,36. Емкости делителей подобраны так, что при любом p_0 частоты в режиме молчания были одинаковы.

Второй модулятор выполнен в соответствии со схемой рис.4а. Особенностью схемы является то, что питание модулятора осуществляется не двумя противофазными напряжениями $\pm e_m$, а лишь одним общим.

Подключение модулятора осуществляется так же S2 (диапазон). В положении «4» $C_{11}=360$ пф, в положении «5» $C_7=560$ пф. В качестве ключевых диодов используются диоды V14 – V17 типа ДЗ11. На резисторах $R_{12}=2R'_0$ и $R_{10}=2R''_0$ напряжение создается за счет автосмещений. В положении «4» переключателя S2.2 $R_{12}=8,2$ кОм, в положении «5» $R_{10}=15$ кОм, что позволяет сохранить $M=1=\frac{\omega C_0 R}{\pi}$.

Смещение на оба модулятора подается с потенциометра R2 питаемого напряжения $E=24$ В. Ручка регулировки R2 выведена на переднюю панель макета (смещение). Величина смещения контролируется измерительным прибором.

Задание

3.1. *Выполняется при подготовке.*

3.1.1. Нарисовать схемы АГ с заземленной базой и частотных модуляторов с варикапом и ключевым диодом.

3.1.2. Рассчитать оптимальный коэффициент включения p_{0opt} варикапа в контур АГ, если напряжение на контуре АГ $U=5В$ и в качестве варикапа применен КВ-104Б (см.таблицу 1), $e_{ng}=45В$. Рассчитать величины емкостей контура АГ C' , C'' (см. рис.3а) для оптимальной величины p_{0opt} считая $L_k=38$ мкГ, а частоту генерации в режиме молчания $f_0=1.05$ МГц.

3.1.3. Нарисовать графики ожидаемых зависимостей изменения частоты и амплитуды колебаний АГ от модулирующего напряжения для двух модуляторов.

3.2. *Выполняется в лаборатории.*

3.2.1. Включить макет и приборы в сеть.

3.2.2. Поставить переключатель (диапазон) на макете в положение «1».

3.2.3. Изменением смещения на варикапе получить частоту колебаний $\approx 1,05$ МГц.

3.2.4. Ручкой «Время индикации» частотомера добиться времени индикации измеренной частоты 0,5 – 1 сек.

3.2.5. Снять по точкам зависимости f , $U(E_{cm})$ для модулятора на варикапе при трех значениях p_0 (положение переключателя «диапазон» «1», «2», «3»).

Обратить внимание на то, как влияет изменение коэффициента включения p_0 на модуляционные характеристики.

3.2.6. Снять зависимость f , $U(E_{cm})$ для положений «4» и «5», в этом случае к контуру АГ подключается модулятор на диодах, работающих в ключевом режиме.

3.2.7. Результаты измерений занести в таблицу. Построить графики f , $U(E_{cm})$ при пяти положениях переключателя.

Контрольные вопросы

1. Пояснить принцип действия частотного модулятора с варикапом. Указать достоинства и недостатки модулятора.

2. Объяснить принцип действия частотного модулятора на ключевых диодах. Достоинства и недостатки. Сопоставить одноктактный и двухтактный модулятор.

3. Нарисовать автогенератор по схеме емкостной трехточки с заземленным коллектором и частотным модулятором на варикапе. Показать включение источников питания и измерительных приборов.

4. Нарисовать автогенератор по схеме индуктивной трехточки с заземленной базой и модулятором на ключевых диодах.

5. Нарисовать и сопоставить статические и модуляционные характеристики модулятора на варикапе:

а). для двух значений напряжения на АГ;

б). для двух значений коэффициента включения варикапа в контур;

в). для двух типов варикапов с разными пробивными напряжениями.

6. Нарисовать и объяснить зависимость относительной девиации частот от коэффициента включения варикапа в контур АГ при разных амплитудах U .

7. Нарисовать и сопоставить статические и модуляционные характеристики модулятора на ключевых диодах при f , $U(E_{cm})$ при двух значениях C .

8. Нарисовать зависимости C_m , $R(e_m)$.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. «Устройства генерирования и формирования радиосигналов» под ред. Г.М.Уткина.- М.: «Радио и связь», 1994.
2. Петров Б.Е., Романюк В.А. Радиопередающие устройства на полупроводниковых приборах. - М.: «Высшая школа».-1989.
3. «Радиопередающие устройства» под ред. М.В.Благовещенского, Г.В.Уткина.- М., «Радио и связь», 1982.
4. «Радиопередающие устройства», В.В. Шахгильдян и др.; Под ред. В.В.Шахгильдяна. - М.: «Радио и связь», 2003.

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ
ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО
ПРОФЕССИОНАЛЬНОГО ОБРАЗОВАНИЯ
«САМАРСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ АЭРОКОСМИЧЕСКИЙ
УНИВЕРСИТЕТ имени академика С. П. КОРОЛЁВА
(национальный исследовательский университет)»
(СГАУ)

ГЕНЕРАТОР С ВНЕШНИМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ

Методические указания к лабораторной работе

Самара 2013

ГЕНЕРАТОР С ВНЕШНИМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ

Цель работы: изучение схемы и режимов работы генераторов с внешним возбуждением (ГВВ) и его регулировочных характеристик.

Исследуется транзисторный ГВВ, выполненный (см. рис. 1) по схеме с общим эмиттером, с параллельным питанием и смещением; колебательная цепь – параллельный контур.

Возбуждение – гармоническим током. Для этого цепь базы шунтирована диодом VD1 и включена последовательно в контур L_1C_1 буферного каскада на VT1. С сопротивления R_i снимается импульс коллекторного тока ($R_i \sim 0,1R_H$). Диод VD2 предохраняет транзистор VT1 от перенапряжений.

Органы управления: переключатель режима работы (1 – без модуляции, 2,3 – внутренняя модуляция коллекторная и базовая соответственно, 4, 5 – внешняя модуляция), регуляторы напряжения питания E_K , смещения E_6 , возбуждения U_6 , настройка каскада, переключатель нагрузки R_H .

Контрольные приборы: E_K , I_{K0} , I_{60} , U_6 , U_K , U_H .

По осциллографу U_H , i_K .

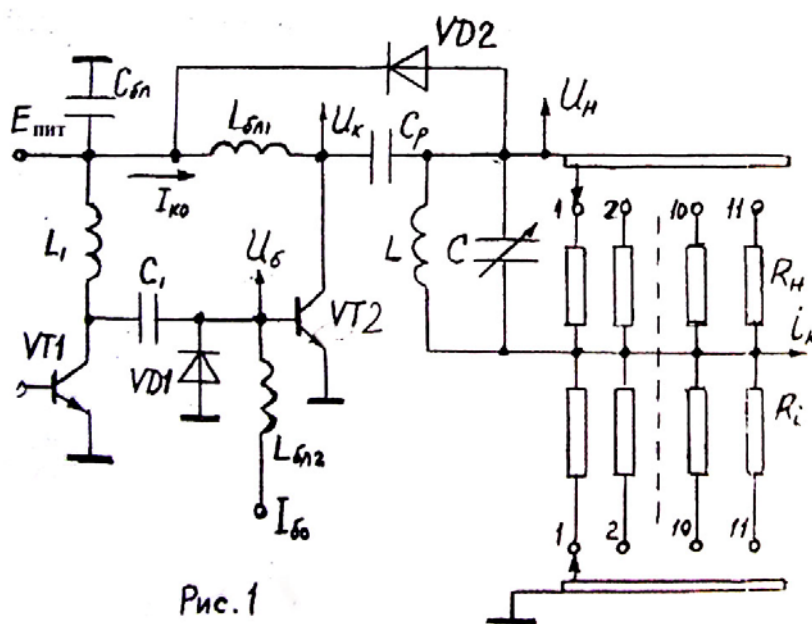


Рис. 1

Порядок выполнения работы:

1. Расчет ГВВ в критическом режиме.

Исходные данные: сопротивление нагрузки R_n , напряжение питания E_k , угол отсечки Θ .

R у	поз	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
	Ом	51	100	160	200	300	470	560	680	750	820	1000

Тр. КТ904А, $I_{к доп}=0,6A$; $U_{к доп}=60B$; $P_{доп}=5Bт$; $S_{пр}=30мА/В$; $\beta_0=40$.

формулы для расчета приведены ниже.

2. Исследование ГВВ в критическом режиме.

Установить: переключатель режима работы – 1, E_k , R_n – заданные значения, $E_б$, $U_б$ – на минимум, настройка – в среднее положение. Включить установку. Ручками $E_б$, $U_б$ и настройки установить слегка перенапряженный режим (малый симметричный провал по центру импульса тока, см.рис.2) и заданный угол отсечки. Перейти в критическом режим. Снять показания приборов E_k , $I_{к0}$, $I_б0$, $U_б$, U_k , U_n . Рассчитать I_n , $I_б(мА)=20U_{б1}$, P_0 , P_n , $P_{рас}$, η . Сравнить результаты расчета по п.1 и эксперимента по всем параметрам. Сделать выводы.

3. Снятие регулировочных характеристик.

3.1. Установить критический режим по п.2. Изменяя величину R_n снять зависимости $I_{к0}$, U_n от R_n . Рассчитать зависимости I_k , P_n , P_0 , η от R_n . Построить на одном графике зависимости $I_{к0}$, I_n , U_n на другом I_k , P_n , P_0 , η от R_n .

3.2. Установить критический режим по п.2.

Изменяя величину $I_6(U_{61})$ снять зависимости $I_{к0}$, U_H от $I_6(\text{мА})=20U_{61}$. Рассчитать зависимости I_H , I_6 , U_H на другом P_0 , P_H , η от I_6 .

3.3. Сделать выводы по результатам п.3.

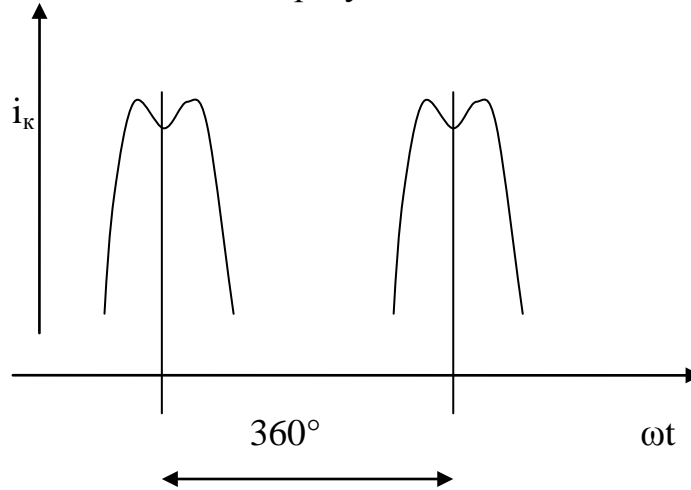


Рис.2

Расчет ГВВ в критическом режиме:

$$1. \xi_{кр} = \frac{\alpha_1 S_{ср} R_H}{1 + \alpha_1 S_{ср} R_H}; \quad \alpha_1 = \frac{\theta - \sin \theta \cdot \cos \theta}{\pi(1 - \cos \theta)}$$

$$2. U_H = \xi_{кр} E_k$$

$$3. I_m = S_{кр} E_k (1 - \xi_{кр}) \leq I_{к доп}$$

$$4. I_H = \alpha_1 I_m$$

$$5. I_{к0} = \alpha_0 I_m \quad \alpha_0 = \frac{\sin \theta - \theta \cos \theta}{\pi(1 - \cos \theta)}$$

$$6. P_1 = \frac{1}{2} U_H I_H$$

$$7. P_0 = I_{к0} E_k$$

$$8. P_{рас} = P_0 - P_1 \leq P_{доп}$$

$$9. \eta = \frac{P_1}{P_0}$$

$$10. I_{\beta 0} = - \frac{I_m \cos \theta}{\beta_0 (1 - \cos \theta)}$$

$$11. I_{\beta} = \frac{I_m}{\beta_0 (1 - \cos \theta)}$$

Контрольные вопросы:

1. Пояснить с помощью динамических характеристик критический, перенапряженный и недонапряженный режим ГВВ.
2. Построить теоретические регулировочные характеристики по п.3
3. Пояснить ход графиков по п.3, указать области различных режимов работы ГВВ.
4. Зачем необходимо добиваться симметричности осциллограммы импульса тока по п.2?
5. Нарисовать осциллограмму напряжения на базе VT1.
6. Каково назначение диода VD1 и требования к его параметрам?

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК:

1. «Устройства генерирования и формирования радиосигналов» под ред. Г.М.Уткина.- М.: «Радио и связь», 1994.
2. Петров Б.Е., Романюк В.А. Радиопередающие устройства на полупроводниковых приборах. - М.: «Высшая школа».-1989.
3. «Радиопередающие устройства» под ред. М.В.Благовещенского, Г.В.Уткина.- М., «Радио и связь», 1982.
4. «Радиопередающие устройства», В.В. Шахгильдян и др.; Под ред. В.В.Шахгильдяна. - М.: «Радио и связь», 2003.

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ
ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО
ПРОФЕССИОНАЛЬНОГО ОБРАЗОВАНИЯ
«САМАРСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ АЭРОКОСМИЧЕСКИЙ
УНИВЕРСИТЕТ имени академика С. П. КОРОЛЁВА
(национальный исследовательский университет)»
(СГАУ)

ИССЛЕДОВАНИЕ ИМПУЛЬСНОГО МОДУЛЯТОРА С ЧАСТИЧНЫМ
РАЗРЯДОМ НАКОПИТЕЛЬНОЙ ЁМКОСТИ

Методические указания к лабораторной работе

Самара 2013

Исследование импульсного модулятора с частичным разрядом накопительной емкости

Цель работы:

1. Изучить работу импульсного модулятора с частичным разрядом накопительной емкости.
2. Исследование зависимости формы импульса на нагрузке от режима коммутаторной лампы и параметров схемы.
3. Исследование зависимости формы импульсов от длительности запускающих импульсов.

Описание устаовки для исследования импульсных модуляторов

Установка предназначена для исследования импульсного модулятора с частичным разрядом накопительной емкости, когда в качестве коммутатора используется электронная лампа, и импульсного модулятора с полным разрядом накопительной емкости, когда в качестве накопителя энергии используется искусственная накопительная линия, а в качестве коммутаторной лампы – тиратрон. Установка содержит импульсные модулятора, измерительные приборы, источник питания и элементы управления.

Импульсные модуляторы

Принципиальная схема установки показана на рис.1 (см.вставку). Импульсный модулятор с полным разрядом накопительной емкости состоит из разрядного сопротивления, искусственной накопительной линии, сопротивления нагрузки и тиратрона.

Напряжение питания и контрольно-измерительные приборы подключаются к модулятору при включении переключателей В2(S2), В10(S11) в положение «1».

Зарядные сопротивления R1-R3 сменные и могут изменяться с помощью переключателя В3(S3). Величина сопротивлений: R1=100 кОм, R2=200 кОм, R3=1 МОм.

Искусственная линия, разомкнутая на конце и, в процессе заряда, эквивалентная накопительной емкости, состоит из восьми ячеек.

Индуктивность каждой ячейки L1-L8 постоянная и составляет 1060 мкГн, однако путем исключения емкостей в линии можно изменять величину индуктивностей каждой ячейки в целое число раз за счет изменения общего числа ячеек линии в то же самое число раз. Емкости ячеек линии С-С сменные и могут изменяться с помощью переключателей: В4-В9(S4-S8).

Переключатель В1(S5) позволяет закоротить индуктивность. Нагрузка модулятора ($R_n = 5.6 \text{ кОм}$) линейная в виде активного переменного сопротивления, имитирующая цепь постоянной составляющей анодного тока триодного или магнетронного генератора.

В качестве коммутаторной лампы VL2 используется тиратрон типа ТГ-01/0,3.

Для устойчивой работы на управляющую сетку тиратрона полагается подается небольшое отрицательное смещение через делитель R4-R5 двухполупериодного выпрямителя, собранного на диодах Д1-Д2.

Запускающие импульсы подаются на управляющую сетку тиратрона генератора импульсов типа МГИ-1 через емкость С12 при включении переключателя В10(S11) в положение «1».

Импульсный модулятор с частичным разрядом состоит из разрядного сопротивления, через накопительной емкости, коммутаторной лампы и нагрузки подключенной к модулятору с помощью импульсного трансформатора Т2. Зарядное сопротивление и накопительная емкость изменяются с помощью переключателей В11(S12) и В12(S13) на семь положений и может принимать следующие значения, представленные в таблице 1.

Таблица 1

Положение переключателей В11(S12), В12(S13)	Величина зарядного сопротивления $R_{зар}$, (кОм)	Величина накопительной емкости $C_{нак}$, (мкФ)
1	10	0,001
2	20	0,002
3	40	0,003
4	60	0,004
5	100	0,01
6	200	0,1
7	500	0,25

Нагрузка модулятора изменяется с помощью переключателя В13(S14) на семь положений и представляет собой либо чисто ктивное сопротивление, либо активно-емкостное.

Емкость включения, параллельно активному сопротивлению, имитирует паразитные емкости $C_{ак}$ и $C_{монтажа}$ генераторной лампы или магнетрона. Значение нагрузки приведены в таблице 2.

Таблица 2

Положение переключателя В13(S14)	Величина нагрузки R_n , C_n
1	10 кОм
2	4 кОм
3	1 кОм
4	1 кОм, 500 пФ
5	1 кОм, 1000 пФ
6	1 кОм, 1500 пФ
7	1 кОм, 2000 пФ

В качестве коммутаторной лампы VL1 используется лучевой тетрод типа 6ПЗС. В исходном состоянии, при отсутствии запускающего импульса лампа закрыта отрицательным напряжением, подаваемым с выпрямителя на

управляющую сетку через сопротивление утечки R7. Запускающий импульс на сетку коммутаторной лампы подается через емкость C12 от генератора импульсов типа МГИ-1 при включении переключателя В10(S11) в положение 11.

Источники питания

Питание установки осуществляется через трансформатор от выпрямителя при включении переключателя S1-«Сеть» в положение «Вкл». При этом напряжение питания подается либо на модулятор с полным разрядом $C_{\text{нак}}$, либо на модулятор с частичным разрядом $C_{\text{нак}}$ в зависимости от положения переключателя В2(S2.1). Источник смещения тиратрона и электронной лампы расположен непосредственно в установке и выполнен по схеме двухполупериодного выпрямления на диодах Д1-Д2.

Органы управления и контроля

На переднюю панель вынесены следующие органы управления и контроля:

Переключатели:

S1 – «Сеть» - для включения питания установки;

В1(S5) – для закорачивания индуктивности ячейки в модуляторе с полным разрядом;

В2(S2) – для включения питания на модулятор с частичным разрядом (положение II), либо на модулятор с полным разрядом (положение I) и для контроля импульсов на нагрузке в модуляторе с частичным $C_{\text{нак}}$ (положение II) либо в модуляторе с полным разрядом $C_{\text{нак}}$ (положение I);

В3(S3) – для изменения величины зарядного сопротивления в модуляторе с полным разрядом $C_{\text{нак}}$;

В4-В9(S4-S8) – для изменения величины зарядного сопротивления в модуляторе с полным разрядом $C_{\text{нак}}$;

V10(S11) – для подачи запускающих импульсов на коммутатор в модуляторе с частичным разрядом $C_{\text{нак}}$ (положение II), либо в модуляторе с полным разрядом $C_{\text{нак}}$ (положение I);

V11(S12) – для изменения величины зарядного сопротивления в модуляторе с частичным разрядом;

V12(S13) – для изменения величины накопительной емкости в модуляторе с частичным разрядом;

V13(S14) – для изменения нагрузки модулятора с частичным разрядом $C_{\text{нак}}$.

Клеммы – для подключения осциллографа и генератора импульсов.

Ручка потенциометра R11 – для изменения сопротивления нагрузки в модуляторе с полным разрядом $C_{\text{нак}}$.

ЗАДАНИЕ

А. Выполняется при подготовке

1. Изучить рекомендованную литературу.
2. Ознакомиться с описанием лабораторной установки.
3. Рассчитать ряд теоретических зависимостей, которые будут проверяться экспериментально:

а). зависимость коэффициента формы импульса от величины накопительной емкости: $\beta_c = f(C_{\text{нак}})$. Зависимость рассчитывается по формуле:

$$\beta = \frac{\Delta U_{\text{и}}}{U_{\text{и ном}}} = \frac{R'_{\text{н}}}{R'_{\text{н}} + R_{\text{м}}} \left(\frac{1}{C_{\text{нак}} \cdot R_{\text{н}}} + \frac{R_{\text{м}}}{L_1} \right) \tau_3$$

Здесь:

β – коэффициент формы импульса;

$\Delta U_{\text{и}}$ – максимальное уменьшение амплитуды импульса на вершине от номинального значения;

$U_{\text{и}}$ – номинальная амплитуда импульса;

$R'_{\text{н}} = R_{\text{н}} / n^2$ – приведенное к первичной обмотке трансформатора сопротивление нагрузки в Омах, $R_{\text{н}}=1$ кОм;

n – коэффициент трансформации (в данной установке $n=1$);

$R_{\text{м}}$ – внутреннее сопротивление модуляторной лампы.

При амплитуде запускающего импульса $U_{\text{зап}}=60\text{В}$; $R_{\text{м}}=650$ Ом;

$C_{\text{нак}}$ – накопительная емкость в фарадах;

L_1 – индуктивность первичной обмотки трансформатора в генри $L_1=2\text{мГн}$;

$\tau_3=2\text{мкс}$ – длительность запускающего импульса.

Рассчитать 7 точек в интервале изменения $C_{\text{нак}}$ от 0.001 мкФ до 0.25 мкФ.

На графике построить зависимость: $\beta = f(C_{\text{нак}})$.

б). зависимость формы импульса от величины сопротивления нагрузки:

$$\beta = f(R_{\text{н}}).$$

Зависимость рассчитывается по той же формуле, что и в пункте «а». В расчетах принять: $C_{\text{нак}}=0.25\text{мкФ}$, а значения остальных величин такие же, как

и в пункте «а». Сопротивление нагрузки изменять в пределах от 1 кОм до 10 кОм.

Рассчитать 5 точек. По полученным результатам построить график:
 $\beta = f(R_{\text{н}})$.

в). зависимость коэффициента формы импульса от длительности запускаящего импульса: $\beta = f(\tau_3)$.

Зависимость рассчитывается по той же формуле, что и в пункте «а»
Значения величин $R_{\text{н}}, n, R_{\text{м}}, C_{\text{нак}}, L_1$ принять те же, что и в пункте «а».
Длительность запускаящего импульса изменять от 1 мкс до 10 мкс. По полученным данным построить график $\beta = f(\tau_3)$.

г). Прочитать остальные описания, продумать порядок выполнения работы в лаборатории и нарисовать ожидаемый характер графиков.

Б. Выполняется в лаборатории

1. Проверить схемы соединения приборов согласно рисунку 2.

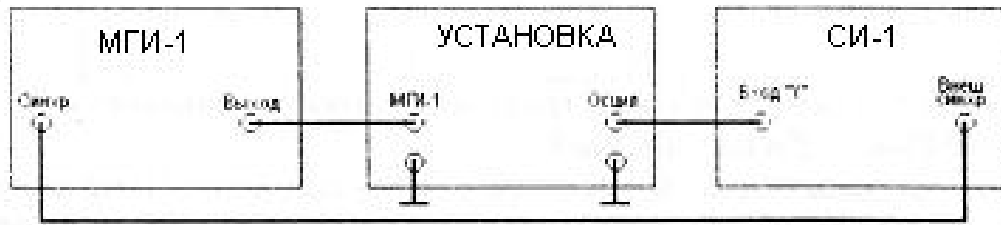


Рисунок 2.

2. Переключатели В2(S2), В10(S11) поставить в положение «II», S1 – Вкл.

3. Исследовать зависимости коэффициента формы импульса от величины емкости накопительного конденсатора. Установить длительность запускающего импульса $\tau_3=2\text{мкс}$ с амплитудой $U_3=60\text{В}$ и частотой повторения $F=2\text{кГц}$. Сопротивление нагрузки $R_H=1\text{кОм}$, зарядное сопротивление $R_3=60\text{кОм}$. Изменяя величину накопительной емкости с помощью переключателя В12(S13), всякий раз определять коэффициент формы импульса и зарисовать форму импульса. (рис.3)

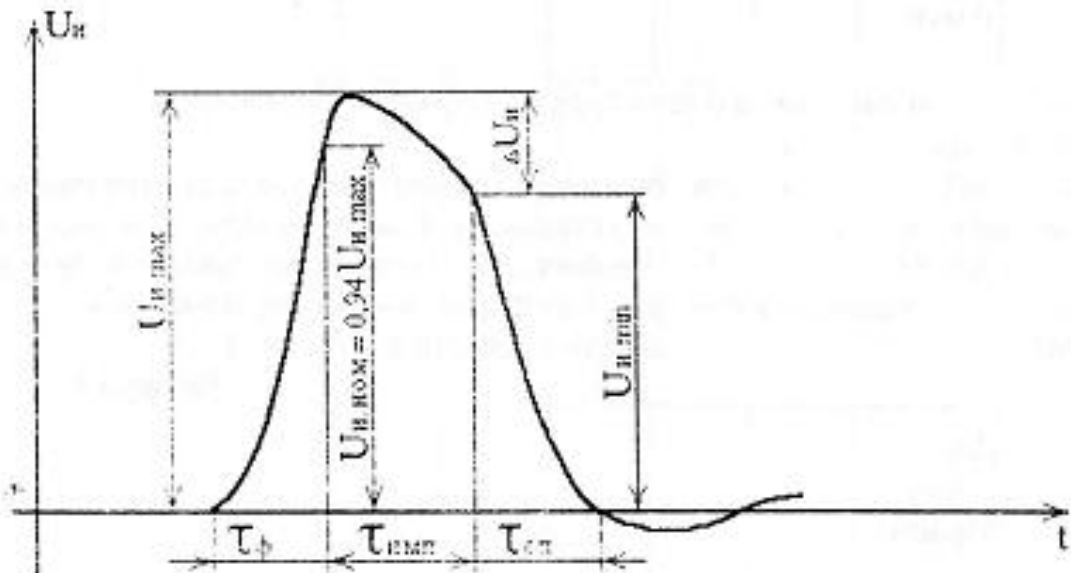


Рисунок 3 – форма импульса

Коэффициент формы импульса определяется как:

$$\beta = \frac{U_{и\text{ max}} - U_{и\text{ min}}}{U_{и\text{ ном}}} = \frac{\Delta U_{и}}{U_{и\text{ ном}}}$$

Результаты занести в таблицу 1

Таблица 1

$C_{\text{нак}}$ (мкФ)							
$\beta_{\text{расч}}$							
$\beta_{\text{эксп}}$							

По полученным данным на одном графике строятся зависимости:

$$\beta_{\text{расч}} = f(C_{\text{нак}}); \beta_{\text{эксп}} = f(C_{\text{нак}});$$

4. При тех же параметрах запускающего импульса (см.п.3) исследовать зависимости коэффициента формы импульса на нагрузке от величин сопротивления нагрузки, для чего установить $R_{\text{зар}}=60\text{кОм}$, $C_{\text{нак}}=0.25\text{мкФ}$. Сопротивление $R_{\text{н}}$ изменять от 1кОм до 10кОм .

Определить коэффициент формы и зарисовать осциллограммы импульсов. Полученные результаты заносятся в таблицу 2.

Таблица 2

$R_{\text{н}}$ (кОм)							
$\beta_{\text{расч}}$							
$\beta_{\text{эксп}}$							

По полученным данным на одном графике строятся зависимости:

$$\beta_{\text{расч}} = f(R_{\text{нак}}); \beta_{\text{эксп}} = f(R_{\text{нак}});$$

5. Исследовать зависимость коэффициента формы импульса от длительности запускающего импульса, для чего установить: $R_{\text{зар}}=60\text{кОм}$, $C_{\text{нак}}=0.25\text{мкФ}$, $R_{\text{н}}=1\text{кОм}$, $U_3=60\text{В}$, $F_{\text{п}}=2\text{кГц}$. Изменяя длительность

запускающего импульса от 1 до 10 мкс, определить коэффициент формы импульса, зарисовать осциллограммы импульсов. Результаты занести в таблицу 3.

Таблица 3

τ_3 (мкс)							
$\beta_{расч}$							
$\beta_{эксп}$							

6. Исследовать зависимость длительности фронта и длительности спада импульса от величины емкости нагрузки, для чего установить:

$$R_{зар}=60\text{кОм}, C_{нак}=0.25\text{мкФ}, T=2\text{мкс}, U=60\text{В}, F_{п}=2\text{кГц}.$$

Определить и зарисовать осциллограммы импульса для следующих значений нагрузки:

- а). $C=0, R=1\text{кОм}$;
- б). $C=0,0005\text{мкФ}, R=1\text{кОм}$;
- в). $C=0,001\text{мкФ}, R=1\text{кОм}$;
- г). $C=0,0015\text{мкФ}, R=1\text{кОм}$;
- д). $C=0,002\text{мкФ}, R=1\text{кОм}$;

Данные занести в таблицу 4.

Таблица 4

C (мкФ)							
$\tau_{ф}$ (мкс)							
$\tau_{сп}$ (мкс)							

По полученным данным строятся зависимости: $\tau_{\Phi} = f(C), \tau_{\text{сп}} = f(C)$.

7. Исследовать влияние на коэффициент формы импульса от величины зарядного сопротивления, для чего установить:

$C_{\text{нак}}=0.003\text{мкФ}$, $\tau_{\text{з}}=2\text{мкс}$, $R_{\text{н}}=1\text{кОм}$, $U_{\text{з}}=60\text{В}$, $F_{\text{п}}=2\text{кГц}$. Изменяя зарядное сопротивление от 10 до 500 кОм, определить коэффициент формы импульсов и записать их осциллограммы. Результаты занести в табл 5.

Таблица 5

$R_{\text{зар}}$ (кОм)							
β							

По полученным результатам построить график: $\beta = f(R_{\text{зар}})$.

Содержание отчета

1. Принципиальная схема модулятора с частичным разрядом.
2. Теоретические и экспериментальные зависимости: $\beta = f(C), \beta = f(R), \beta = f(\tau_{\text{н}})$.
3. Экспериментальная зависимость $\beta = f(R_{\text{зар}})$.
4. Экспериментальные зависимости: $\tau_{\Phi} = f(C), \tau_{\text{сп}} = f(C)$.
5. Краткие выводы по проделанной работе.

Контрольные вопросы

1. Нарисовать принципиальную схему импульсного модулятора с частичным разрядом при работе на магнетрон, на триодный автогенератор. Рассказать принцип работы модулятора.
2. Почему импульсные модуляторы для импульсных генераторов имеют, как правило, накопительные элементы?
3. Как изменится работа схемы (рис.1), если выбрать зарядное сопротивление, накопительную емкость и внутреннее сопротивление модуляторной лампы слишком большой или слишком малой величиной?
4. Как влияет на форму импульса и напряжение на нагрузке изменение величины:
 - а). зарядного устройства;
 - б). нагрузочного сопротивления;
 - в). шунтирующей паразитной емкости;
 - г). длительности запускающего импульса;
 - д). индуктивности первичной обмотки трансформатора;
 - е). индуктивности рассеяния импульсного трансформатора.
5. Почему в импульсном модуляторе с частичным разрядом в качестве модулятора используется электронная лампа, а не тиратрон?
6. Каким требованиям должна удовлетворять модуляторная лампа?
7. Как выбирается режим работы модуляторной лампы?
8. Объясните причины расхождения теоретических и экспериментальных зависимостей.
9. Какие требования предъявляются к форме модулирующего импульса при работе на магнетронный генератор, на триодный автогенератор?
10. В чем отличие модуляторных ламп от генераторных? Можно ли в качестве модуляторной лампы использовать автогенераторную?

11. Дать сравнительную характеристику модуляторов типов «емкостной накопитель с частичным разрядом $C_{\text{нак}}$ », «накопитель на искусственной линии, индуктивный накопитель».
12. Из каких соображений выбирается тип и число модуляторных ламп?
13. Как перемещается рабочая точка по статической характеристике лампы на разных амплитудах, запускающего импульса на сетке, как это влияет на форму импульса напряжения на нагрузке?
14. Как следует выбирать смещение на сетке модулятора?
15. Как изменятся КПД цепи заряда, если уменьшить скважность с $q=1000$ до $q=10$?
16. Каким образом в данной работе можно определить КПД заряда или КПД модулятора?

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. «Устройства генерирования и формирования радиосигналов» под ред. Г. М. Уткина.- М.: «Радио и связь», 1994.
2. Петров Б.Е., Романюк В.А. Радиопередающие устройства на полупроводниковых приборах. - М.: «Высшая школа».-1989.
3. «Радиопередающие устройства» под ред. М.В.Благовещенского, Г.В.Уткина.- М., «Радио и связь», 1982.
4. «Радиопередающие устройства», В.В. Шахгильдян и др.; Под ред. В.В.Шахгильдяна. - М.: «Радио и связь», 2003.

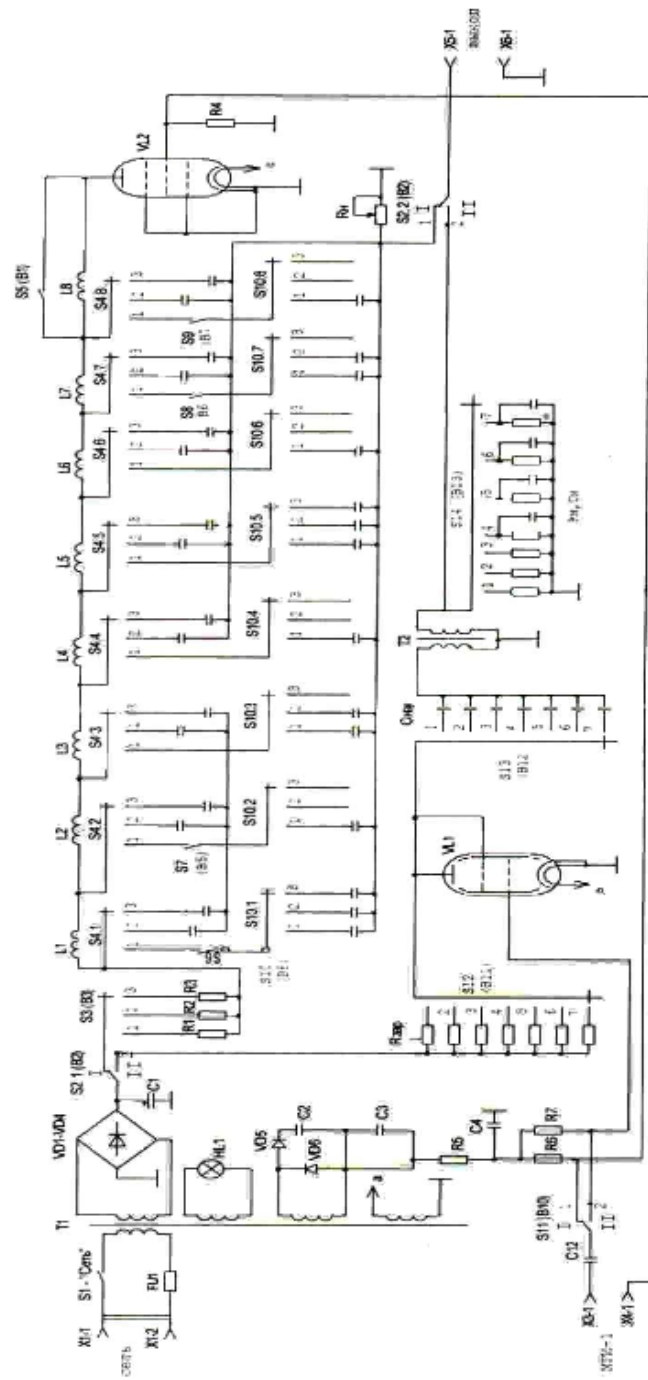


Рисунок 1 - Принципиальная схема макета для изучения импульсных модуляторов.

I - модулятор с полным разрядом Снак

II - модулятор с частичным разрядом Снак

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ
ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО
ПРОФЕССИОНАЛЬНОГО ОБРАЗОВАНИЯ
«САМАРСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ АЭРОКОСМИЧЕСКИЙ
УНИВЕРСИТЕТ имени академика С. П. КОРОЛЁВА
(национальный исследовательский университет)»
(СГАУ)

ИССЛЕДОВАНИЕ ИМПУЛЬСНОГО МОДУЛЯТОРА С ПОЛНЫМ РАЗРЯДОМ НАКОПИТЕЛЬНОЙ ЁМКОСТИ

Методические указания к лабораторной работе

Самара 2013

Исследование импульсного модулятора с полным разрядом накопительной емкости

Цель работы:

1. Изучить работу импульсного модулятора с полным разрядом накопительной емкости, где в качестве накопителя применяется искусственная линия.
2. Исследование влияния согласования нагрузочного сопротивления с волновым сопротивлением на форму импульса на нагрузке и влияние параметров линии на форму и длительность импульсов..

Описание устаовки для исследования импульсных модуляторов

Установка предназначена для исследования импульсного модулятора с частичным разрядом накопительной емкости, когда в качестве коммутатора используется электронная лампа, и импульсного модулятора с полным разрядом накопительной емкости, когда в качестве накопителя энергии используется искусственная накопительная линия, а в качестве коммутаторной лампы – тиратрон. Установка содержит импульсные модулятора, измерительные приборы, источник питания и элементы управления.

Импульсные модуляторы

Принципиальная схема установки показана на рис.1 (см.вставку). Импульсный модулятор с полным разрядом накопительной емкости состоит из разрядного сопротивления, искусственной накопительной линии, сопротивления нагрузки и тиратрона.

Напряжение питания и контрольно-измерительные приборы подключаются к модулятору при включении переключателей В2(S2), В10(S11) в положение «1».

Зарядные сопротивления R_1 - R_3 сменные и могут изменяться с помощью переключателя $B_3(S_3)$. Величина сопротивлений: $R_1=100$ кОм, $R_2=200$ кОм, $R_3=1$ МОм.

Искусственная линия, разомкнутая на конце и, в процессе заряда, эквивалентная накопительной емкости, состоит из восьми ячеек.

Индуктивность каждой ячейки L_1 - L_8 постоянная и составляет 1060 мкГн, однако путем исключения емкостей в линии можно изменять величину индуктивностей каждой ячейки в целое число раз за счет изменения общего числа ячеек линии в то же самое число раз. Емкости ячеек линии С-С сменные и могут изменяться с помощью переключателей: B_4 - $B_9(S_4$ - $S_8)$.

Переключатель $B_1(S_5)$ позволяет закоротить индуктивность. Нагрузка модулятора ($R_n = 5.6$ кОм) линейная в виде активного переменного сопротивления, имитирующая цепь постоянной составляющей анодного тока триодного или магнетронного генератора.

В качестве коммутаторной лампы VL_2 используется тиратрон типа ТГ-01/0,3.

Для устойчивой работы на управляющую сетку тиратрона полагается подаваться небольшое отрицательное смещение через делитель R_4 - R_5 двухполупериодного выпрямителя, собранного на диодах D_1 - D_2 .

Запускающие импульсы подаются на управляющую сетку тиратрона генератора импульсов типа МГИ-1 через емкость C_{12} при включении переключателя $B_{10}(S_{11})$ в положение «1».

Импульсный модулятор с частичным разрядом состоит из разрядного сопротивления, через накопительной емкости, коммутаторной лампы и нагрузки подключенной к модулятору с помощью импульсного трансформатора T_2 . Зарядное сопротивление и накопительная емкость изменяются с помощью переключателей $B_{11}(S_{12})$ и $B_{12}(S_{13})$ на семь положений и может принимать следующие значения, представленные в таблице 1.

Таблица 1

Положение переключателей В11(S12), В12(S13)	Величина зарядного сопротивления $R_{зар}$, (кОм)	Величина накопительной емкости $C_{нак}$, (мкФ)
1	10	0,001
2	20	0,002
3	40	0,003
4	60	0,004
5	100	0,01
6	200	0,1
7	500	0,25

Нагрузка модулятора изменяется с помощью переключателя В13(S14) на семь положений и представляет собой либо чисто ктивное сопротивление, либо активно-емкостное.

Емкость включения, параллельно активному сопротивлению, имитирует паразитные емкости $C_{ак}$ и $C_{монтажа}$ генераторной лампы или магнетрона. Значение нагрузки приведены в таблице 2.

Таблица 2

Положение переключателя В13(S14)	Величина нагрузки R_n, C_n
1	10 кОм
2	4 кОм
3	1 кОм
4	1 кОм, 500 пФ
5	1 кОм, 1000 пФ
6	1 кОм, 1500 пФ
7	1 кОм, 2000 пФ

В качестве коммутаторной лампы VL1 используется лучевой тетрод типа 6ПЗС. В исходном состоянии, при отсутствии запускающего импульса лампа

закрывается отрицательным напряжением, подаваемым с выпрямителя на управляющую сетку через сопротивление утечки R7. Запускающий импульс на сетку коммутаторной лампы подается через емкость C12 от генератора импульсов типа МГИ-1 при включении переключателя В10(S11) в положение 11.

Источники питания

Питание установки осуществляется через трансформатор от выпрямителя при включении переключателя S1-«Сеть» в положение «Вкл». При этом напряжение питания подается либо на модулятор с полным разрядом $C_{\text{нак}}$, либо на модулятор с частичным разрядом $C_{\text{нак}}$ в зависимости от положения переключателя В2(S2.1). Источник смещения тиратрона и электронной лампы расположен непосредственно в установке и выполнен по схеме двухполупериодного выпрямления на диодах Д1-Д2.

Органы управления и контроля

На переднюю панель вынесены следующие органы управления и контроля:

Переключатели:

S1 – «Сеть» - для включения питания установки;

В1(S5) – для закорачивания индуктивности ячейки в модуляторе с полным разрядом;

В2(S2) – для включения питания на модулятор с частичным разрядом (положение II), либо на модулятор с полным разрядом (положение I) и для контроля импульсов на нагрузке в модуляторе с частичным $C_{\text{нак}}$ (положение II) либо в модуляторе с полным разрядом $C_{\text{нак}}$ (положение I);

В3(S3) – для изменения величины зарядного сопротивления в модуляторе с полным разрядом $C_{\text{нак}}$;

В4-В9(S4-S8) – для изменения величины зарядного сопротивления в модуляторе с полным разрядом $C_{\text{нак}}$;

V10(S11) – для подачи запускающих импульсов на коммутатор в модуляторе с частичным разрядом $C_{\text{нак}}$ (положение II), либо в модуляторе с полным разрядом $C_{\text{нак}}$ (положение I);

V11(S12) – для изменения величины зарядного сопротивления в модуляторе с частичным разрядом;

V12(S13) – для изменения величины накопительной емкости в модуляторе с частичным разрядом;

V13(S14) – для изменения нагрузки модулятора с частичным разрядом $C_{\text{нак}}$.

Клеммы – для подключения осциллографа и генератора импульсов.

Ручка потенциометра R11 – для изменения сопротивления нагрузки в модуляторе с полным разрядом $C_{\text{нак}}$.

ЗАДАНИЕ

А. Выполняется при подготовке

1. Изучить рекомендованную литературу.
2. Ознакомиться с описанием лабораторной установки.
3. Рассчитать величину емкости и индуктивности ячеек линии, работающей на согласованную нагрузку ($R_n=W$), равную 2,3кОм и формирующую импульсы длительностью 7,4мкс; 15мкс.

Число ячеек $n=8$.

Расчет вести по формулам:

$$W = \sqrt{\frac{L}{C}}; R_n = W; \tau_n = 2\pi\sqrt{LC}.$$

Здесь:

W – волновое сопротивление линии в Омах.

R_n – сопротивление нагрузки в Омах.

τ_n – длительность импульса в сек.

n – число ячеек.

L – индуктивность каждой ячейки, в Генри, 1060 мкГц.

C – емкость каждой ячейки в Фарадах.

4. Рассчитать величину зарядного сопротивления R_3 для данной линии имеющей частоту повторения импульсов 1мГц и длительностью сформированного модулирующего импульса $\tau_n = 7.4$ мкс. Расчет вести по формуле:

$$R_3 \leq \frac{\theta}{3\pi C} \approx \frac{1}{3\pi CF}$$

Здесь:

θ – промежуток между импульсами.

C – емкость ячейки линии.

n – число ячеек.

F – частота следования импульсов.

5. Рассчитать длительность импульса для различных емкостей ячеек линии по формулам, приведенным в пункте 3 настоящего издания, приняв $n=8$, $L=1060$ мкГн. Для значений емкостей $C=200$ пФ, $C=300$ пФ, $C=500$ пФ рассчитать значение $\tau_{и}$, $R_{н}$. По расчетным данным построить график зависимости $\tau_{и\text{ расч}} = f(C)$.

6. Прочсть остальные разделы описания, продумать порядок выполнения работы в лаборатории и нарисовать ожидаемый характер графиков.

Б. Выполняется в лаборатории

1. Установить на макете рассчитанные значения зарядного сопротивления и емкости ячеек линии для длительности импульса $\tau_n = 7.4 \text{ мкс}$. Величина $R_n = 2.3 \text{ кОм}$, частота затухающих $F_n = 1 \text{ кГц}$, длительность модулирующего импульса.

2. Включить питание на модулятор, для чего переключатель S1 «Сеть» поставить в положение «Вкл». Переключатели B2(S2), B10(S11) поставить в положение 1. Переключатель B1(S5) в положение «Откл». Переключатели B4(S6), B5(S7), B6(S8), B7(S9) в положение «Вкл»; B9(S4), B8(S10) – 1.

3. Проверить с помощью осциллографа форму импульса и его длительность. Осциллограмму зарисовать.

4. Исследовать зависимость формы импульса напряжения на нагрузочном сопротивлении от величины этого сопротивления. Для трех нижеуказанных случаев нагрузки R_n зарисовать в масштабе форму импульса, определить длительность и импульса, и его ступеней, напряжение U импульса и его ступеней:

- а). сопротивление нагрузки $R_n = W = 2,3 \text{ кОм}$;
- б). сопротивление нагрузки $R_n > W$ в 1,5-2 раза;
- в). сопротивление нагрузки $R_n < W$ в 1,5-2 раза;

Параметры линии, величина R_3 , положения переключателей остаются теми же, что и в предыдущих пунктах.

5. Исследовать влияние числа ячеек линии на форму импульса для параметров модулятора: $n=8$, $C=200 \text{ пФ}$, $L=1060 \text{ мкГн}$, $R_3=200 \text{ кОм}$, $F_n=1 \text{ кГц}$, $\tau_1 = 5 - 10 \text{ мкс}$, $R_n = W = 2,3 \text{ кОм}$, $\tau_n = 7,4 \text{ мкс}$. При этом переключатели поставить в следующие положения: B3(S3) – «2», B1(S5) – «откл»; B4(S6), B5(S7), B6(S8), B7(S9) в положение «Вкл»; B9(S4), B8(S10) – 1.

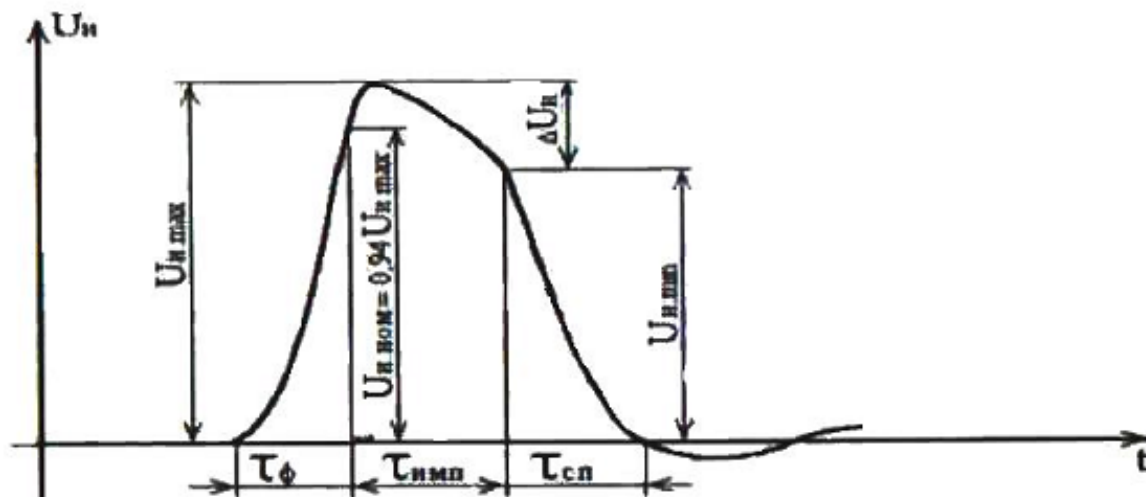


Рисунок 2 - Форма импульса

Зарисовать форму импульса и определить его длительность $\tau_{и}$ и длительность переднего фронта импульса $\tau_{ф}$ в соответствии с рис.2. Затем собрать линию с числом ячеек в 2 раза меньше, чем в предыдущем случае, но параметры самих ячеек должны быть в 2 раза больше, чтобы длительность импульса осталась прежней. Параметры модулятора при этом следующие: $n=4$, $C=400\text{пФ}$, $L=2120\text{мкГн}$, $R_3=200\text{кОм}$, $F_{п}=1\text{кГц}$, $\tau_1 = 5 - 10\text{мкс}$, $R_{п}=W=2,3\text{кОм}$, $\tau_{и}=7,4\text{мкс}$. При этом, переключатели поставить в следующие положения:

V3(S3) – «2», V1(S5) – «откл»;

V4(S6), V6(S8) – «вкл»;

V8(S10) – «1»;

V9(S4) – «2».

Зарисовать осциллограмму импульса, измерить его длительность и длительность переднего фронта. Затем снова в два раза уменьшить число ячеек, одновременно в два раза, увеличивая их параметры: $n=2$, $C=800\text{пФ}$, $L=4240\text{мкГн}$.

При этом переключатели поставить в следующие положения:

V3(S3) – «2»; V1(S5) – «откл»;

V4(S6) – «вкл»;

V8(S10) – «3»;

V9(S4) – «1».

Сделать измерения аналогичные предыдущему пункту. Данные всех измерений занести в таблицу 1.

Таблица 1

L, (мкГн)	0	1060	4240
$\tau_{н}$, (мкс)			
$\tau_{ф}$, (мкс)			

По полученным результатам строится график: $\tau_{н}/\tau_{ф}=f(n)$.

6. Исследовать влияние величины индуктивности, ближайшей к нагрузке ячейки линии, на форму импульса. В этом случае сопротивление нагрузки равно волновому. Путем соответствующих переключений емкостей число ячеек в линии сохранить постоянным и равным 6, для чего в ячейки линии необходимо установить емкости по 200пФ каждая и измерения производить при следующих комбинациях включения: B9(S4), B8(S10) – в положение «1».

а). L=0 - B1(S5), B6(S8), B7(S9) – «вкл»

B4(S6), B5(S7) – «откл»

б). L=L8 - B6(S8), B7(S9) – «вкл»

B1(S5), B4(S6), B5(S7) – «откл»

в). L=L8+L7 - B5(S7), B6(S8) – «вкл»

B1(S5), B4(S6), B7(S9) – «откл»

г). L=L6+L7+L8 - B4(S6), B5(S7) – «вкл»

B1(S5), B6(S8), B7(S9) – «откл»

Замыканием переключателя B1(S5) шунтирующего индуктивное сопротивление последней ячейки, установить L=1060 мкГн. При этом переключатель поставить:

B8(S4.1-S4.8) – в положение «1».

B9(S10.1-S10.8) – в положение «1».

Осциллограммы зарисовать, результаты занести с таблицу 2.

Таблица 2

L, (мкГн)	0	1060	4240
$\tau_{и}$, (мкс)			
$\tau_{ф}$, (мкс)			

По полученным результатам строится график: $\tau_{и}/\tau_{ф}=f(L)$.

7. Исследовать зависимость длительности импульса от величины емкости ячеек линии. Число ячеек линии оставляют постоянным и равным $n=8$. В этом случае конденсаторы одинаковой емкости включают во все ячейки макета. Комбинации включения: В1(S5) – «откл»,

C=200пФ – В4 – В7(S6-S9) – «вкл»

В9(S4), В8(S10) – «1»

C=300пФ - В9(S4) – «2»

C=500пФ - В9(S4) – «3»

Величину нагрузки установить в каждом случае равной волновому сопротивлению линии в соответствии с расчетом. Результаты занести в таблицу 3.

Таблица 3

C, (пФ)	200	300	500
$\tau_{и}$, (мкс)			

По полученным данным построить зависимости на общем графике: $\tau_{и\text{ эксп}} = f(C), \tau_{и\text{ расч}} = f(C)$

Содержание отчета

1. Принципиальная схема модулятора с полным разрядом $C_{н}$.

2. Расчеты величин индуктивностей и емкостей ячеек искусственной линии, работающей на согласованную нагрузку при длительностях импульсов $\tau_{\text{н}}=7,4\text{мкс}$ и $\tau_{\text{н}}=15\text{мкс}$.
3. Расчет величины зарядного сопротивления.
4. Расчет длительностей импульсов при различных емкостях ячеек линии.
5. Осциллограмма импульса напряжения на нагрузке, снятая при расчетных параметрах линии. Для сравнения на этом же графике нарисовать идеальный прямоугольный импульс.
6. Осциллограммы импульса напряжения на нагрузке для $R_{\text{н}}=W$, $R_{\text{н}}>W$, $R_{\text{н}}<W$ с указанием длительности элементов импульсов и величины напряжений импульса.
7. Осциллограммы импульсов для линий с различным числом ячеек, экспериментально снятая зависимость $\tau_{\text{н}}/\tau_{\text{ф}}=f(n)$.
8. Осциллограммы импульсов для линий с одинаковым числом ячеек, но различными наборами емкостей. Графики зависимостей $\tau_{\text{расч}} = f(C)$.
9. Осциллограммы импульсов при различных величинах индуктивностей ячейки, ближайшей к нагрузке. Экспериментальный график зависимости $\tau_{\text{н}}/\tau_{\text{ф}}=f(L)$.

Контрольные вопросы

1. Объяснить зависимость формы импульса при разряде линии на активную нагрузку от отношения сопротивления нагрузки к волновому сопротивлению линии.
2. От каких параметров модулятора зависит длительность импульса на нагрузке?
3. Как зависит форма импульса при разряде линии на активное сопротивление линии от числа ячеек.
4. Какие изменения и почему произойдут в форме импульса, если согласованной линии емкость ячеек увеличить в 2 раза?
5. Почему в качестве ключа, коммутирующего линию, целесообразно применять тиратрон, а не тетрод? Охарактеризовать этот вид коммутаторов.
6. Изобразить пространственную картину изменения напряжения на линии с распределенными параметрами в процессе разряда в моменты времени: $t=0$; $\tau_{\text{н}}/8$; $\tau_{\text{н}}/4$; $\tau_{\text{н}}/2$; $\tau_{\text{зи}}/4$; $\tau_{\text{н}}$. Рассмотрите случаи, когда $R_{\text{н}}=W$, $R_{\text{н}}>W$, $R_{\text{н}}<W$
7. Нарисовать принципиальную схему модулятора на искусственной линии с импульсным трансформатором и зарядом линии через зарядное сопротивление, зарядный дроссель, зарядный дроссель и диод. Отметить достоинства и недостатки этих схем. Как выбираются элементы зарядной цепи?
8. Почему при анализе процесса заряда линии ее можно рассматривать как емкость?
9. Какими элементами схемы определяется КПД модулятора? Какой порядок его величины?
10. Определить параметры источника постоянного напряжения импульсного модулятора (ток, напряжение, мощность) при следующих данных: мощность импульса 1000кВт, напряжение на нагрузке 25кВт, скважность 1000. Коэффициент трансформации импульсного

трансформатора 3, КПД импульсного трансформатора и КПД цепей заряда и разряда задаются.

11. Нарисовать и объяснить статические и модуляционные характеристики $f(E_M)$, $U(E_M)$ при двух значениях амплитуды колебаний в контуре.

12. Изобразить зависимости $f(E_M)$, $U(E_M)$ при двух значениях сопротивления автосмещения диодов.

13. Сопоставить требования к источнику модулирующего напряжения E_M для модуляторов с варикапами и ключевыми диодами.

14. Изобразить колебательный контур и частотный модулятор с ключевыми диодами, меняющими время включения дополнительной индуктивности в контур.

15. Изобразить временные диаграммы токов и напряжений ключевых диодов при двух значениях:

- а) сопротивления автосмещения;
- б) амплитуды колебаний;
- в) Напряжения внешнего смещения.

16. Начертить АГ по схеме индуктивной трехточки с двухтактным модулятором на ключевых диодах, меняющих время включения индуктивности в контур.

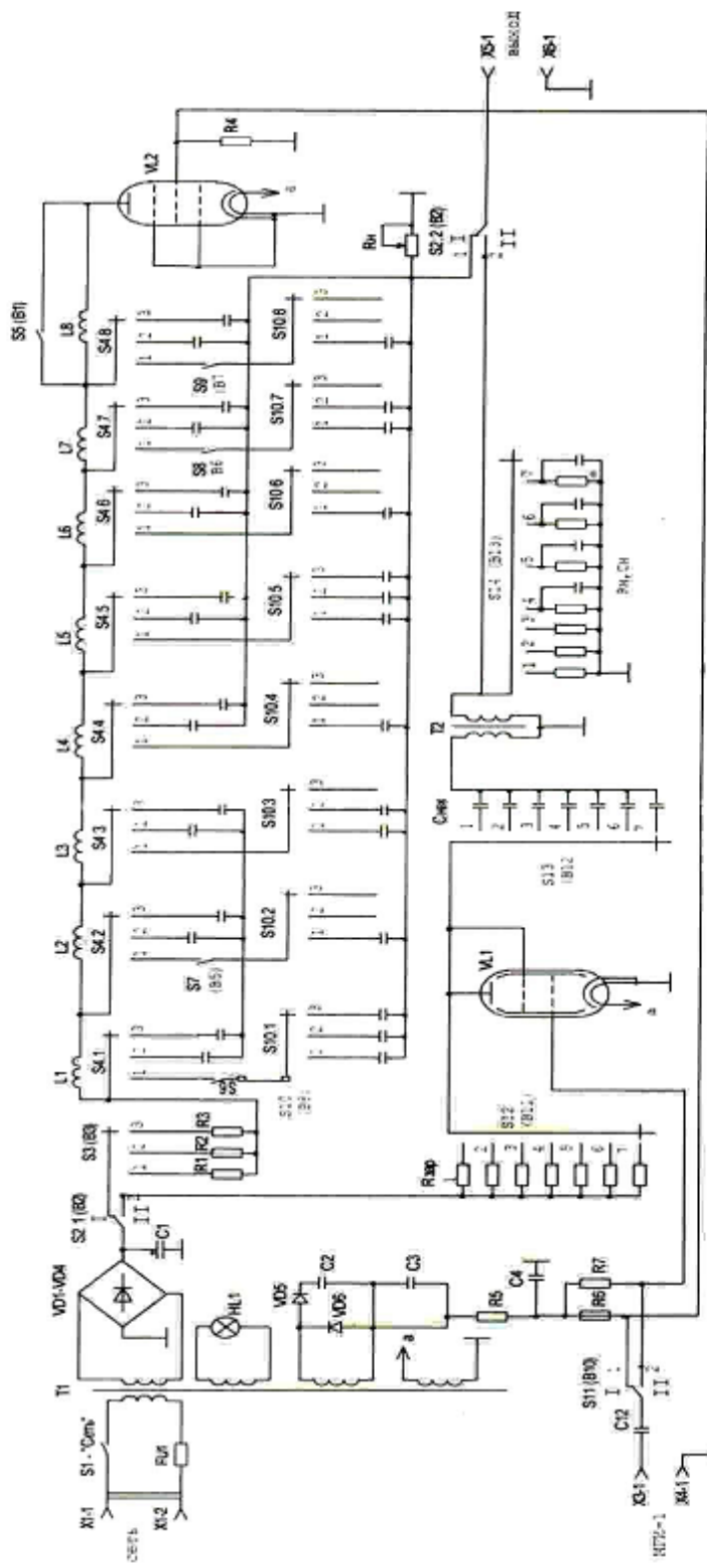


Рисунок 1 – Принципиальная схема макета для изучения импульсных модуляторов.

I – модулятор с полным разрядом Снак

II – модулятор с частичным разрядом Снак

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. «Устройства генерирования и формирования радиосигналов» под ред. Г.М.Уткина.- М.: «Радио и связь», 1994.
2. Петров Б.Е., Романюк В.А. Радиопередающие устройства на полупроводниковых приборах. - М.: «Высшая школа».-1989.
3. «Радиопередающие устройства» под ред. М.В.Благовещенского, Г.В.Уткина.- М., «Радио и связь», 1982.
4. «Радиопередающие устройства», В.В. Шахгильдян и др.; Под ред. В.В.Шахгильдяна. - М.: «Радио и связь», 2003.

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ
ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО
ПРОФЕССИОНАЛЬНОГО ОБРАЗОВАНИЯ
«САМАРСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ АЭРОКОСМИЧЕСКИЙ
УНИВЕРСИТЕТ имени академика С. П. КОРОЛЁВА
(национальный исследовательский университет)»
(СГАУ)

АТТЕСТИЦИОННЫЕ ПЕДАГОГИЧЕСКИЕ
ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ МАТЕРИАЛЫ (АПИМ) по курсу
«Устройства генерирования и формирования
сигналов»

САМАРА 2013

1 ГВВ. СХЕМЫ

1. Типы питания и смещения генераторов.
2. Признаки последовательного питания и смещения генераторов.
3. Признаки параллельного питания и смещения генераторов.
4. Типы автоматического смещения генераторов.
5. Способы включения активного элемента в схему генератора.
6. Перечислить схемы колебательных цепей генератора.
7. В каких случаях применяется Г-образное звено.
8. В каких случаях применяется П-образное звено CLC.
9. В каких случаях применяется Т-образное звено LCL.
10. Назвать параметры колебательных цепей, применяемых в генераторах.
11. Нарисовать эквивалентную схему трансформатора, назвать элементы.
12. Свойства трансформаторов ТДЛ.
13. Особенности схемы генератора, возбуждаемого гармоническим током.
14. Назначение колебательных цепей генераторов.
15. Нарисовать структурную схему передатчика.

2 ГВВ. РЕЖИМЫ

1. Нарисовать динамическую характеристику генератора, определить участки.
2. Назвать три линии определяющие режим генератора, в поле статических характеристик активного элемента.
3. Определить графически критический режим генератора.
4. Определить графически недонапряженный режим генератора.
5. Определить графически перенапряженный режим генератора.
6. Как зависит выходная мощность генератора от угла отсечки θ .
7. Как зависит КПД генератора от угла отсечки.
8. Свойства недонапряженного режима.
9. Свойства критического режима.
10. Свойства перенапряженного режима.

11. На что указывает не симметрия импульса тока генератора в перенапряженном режиме.

12. Свойства импульсного генератора гармонических колебаний.

3 АГ. СХЕМЫ. СТАБИЛЬНОСТЬ

1. Что определяет баланс амплитуд в автогенераторе, показать графически.

2. Что определяет баланс фаз в автогенераторе, показать графически.

3. Назначение фиксированного смещения в АГ.

4. Назначение автоматического смещения в АГ.

5. Дать определение трехточечному автогенератору.

6. Нарисовать эквивалентную схему емкостной трехточки.

7. Нарисовать схему индуктивной трехточки.

8. Перечислить свойства емкостной трехточки.

9. Перечислить свойства индуктивной трехточки.

10. Сравнить свойства генератора с трансформаторной связью со свойствами трехточечного автогенератора.

11. В качестве каких элементов колебательной цепи работает кварцевый генератор.

12. Нарисовать наиболее оптимальную схему кварцевого генератора.

13. Перечислить меры повышения стабильности частоты автогенератора.

14. Чем отличается схема кварцевого генератора, работающего на гармониках, от схемы АГ для основной частоты?

15. Достоинства синтезатора частот.

16. Назвать типы синтезаторов частот и сравнить их свойства.

4 МОДУЛЯЦИЯ

1. Перечислить виды модуляции генераторов.

2. Амплитудная модуляция, нарисовать осциллограмму, спектр.

3. Способы амплитудной модуляции.

4. Характеристики и параметры амплитудной модуляции.

5. Перечислить свойства амплитудной модуляции.
6. Свойства модуляции ОБП.
7. Угловая модуляция, что общего у нее с ФМ и ЧМ?
8. Спектр сигнала при ФМ и ЧМ.
9. Характеристики и параметры ФМ.
10. Характеристики и параметры ЧМ.
11. Способы получения ФМ.
12. Способы получения ЧМ.
13. За счет чего достигается большая помехоустойчивость при угловой модуляции?
14. В каких случаях применяется импульсная модуляция с накоплением энергии?

5 ГЕНЕРАТОРЫ СВЧ

1. Особенности генераторов СВЧ.
2. Свойства лампового генератора СВЧ односторонней конструкции.
3. Свойства лампового генератора СВЧ двухсторонней конструкции.
4. Генератор на ЛБВ-О, перечислить этапы работы генератора.
5. Клистронный генератор, перечислить этапы работы генератора.
6. Сформулировать эффект Ганна в полупроводнике.
7. Назвать теорию, объясняющую эффект Ганна.
8. Типы замедляющих систем, их назначение.
9. Пояснить работу генератора, основанного на эффекте Ганна.
10. Пояснить работу генератора на диоде ЛПД, IMPATT - режим.
11. Магнетрон, принцип действия, перечислить этап работы магнетрона.
13. Перечислить отличия принципов действия ЛБВ-0 и магнетрона.

6. КВАНТОВЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ

1. Основные положения квантовой теории лазеров и генераторов СВЧ.
2. Работа трехуровневого лазера.

3. Работа четырехуровневого лазера.
4. Отличия квантового генератора СВЧ от лазера.
5. Работа «гигантского лазера».
6. Сравнить свойства трехуровневого и четырехуровневого лазеров.