

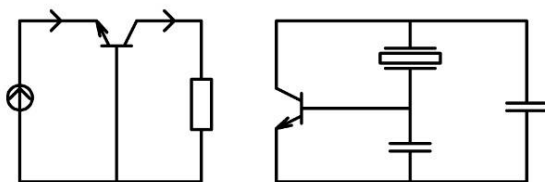
ФГБОУ ВПО "Воронежский государственный технический
университет"
Кафедра систем информационной безопасности

149-2013

ГЕНЕРАТОРЫ С ВНЕШНИМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ И АВТОГЕНЕРАТОРЫ

МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ

для практических занятий по дисциплинам "Устройства генерирования и формирования сигналов" направления 210400.68 "Радиотехника" и специальности 210601.65 "Радиоэлектронные системы и комплексы", "Устройства передачи и приема сигналов в СПЦС" специальности 090302.65 "Информационная безопасность ТКС" и дисциплине "Радиопередающие устройства" направления 210400.62 "Радиотехника" очной и заочной форм обучения



Воронеж 2013

Составитель канд. техн. наук М. И. Бочаров

УДК 621.396.61

Генераторы с внешним возбуждением и автогенераторы: методические указания для практических занятий по дисциплинам "Устройства генерирования и формирования сигналов" направления 210400.68 "Радиотехника" и специальности 210601.65 "Радиоэлектронные системы и комплексы", "Устройства передачи и приема сигналов в СПЦС" специальности 090302.65 "Информационная безопасность ТКС" и дисциплине "Радиопередающие устройства" направления 210400.62 "Радиотехника" очной и заочной форм обучения / ФГБОУ ВПО "Воронежский государственный технический университет"; сост. М. И. Бочаров. Воронеж, 2013. 50 с.

Изложены основы построения принципиальных схем генераторов с внешним возбуждением, автогенераторов на фиксированную частоту и высокостабильных колебаний с использованием объемного пьезоэффекта (кварцевые резонаторы) и поверхностного пьезоэффекта с возбуждением поверхностных акустических волн. Приведены методики расчета принципиальных схем и индивидуальные задания.

Ил. 5. Библиогр.: 17 назв.

Рецензент канд. техн. наук, доц. Е. Д. Алперин

Ответственный за выпуск зав. кафедрой д-р техн. наук,
проф. А. Г. Остапенко

Печатается по решению редакционно-издательского совета
Воронежского государственного технического университета

© ФГБОУ ВПО "Воронежский
государственный технический
университет", 2013

1. ГЕНЕРАТОРЫ С ВНЕШНИМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ

Генераторы с внешним возбуждением (ГВВ), как следует из обобщённой структурной схемы радиопередающего устройства, составляют следующие функциональные узлы: усилители мощности (УМ), умножители частоты (УЧ) и делители частоты (ДЧ) [1...4]. Структурная схема УМ в общем случае содержит согласующие цепи входную: ($СЦ_{вх}$) и выходную ($СЦ_{вых}$), активный элемент (АЭ), цепи питания и смещения [1...5]. Чаще всего в качестве АЭ в диапазонах высоких частот ВЧ до СВЧ и выше используются транзисторы: биполярные (БТ) и полевые (ПТ).

1.1. Базовые схемы усилителей мощности

Основой многих высокочастотных схем являются: схема с общим истоковым электродом (ОИЭ), общим управляющим электродом (ОУЭ) и общим выходным электродом (ОВЭ).

В схеме с общим эмиттером (ОЭ) (рис. 1.1, а) заземленным

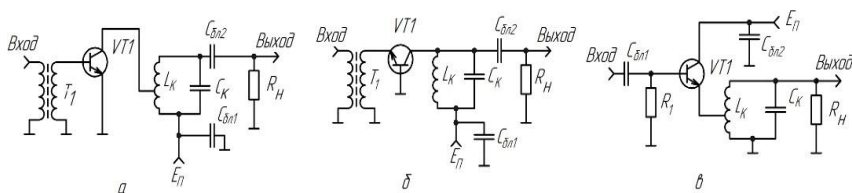


Рис. 1.1. Базовые схемы УМ

является эмиттер. В качестве входной $СЦ_{вх}$ используется трансформатор T_1 , а выходной $СЦ_{вых}$ является параллельный контур с неполным включением (простейшая согласующе – фильтрующая цепь). Напряжение питания $E_п$ подается на

коллектор V_{T1} через катушку индуктивности L_K (последовательная схема питания).

В схеме с общей базой (ОБ) (рис. 1.1, б) заземлена база и использовано полное включение $L_K C_K$ контура как к транзистору, так и к внешней нагрузке R_H , подключенной к выходу.

В схеме с общим коллектором (ОК) (рис. 1.1, в) общим и заземленным по высокой частоте с помощью конденсатора $C_{бл2}$ является коллектор, а выходной сигнал снимается с контура, включенного между эмиттером и коллектором. При низкоомной внешней нагрузке R_H , составляющей в УМ приблизительно несколько десятков Ом, необходимо также использовать неполное включение R_H с контурами.

В первых двух случаях применена схема нулевого смещения, поскольку по постоянному току через вторичную обмотку трансформатора T_1 база и эмиттеры этих схем закорочены. В схеме (рис. 1.1, в) применено запирающее автоматическое смещение с помощью резистора.

На относительно низких частотах (до сотен МГц) наиболее широко применяется схема с ОЭ как имеющая наибольший коэффициент усиления по мощности. Однако с ростом частоты (приблизительно с 1 ГГц и выше) больший коэффициент усиления по мощности имеет схема с ОБ. Кроме этого схема с ОБ применяется и на более низких частотах (часто и на звуковых), как обеспечивающая малые нелинейные искажения и стабильность параметров устройства.

Схема с ОК, как имеющая малое выходное сопротивление, используется либо в промежуточных каскадах, когда необходимо согласовать предыдущий каскад с низкоомным входным сопротивлением последующего каскада УМ без трансформатора или при работе каскада на коаксиальный кабель.

1.2. Активные элементы

В настоящее время выпускается большая номенклатура мощных генераторных биполярных и полевых транзисторов, как широкого применения, так и узкоспециализированных.

Генераторные БТ выпускаются мощностью от 1 до 500 Вт, как правило, по планарной технологии до частот, составляющих десятки ГГц. Мощные СВЧ транзисторы выполняются в виде многоэмиттерной структуры, при которой достигается наибольшее отношение периметра электродов к площади, что обеспечивает их работу при больших плотностях тока из-за скин-эффекта. Мощные БТ выпускаются, в основном, п-р-п типа и работают обычно с отсечкой тока в недонапряженном и критическом режимах с включением либо по схеме с ОЭ, либо с ОБ в зависимости от того, какой электрод соединён с корпусом.

Для БТ обычно задается диапазон рабочих частот, ограниченный сверху и снизу. Ограничение рабочих частот снизу обусловлено явлением "вторичного пробоя", заключающегося в перегреве структуры БТ при его работе с отсечкой за время действия короткого импульса тока и частичного восстановления свойств при приходе последующего импульса тока. Поэтому их основной областью рабочих частот являются высокие частоты $f \geq 3 f_T / h_{21Э}$, где f_T - граничная частота транзистора; $h_{21Э}$ - коэффициент усиления по току на низких частотах в схеме с ОЭ.

В развернутых справочниках параметры БТ делятся на несколько групп: параметры идеализированных статических характеристик; высокочастотные параметры, допустимые параметры, тепловые параметры и экспериментальные параметры [6], которые применяются при использовании наиболее полной методики расчета. При упрощенных методиках расчета можно использовать и другие источники, например [7, 8] и др.

В усилителях мощности и автогенераторах применяются и мощные ПТ. В диапазоне высоких частот МДП- транзисторы, в диапазоне СВЧ чаще ПТ с затвором Шоттки (ПТШ).

Мощные МДП- транзисторы изготавливаются из кремния и предоставляют структуру, состоящую из параллельного соединения большого числа элементарных ячеек.

ПТ МДП- типа имеют ряд преимуществ по сравнению с БТ: меньшее влияние температуры на их свойства вследствие отрицательного температурного коэффициента тока стока; отсутствие вторичного пробоя; большее, приблизительно в несколько раз, выходное сопротивление при одинаковых генерируемых мощностях; значительно меньшее свойство накопления заряда, определяющее инерционность транзисторов. Это снижает амплитудно-фазовую конверсию (специфический вид нелинейных искажений), проявляющийся в усилителях сигналов с переменной амплитудой. МДП-транзисторы имеют более низкий уровень дробовых шумов, который у некоторых типов транзисторов не изменяется при повышении выходной мощности.

Недостатком МДП- транзисторов является низкая радиационная стойкость. Кроме этого лавинный пробой в МДП транзисторах происходит за более короткое время (наносекунды), а не за микросекунды, как это происходит в БТ. Поэтому системы защиты от такого пробоя практически не реализуемы.

Кроме этого многие ПТ (как маломощные, так и генераторные) подвержены воздействию статического электричества. Поэтому необходимы особые условия для их хранения, транспортировки и при монтаже (пайке).

В последнее время в двухтактных схемах УМ применяются балансные транзисторы, представляющие два БТ или МДП-транзистора одной проводимости и размещенных в одном корпусе [2].

Преимущество балансных транзисторов - высокая идентичность параметров, что позволяет реализовать основное преимущество двухтактной схемы – малый уровень нелинейных искажений. Кроме этого конструктивно достигается меньшее значение индуктивности общего вывода, что позволяет увеличить коэффициент усиления и диапазон рабочих частот.

ПТ с барьером Шоттки выполняют из арсенида галлия. Их инерционность на порядок и более меньше, чем у МДП-транзисторов. Технология изготовления барьера Шоттки позволяет уменьшить междуэлектродные расстояния вплоть до субмикронных размеров. С учетом указанных факторов граничная частота ПТШ- транзисторов достигает до 100 ГГц.

Некоторые современные ПТ имеют большие допустимые напряжения, достигающие 1000 В.

1.3 Основы построения принципиальных схем УМ

УМ состоит обычно из нескольких каскадов, схемы которых могут отличаться. Это обусловлено различными требованиями, предъявляемыми к ним, режимом работы и т. д.

Принципиальная схема УМ может быть реализована на основе общих принципов построения схем его отдельных каскадов. Суть этих принципов для выходной цепи каскадов УМ состоит в следующем [5].

Реальная принципиальная схема выходной цепи каскада УМ должна быть составлена так, чтобы обеспечить выполнение следующих условий: постоянная составляющая выходного тока $I_{\text{вых0}}$ должна протекать от источника питания $E_{\text{п}}$ через выходные электроды АЭ (рис. 1.2 а); ток первой гармоники $I_{\text{вых1}}$ должен протекать от выходного электрода «в» АЭ, в нагрузочную систему $Z_{\text{нс}}$, включающую выходную согласующую цепь и сопротивление нагрузки $Z_{\text{н}}$ (рис. 1.2 б) и далее к истоковому электроду «и» АЭ. Сопротивление

выходной цепи для токов второй и более высоких гармоник $I_{\text{вых}n}$ ($n=2, 3, \dots$) должно быть равно нулю (рис. 1.2 в), чтобы ток этих гармоник не создавал напряжение на нагрузке.

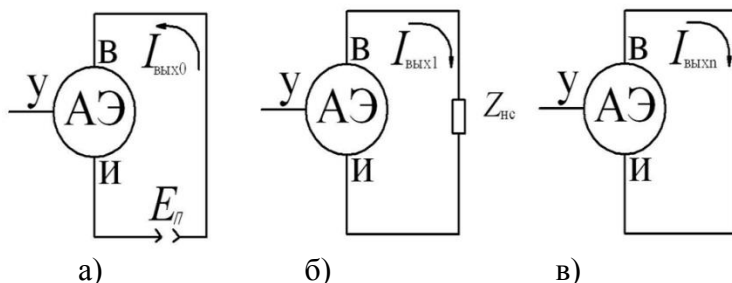


Рис. 1.2. Эквивалентные схемы выходной цепи УМ: а) для постоянного тока; б) для тока первой гармоники; в) для высших гармоник

Необходимость разделения путей прохождения постоянной составляющей $I_{\text{вых}0}$ и первой гармоники тока РЧ обусловлена, прежде всего, требованием максимального выделения мощности РЧ колебаний непосредственно в нагрузке. Проникновение РЧ колебаний в цепи источника питания недопустимо из-за возможности возникновения паразитных связей через общий источник питания в многокаскадном усилителе и возникающих при этом условиях самовозбуждения. Блокирование второй и более высоких гармоник РЧ на выходе исходит из требований электромагнитной совместимости.

Аналогичные условия должны быть выполнены и во входной цепи УМ, подключаемой к управляющему электроду "У" АЭ усилителя. Однако выполнение этих требований для входной цепи менее критично.

Для реализации эквивалентной схемы (рис. 1.2 а) используются две схемы питания по постоянному току: параллельная и последовательная. В [1, 2, 5] приведены и

расчетные соотношения, необходимые для определения параметров элементов этих схем.

В современной радиоаппаратуре, с целью обеспечения стабильности ее работы при воздействии различных дестабилизирующих факторов, используются схемы активной стабилизации напряжения питания. В [9] приведены схемы и расчетные соотношения, необходимые для реализации этого режима.

Во входной цепи принципиальной схемы, подключаемой к управляющему электроду «у» АЭ, необходимо задать напряжения смещения, позволяющие реализовать заданный (выбранный) режим его работы, т.е. угол отсечки. Для этого используются различные схемы смещения, которые делятся на схемы отпирающего и запирающего смещения. При этом запирающее смещение обычно выполняется в виде автоматического смещения. Необходимые расчетные соотношения, необходимые для определения параметров элементов этих цепей, приведены в [1, 2, 5].

В высокочастотных усилителях мощности, для обеспечения постоянства угла отсечки транзисторов при изменении уровня усиливаемого сигнала и температуры радиатора, а также для линеаризации начального участка амплитудной характеристики разрабатываемого усилителя, используются схемы стабилизации напряжения смещения. Варианты схемы стабилизации напряжения смещения и методика ее расчета приведены в [9].

Для МДП генераторных транзисторов, имеющих небольшое положительное или равное нулю напряжение отсечки, чаще всего применяются следующие схемы подачи смещения на затвор: отпирающего смещения с помощью резистивного делителя, аналогичная схеме на БТ [5, рис. 1.4 а]. Используются также и схемы запирающего смещения постоянной составляющей тока затвора и истока.

Выбор цепей согласования. Цепи согласования (как входную, так и выходную) можно выбрать с использованием достаточно большой номенклатуры типовых звеньев СЦ, приведенных в [1,3,4,6,9...11]: Г-звено, П- контур, Т-контур, ВЧ- трансформаторы различной конструкции и др.

Пример построения принципиальной схемы УМ.

Построить схему УМ, генерирующего мощность РЧ $P_1 = 0,5$ Вт на частоте $f_{\Gamma} = 50$ МГц, при $E_{\Pi} = 12$ В; угол отсечки $\theta = 90^\circ$, сопротивление внешней нагрузки $R_n = 500$ Ом.

Определяем эквивалентное сопротивление нагрузки транзистора $R_{\Sigma} = \frac{U_{\text{Вых}}^2}{2P_1}$. Можно считать, что при $E_{\Pi} = 12$ В амплитуда напряжения на коллекторе составляет 10 В. Поэтому $R_{\Sigma} = \frac{10^2}{2 \cdot 0,5} = 100$ Ом. На этих частотах при таком сопротивлении в качестве выходной СЦ можно выбрать П-контур, который при заданных нагрузках обеспечивает нагруженную добротность $Q_n \approx 5$ и полосу рабочих частот около 20 %. При этом подавление 2-ой (наибольшей) гармоники по расчетам составляет около 25 дБ, что достаточно для промежуточного и предоконечного каскадов.

В качестве входной СЦ можно выбрать и Г-звено (простейший LC-фильтр). При использовании выходной согласующей цепи в виде П-контура возможно применение только параллельной схемы питания.

Для реализации $\theta = 90^\circ$ (в случае БТ) необходимо подать напряжение смещения $E_c \approx 0,5$ В. В данном случае предполагается, что нет жестких требований к его стабильности. Поэтому можно ограничиться схемой смещения в виде резистивного делителя R_1, R_2 . Однако, для уменьшения его шунтирующего действия на входное сопротивление транзистора (ввиду малости его сопротивления по ВЧ) можно между общей точкой R_1, R_2 и управляющим электродом включить блокировочную индуктивность или резистор.

С учетом выше изложенного принципиальная схема каскада УМ имеет вид, приведенный на рис. 1.3.

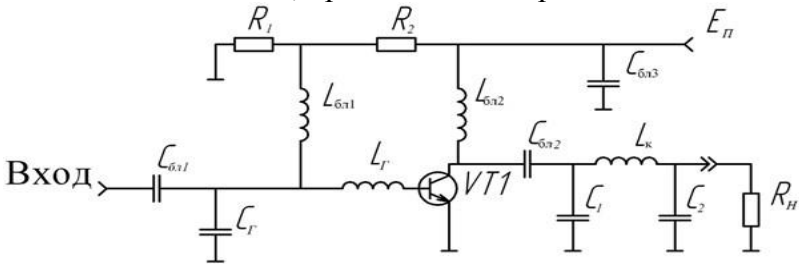


Рис. 1.3. Принципиальная схема каскада УМ

В дальнейшем, после выполнения электрического расчета принципиальной схемы, разработанный вариант схемы можно конкретизировать.

В УМ важное значение имеет точка заземления. Чаще всего в УМ заземляют общий электрод либо по постоянному току, либо по ВЧ с помощью блокировочного конденсатора. Вопросы построения широкополосных УМ изложены в [11].

1.4. Зарядовая модель и параметры генераторных БТ

Особенностью мощного генераторного БТ по сравнению с маломощным состоит в том, что он представляет собой структуру, состоящую из параллельного соединения парциальных (элементарных) транзисторов, число которых может составлять несколько сот и более. Изготовить такую сложную структуру с приблизительно одинаковыми параметрами невозможно. Поэтому в процессе работы элементарные транзисторы имеют различные режимы. Наибольшую опасность представляет различие токов коллектора. Тот из транзисторов, который имеет наибольший ток, нагревается больше остальных, что, приводит к уменьшению сопротивления в данной точке кристалла. Это опять увеличивает ток и приводит к возникновению

"вторичного пробоя", когда транзисторы на относительно низких частотах теряют усилительные свойства. Для выравнивания токов (и ряда других параметров) элементарных транзисторов в эмиттере каждого из них включается стабилизирующее сопротивление.

Поскольку элементарные транзисторы включены параллельно, генераторный БТ имеет малые входное и выходное сопротивления. Величины этих параметров для транзисторов на десятки ватт составляют единицы ом, причем входное сопротивление может быть и менее Ома.

На работу мощного высокочастотного БТ большое влияние оказывают индуктивности выводов. Поэтому транзисторы, предназначены для работы на частотах выше 200 МГц, имеют конструкцию корпусов, выводы которых обеспечивают малые индуктивности выводов. Наибольшее влияние при включении транзистора в схему оказывает индуктивность общего электрода, поскольку по нему протекает ток, равный сумме входного и выходного токов. Поэтому образуется обратная связь.

Наиболее универсальной является зарядовая модель БТ [1...5], являющаяся физической схемой замещения. Ее достоинством является простота, достаточная точность, как при больших, так и малых уровнях сигнала в широком диапазоне частот (до $0,5f_T$).

В качестве воздействующего сигнала в этой схеме [5, рис. 2.1] являются напряжение на идеальном переходе база-эмиттер $U_{п}$, откликом является выходной ток i_k [1, 3, 4, 5]. Диффузионная $C_{диф}$ емкость эмиттерного перехода, сопротивления рекомбинации r_{β} , генератор тока $i_{кг}$, выделенные на схеме пунктирной линией, образуют так называемую теоретическую модель транзистора. Физический смысл ее отдельных элементов состоит в следующем. Резистор r_{β} учитывает ток рекомбинации неосновных носителей в области базы и ток основных носителей через эмиттерный

переход. Емкость $C_{\text{диф}}$ отображает накопление заряда в области базы при открывании эмиттерного перехода. Генератор тока $i_{\text{кг}} = S_n U_n$ (S_n – крутизна транзистора по эмиттерному переходу) отображает основной физический процесс – усиление входного сигнала. Остальные элементы являются "внешними": L_b , L_k и $L_э$ – индуктивности базового, коллекторного и эмиттерного выводов транзистора; $C_{\text{ка}}$ и $C_{\text{кп}}$ – емкости активной и пассивной частей коллекторного перехода; $C_э$ – барьерная емкость эмиттерного перехода; r_b и r_k – сопротивление материала базы и коллектора соответственно; $r_э'$ – стабилизирующее сопротивление, образованное сопротивлением материала эмиттера и дополнительно включенным омическим сопротивлением.

Малосигнальная низкочастотная крутизна S_n с достаточной точностью определяется с помощью соотношения

$$S_n = I_{\text{ко}}/\varphi_T, \quad (1.1)$$

где $I_{\text{ко}}$ – постоянная составляющая коллекторного тока; $\varphi_T = kT/e$ – температурный потенциал; $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/Кл – постоянная Больцмана; T – абсолютная температура, К; $e = 1,6 \cdot 10^{-19}$ Кл – заряд электрона.

После подстановки физических констант для $T = 300$ К получаем $\varphi_T = 26$ мВ. Экспериментально измеряют параметры транзистора при подаче на его вход напряжения $U_{бэ}$. При расчетах за основу также удобнее брать входное напряжение. Поэтому крутизну S_n целесообразно пересчитать к входу. В первом приближении (без учета сопротивления $r_э'$) статическая малосигнальная крутизна проходной характеристики транзистора

$$S = S_n r_\beta / (r_b + r_\beta), \quad (1.2)$$

где $r_\beta = h_{21э}/S_\pi$ - сопротивление рекомбинации.

Объемное сопротивление материала базы

$$r_6 = \tau_k / C_k, \quad (1.3)$$

где τ_k - постоянная времени цепи обратной связи [1, 4, 6].

Диффузионная емкость

$$C_{\text{диф}} = S_n / \omega_T. \quad (1.4)$$

Сопротивление эмиттера в рабочей точке

$$r_3 \approx 1 / S_n. \quad (1.5)$$

Модель транзистора позволяет определить и ряд других параметров, используемых при расчете схем, в частности, граничную частоту транзистора по крутизне

$$f_s = f_T / (S r_6), \quad (1.6)$$

определяемую как значение частоты, на которой крутизна уменьшается в $\sqrt{2}$ по сравнению с ее низкочастотной величиной.

Зарядовая модель позволяет получить и достаточно простые аналитические выражения для определения основных параметров БТ как четырехполюсника.

Перечень выражений для определения параметров БТ как четырехполюсника на ВЧ приведен в [5]. Ниже приводятся основные выражения. Так входное сопротивление транзистора

$$R_{\text{вх}} = r_6 \left[1 + \frac{\gamma_1(\theta) \omega_T L_3}{r_6} \right], \quad (1.7)$$

где $\gamma_1(\theta)$ - коэффициент разложения [1...4].

$$(1.8) \quad L_{\text{вх}} = L_6 + L_3;$$

$$C_{\text{вх}} = C_3 / \gamma_1(\pi - \theta). \quad (1.9)$$

Активная составляющая и фазовый угол крутизны

$$S_1 = S \gamma_1(\theta) / \sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_S}\right)^2}; \quad (1.10)$$

$$\varphi_S = -\text{arctg}\left(\frac{\omega}{\omega_S}\right). \quad (1.11)$$

Активная составляющая выходного сопротивления

$$R_{\text{вых}} = [\gamma_1(\theta)\omega_T C_K]^{-1}. \quad (1.12)$$

1.5. Физическая модель и параметры генераторных ПТ

ПТ является униполярным транзистором, в котором электрический ток протекает только за счет переноса основных носителей заряда. Кроме этого электрическое поле, создаваемое управляющим напряжением, приложенным между затвором и каналом, направлено перпендикулярно потоку зарядов в канале. Путем изменения этого напряжения воздействуют на этот поток, движущийся от истока к стоку, чем и достигается изменение выходного тока.

Физическая модель ПТ, справедливая для всей области рабочих частот МДП- транзисторов и ПТШ- транзисторов в диапазоне частот, включая УВЧ, приведена в [3, 4, 5].

Элементы этой схемы имеют следующий физический смысл [5, рис. 2.2]: C_K - емкость обедненного слоя под затвором со стороны истока; r_K - сопротивление управляющей части

канала и переходного слоя между каналом и обедненной областью со стороны истока (эта цепь учитывает накопление заряда в канале); $i_c = SU_y$ – генератор тока, управляемый напряжением на емкости C_K ; S – малосигнальная крутизна активной области транзистора; $R_{\text{вых}}$ – выходное (внутреннее) сопротивление; $C_{3C}, C_{3И}$ – междуэлектродные емкости; $r_3, r_C, r_{И}$ – омические сопротивления областей электродов; $L_3, L_C, L_{И}$ – индуктивности выводов.

При включении в схему ПТ удобнее представить четырехполюсником [5], параметры которого определяются через параметры модели. Однако не все элементы в схеме играют одинаковую роль (элементы, играющие основную роль, выделены штриховой линией). Выделенная часть схемы позволяет определить постоянную времени входной цепи открытого транзистора $\tau_{\text{вх}} = r_K(C_K + C_{3C})$. Величина, обратная этой постоянной времени,

$$\omega_S = 1/\tau_{\text{вх}} \quad (1.13)$$

является граничной частотой транзистора по крутизне. Количественно безынерционная область работы ПТ определяется из неравенства $\omega \leq 0.5\omega_S$.

Входное и выходное сопротивления ПТ просто определяются из этой упрощенной схемы.

Однако ПТ эффективно работает в области высоких частот, на которых необходимо учитывать и другие элементы модели. Это, в первую очередь, элементы общего электрода $L_{И}$ и $r_{И}$ (в схеме с ОИ). В режиме большого сигнала целесообразно использовать кусочно-линейную аппроксимацию физической модели.

В этом случае, по аналогии с БТ, усредненные параметры МДП- транзисторов на высоких частотах определяется выражениями

$$R_{\text{вх}} = r_3 + r_{\text{к}} + r_{\text{и}} + \omega_T L_{\text{и}} \gamma_1(\theta); \quad (1.14)$$

$$L_{\text{вх}} = L_3 + L_{\text{и}}; \quad (1.15)$$

$$C_{\text{вх}} = \frac{C_{\text{к}}}{1 + r_{\text{и}} S \gamma_1(\theta)} + C_{3\text{с}}; \quad (1.16)$$

$$R_{\text{вых}} = \frac{1}{\omega_T C_{3\text{с}} \gamma_1(\theta)}; \quad (1.17)$$

$$C_{\text{вых}} = C_{\text{си}} + C_{3\text{с}}, \quad (1.18)$$

где $\omega_T = \frac{S}{C_{\text{к}}}$ граничная частота транзистора.

Полученные выражения позволяют с достаточной для инженерных расчетов точностью определить параметры МДП-транзистора как четырехполюсника и дать оценочные результаты для ПТШ- транзисторов. Более точное определение параметров МДП- транзисторов может быть выполнено с учетом, прежде всего, сопротивления r_c . В случае ПТШ необходимо использовать более сложную модель.

1.6. Контрольные вопросы

А. Вопросы по построению схем УМ

1. Какая из приведенных на рис. 1 схем УМ и почему имеет: наибольшее (наименьшее) входное сопротивление?
2. Какая из представленных на рис. 1 схем и почему имеет наименьшее (наибольшее) выходное сопротивление?
3. В каких из приведенных на рис. 1 схем имеется внутренняя обратная связь?
4. Как влияет внутренняя обратная связь в схемах (рис. 1) на входное и выходное сопротивления транзисторов?
5. В каких случаях внутренняя обратная связь уменьшает нелинейные искажения? В какой из представленных на рис. 1 схем это происходит?
6. Почему УМ, выполненные на БТ, имеют ограничение диапазона рабочих частот снизу?

7. Как влияет инерционность АЭ на энергетические характеристики УМ? В автогенераторах?

9. Как реализовать широкополосный режим работы УМ в двухтактной схеме?

10. Какая из двухтактных схем, выполненная по схеме с ОУЭ, ОИЭ или ОБЭ соответственно, имеет наибольшую рабочую частоту (диапазон рабочих частот)?

11. Какой из электродов схемы УМ целесообразно заземлять?

12. Как определяется сопротивление резистивного делителя R_1, R_2 (рис. 1.3) по ВЧ? По постоянному току?

Б. Вопросы по определению параметров транзисторов

13. Как по статическим выходным характеристикам ПТ определить его внутреннее (выходное) сопротивление?

14. Почему арсенид-галлиевые ПТ являются более высокочастотными по сравнению с МДП- транзисторами и с управляющим р-п переходом?

15. Поясните суть явления "вторичного пробоя" мощных высокочастотных БТ и его влияние на работу УМ.

16. Чем обусловлено появление у БТ диффузионной емкости эмиттерного перехода и барьерной емкости коллекторного перехода?

17. Как определяется сопротивление рекомбинации? Каков физический смысл этого сопротивления?

18. Как влияет индуктивность общего вывода транзистора на его входное сопротивление?

19. Какие преимущества имеют ПТ перед БТ?

20. Как по статистическим характеристикам определить сопротивление насыщения транзистора? Каков его физический смысл?

21. Почему с ростом частоты сопротивление насыщения транзистора увеличивается?

22. Как с использованием модели БТ ориентировочно определить входное сопротивление транзистора на низких частотах?

23. Почему эмиттер мощных ВЧ и СВЧ транзисторов имеет два и более выводов?

24. Какой физический смысл сопротивления эмиттера r_3 ?

2. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ РАСЧЕТ ПРИНЦИПИАЛЬНЫХ СХЕМ УМ

Независимо от сложности принципиальной схемы и назначения УМ расчет проводится по заранее выбранной методике традиционным способом по расчетным формулам, либо с помощью ЭВМ с использованием специализированных или универсальных программ по исходным данным, включающим уровень генерируемой мощности, диапазон рабочих частот, вид модуляции, уровень нелинейных и частотных искажений, КПД и др.

Электрический расчет следует выполнять в следующей последовательности:

-энергетический расчет выходной цепи (коллекторной или стоковой);

-расчет входной цепи;

-расчет параметров элементов выходной и входной согласующих цепей;

-расчет параметров цепей питания и смещения.

Наиболее тщательно необходимо подойти к расчету выходной цепи, которая определяет энергетические показатели.

В усилителях мощности с гармоническим напряжением на коллекторе (выходном электроде АЭ) критический режим (КР) можно считать оптимальным по основным энергетическим

показателям, поскольку в нем близки к максимальным значениям полезная мощность, КПД и коэффициент усиления по мощности.

Однако в этом режиме возникают нелинейные искажения. Поэтому КР необходимо использовать для усиления радиосигналов с постоянной амплитудой.

Недонапряженный (НР) и перенапряженный (ПР) режимы используются при дополнительных требованиях к каскаду. Например, НР используется при усилении амплитудно-модулированных и однополосных радиосигналов, а ПР – для подавления нежелательной амплитудной модуляции. В НР реализуется амплитудная модуляция напряжением смещения, а в ПР – напряжением питания на выходном электроде АЭ. Однако и в этих случаях для оценки возможностей АЭ определяют энергетические показатели каскада в КР.

2.1. Основы энергетического расчета

Основой энергетического расчета выходной цепи каскада УМ являются данные гармонического анализа импульсов выходного тока АЭ при воздействии на его вход высокочастотного синусоидального напряжения и аппроксимации проходной статической характеристики АЭ кусочно-линейной зависимостью.

При заданной величине импульсов выходного тока расчет выполняется по аналитическим выражениям, известным как коэффициенты разложения $\alpha_n(\theta)$ ($n=0, 1, 2, \dots$ – номер гармоники, θ - угол отсечки).

При представлении коэффициентов $\alpha_n(\theta)$ в виде графических зависимостей [1...4] просто определяются максимальные энергетические показатели выходной цепи УМ, поскольку генерируемая мощность P_1 , пропорциональная $\alpha_1(\theta)$, и электронный КПД $\eta_1 = 0.5\alpha_1(\theta)\alpha_0(\theta)$.

Более целесообразным при проведении инженерных расчетов принять величину генерируемой мощности первой

гармоники $P_1 = \text{const}$, не зависящей от угла отсечки. При этом ее постоянство, при изменении θ , осуществлять изменением максимальной величины импульсов выходного тока [1].

В этом случае анализ максимального КПД с учетом потерь (сопротивления насыщения) АЭ [1], показывает, что электронный КПД выходной цепи УМ максимален при $\theta_{\text{опт}} = 50 \dots 75^\circ$ и составляет около 0.8. Однако при таких углах отсечки необходимо обеспечить достаточно большое напряжение возбуждения, что уменьшает общий КПД каскада УМ. Поэтому угол отсечки целесообразно выбрать в пределах $\theta = 70 \dots 90^\circ$.

В тех случаях, когда необходимо реализовать режим с малыми нелинейными искажениями, угол отсечки следует брать в пределах $90^\circ \leq \theta \leq 110^\circ$.

Энергетический расчет выходной цепи целесообразно проводить в следующем порядке:

- выбор напряженности режима и угла отсечки;
- выбор типа транзистора;
- расчет основных энергетических характеристик.

Напряженность режима работы АЭ определяется видом работы (модуляции) передатчика. Так в передатчиках с угловой модуляцией целесообразно использовать энергетически выгодные режимы: критический, перенапряженный и, если позволяют рабочие частоты, ключевой. Усилители передатчиков с ОМ, построенные по типовой схеме, а также усилители телевизионных передатчиков сигналов изображения должны работать в недонапряженном режиме (для обеспечения минимальных искажений).

Тип транзистора обычно выбирается по справочным данным [6, 7, 8], в которых приводятся и экспериментальные параметры: оптимальное значение генерируемой мощности P' для угла отсечки $\theta = 90^\circ$ на частоте f' , близкой к максимальной рабочей частоте транзистора; η_1 – КПД транзистора; K'_p – коэффициент усиления по мощности.

В тоже время транзистор целесообразно использовать по мощности не менее чем на 40...50 % (при невыполнении этого условия резко уменьшается коэффициент усиления). Необходимо также, чтобы верхняя рабочая частота $f_{\text{в}}$ не превышала f' (в противном случае также резко уменьшается коэффициент усиления). Кроме этого, в случае использования биполярных транзисторов, нижняя рабочая частота $f_{\text{н}}$ должна составлять не менее 20...30 % от граничной частоты f' , так как в противном случае может появиться «вторичный пробой» транзистора. Нижняя рабочая частота транзистора так же приводится в справочниках по транзисторам.

Расчет энергетических характеристик заключается в определении параметров сигналов, действующих в выходной цепи УМ и эквивалентного сопротивления нагрузки. Это расчет обычно проводится без учета инерционности АЭ как для коллекторной, так и стоковой цепей биполярного и полевого транзисторов.

В тех случаях, когда задана амплитуда напряжения входного сигнала, расчеты целесообразно проводить с использованием коэффициентов $\gamma_n(\theta)$ [4].

Методика расчета выходной цепи, учитывающей инерционность транзистора, приведена в [1], заключается во введении высокочастотного угла отсечки, который учитывает инерционные явления. Кроме этого с ростом частоты уменьшается и максимальное значение импульса выходного тока.

Выбор той или иной методики расчета определяется в каждом конкретном случае требуемой точностью и диапазоном рабочих частот.

В современной аппаратуре применяется и ключевой режим работы, позволяющий существенно уменьшить рассеиваемую мощность на АЭ, что существенно повышает надежность работы УМ [1], а также и генерируемую мощность, если не превышаются допустимые токи, напряжения и рассеиваемая мощность на АЭ.

Базовые схемы ключевых УМ, а также необходимые расчетные соотношения для реализации этого режима при различных исходных данных приведены в [1,3,4].

2.2. Расчет входной цепи УМ

Целью расчета входной цепи является определение параметров сигналов, действующих в этой цепи : амплитуды входного напряжения, активной и реактивной составляющих входного сопротивления, мощности необходимой для возбуждения УМ (получения заданной мощности в нагрузке) и коэффициента усиления по мощности усилительного каскада. Как правило схема входной цепи УМ известна (разд. 1).

Расчет входной цепи можно проводить без учета инерционности АЭ, с учетом инерционности входной цепи с различной степенью ее учета.

Для области низких частот разработаны методики расчета [1, 11], основанные на использовании либо статических характеристик, либо упрощенных моделей (напр. зарядовой, без учета емкостей и индуктивностей). В области средних частот в моделях биполярных транзисторов учитывается его входная и выходная емкости [9].

Расчет входной цепи основан на преобразовании физической эквивалентной схемы (разд. 1) в четырехполюсник, параметры элементов которого приведены в подразд. 1.4.

Влияние обратных связей приводит к изменению входного и выходного сопротивлений БТ, а также коэффициента прямой и обратной передачи. При этом параллельная обратная связь по напряжению через емкость коллекторного перехода C_K влияет на выходное сопротивление транзистора, а последовательная обратная связь по току через индуктивность эмиттерного вывода $L_э$ на его входное сопротивление.

Основным режимом работы мощных каскадов является область высоких частот. Для этой области используются методики, приведенные в [1, 3, 4, 5, 10, 12].

Расчет входной цепи на ПТ МДП типа имеет особенности, вытекающие из его эквивалентной схемы (подразд. 1.5).

При $f_{\text{вх}} < f_s$ входное сопротивление ПТ можно считать большим емкостным. Поэтому при работе в диапазоне частот входная СЦ создает на входном активном сопротивлении напряжение возбуждения, постоянное во всем диапазоне частот и работает с малыми токами. Можно считать, что управляющий сигнал является гармоническим напряжением [6, 11].

При этом амплитуда входного напряжения УМ определяется следующим соотношением [6]

$$U_{\text{вх}} = \left(1 + \frac{R_{\text{э}}}{R_{\text{вых}}}\right) (1 + \gamma_1(\theta) \cdot S \cdot r_u) \cdot \frac{I_{\text{с1}}}{S \cdot \gamma_1(\theta)}, \quad (2.1)$$

где $R_{\text{э}}$ – эквивалентное сопротивление нагрузки; $R_{\text{вых}}$ – выходное (внутреннее) сопротивление ПТ; $I_{\text{с1}}$ – амплитуда тока первой гармоники выходной цепи ПТ.

При работе ПТ в области высоких частот входное и выходное сопротивления ПТ определяются по соотношениям, приведенным в подразд. 1.5.

При этом

$$U_{\text{вх}} = \frac{I_{\text{с1}}}{S \cdot \gamma_1(\theta)} \cdot \left(1 + \frac{R_{\text{э}}}{R_{\text{вых}}}\right), \quad (2.2)$$

а коэффициент усиления по мощности определяется с использованием выражения

$$K_P = \left(\frac{f_T}{f_{\text{вх}}}\right)^2 \cdot \frac{r_c}{r_3 + r_k + r_{\text{и}} + \omega_T L_{\text{и}}}. \quad (2.3)$$

2.3. Расчет параметров элементов согласующих цепей

Расчет входной и выходной согласующих цепей проводится по выбранным заранее принципиальным схемам цепей согласования. Так при расчете параметров элементов выходной СЦ используется значение эквивалентного

сопротивления $R_{\text{Э}}$ и реактивных составляющих выходного сопротивления АЭ.

Конкретные схемы согласующих цепей различных видов приведены в [1, 3, 4, 6, 10, 11], а также необходимые расчетные соотношения.

При определении параметров элементов входной СЦ используются значения входного сопротивления АЭ.

Расчет параметров цепей питания и смещения проводится по известным соотношениям [1, 3, 4, 5, 10, 12].

Конкретные примеры электрического расчета принципиальных схем УМ приведены в [3, 4, 6, 10, 12].

2.4. Контрольные вопросы

1. Каковы цели электрического расчета УМ?
2. Как проводится энергетический расчет выходной цепи УМ для идеального АЭ?
3. Как и при каких исходных данных проводится энергетический расчет выходной цепи реального АЭ?
4. Какой параметр (параметры) АЭ определяют КПД выходной цепи АЭ?
5. Почему оптимальное значение КПД реального ПТ МДП типа и его расчетные значения могут сильно отличаться от теоретически возможного?
6. Как выбрать угол отсечки с целью получения оптимального значения энергетических показателей УМ?
7. Как выбрать напряженность режима работы АЭ для усиления сигнала с постоянной амплитудой? Для усиления сигнала с изменяющейся амплитудой (АМ и ОМ радиосигналы)?
8. Какие преимущества применения ключевого режима работы АЭ в схемах УМ?
9. Для какой цели в УМ используется входная и выходная цепи согласования?

10. Как инерционность транзистора влияет на энергетические характеристики УМ?

11. Как выбрать режим работы АЭ для получения минимального уровня нелинейных искажений?

12. Как учитывается инерционность транзистора при расчете основных параметров АЭ: крутизна, входное и выходное сопротивление и т.д.?

13. Почему транзисторы, используемые в УМ на высоких частотах, имеют малое (порядка один - несколько Ом) входное сопротивление?

14. Какое по величине и характеру входное сопротивление ПТ в области низких частот? Как его величина и знак влияют на расчет входной цепи УМ?

3. ТРАНЗИСТОРНЫЕ АВТОГЕНЕРАТОРЫ

Автогенераторы (АГ) являются одним из важнейших функциональных узлов современных возбудителей, построенных, как правило, на основе синтезатора частот (СЧ). Обычно СЧ содержит несколько АГ – перестраиваемый по частоте, в котором осуществляется модуляция и эталонный (опорный), формирующий высокостабильное колебание.

Автогенераторы обычно выполняются на LC-элементах, обеспечивают долговременную относительную нестабильность частоты $10^{-3} \dots 10^{-4}$, а при использовании параметрической стабилизации частоты несколько выше, перестройку частоты до 20...30 %, имеют высокую надежность, работают в широком диапазоне частот, включая СВЧ [1, 2, 3, 4, 5, 10, 11].

3.1. Основы построения принципиальных схем

Принципиальная схема АГ содержит кроме, эквивалентной схемы, элементы цепей питания выходного, управляющего

электродов АЭ и источник (источники) питания. При этом для обеспечения работоспособности схемы должны выполняться определенные условия. Суть этих условий для выходной и управляющей цепей не одинакова. Для выходной цепи эти требования примерно одинаковы с соответствующей цепью усилителя мощности (подразд. 1.3).

Для реализации этих требований используются блокировочные индуктивности и емкости, которые образуют две схемы питания: последовательную и параллельную (в маломощных схемах вместо блокировочных индуктивностей используются резисторы). Из-за большей устойчивости преимущество имеет схема последовательного питания. Однако ее применение в схемах АГ не всегда возможно.

Важным этапом при построении схем АГ является обеспечение устойчивой работы схемы. Для того, чтобы схема АГ устойчиво работала, необходимо обеспечить мягкий режим возбуждения (неустойчивость состояния покоя, определяемого выражением [5, ф. (6.1)], и жесткость стационарного режима, удовлетворяющего условию [5, ф. (6.2)]).

В схемах на БТ неустойчивость режима покоя достигается подачей начального отпирающего смещения на базу такой величины, чтобы крутизна проходной характеристики была достаточной для самовозбуждения. Начальное смещение может быть получено как от отдельного источника питания, так и от источника питания коллектора с помощью резистивного делителя. Жесткость стационарного режима достигается за счет использования автоматического смещения, которое можно создать либо постоянной составляющей тока эмиттера, либо тока базы. В обоих случаях типовая цепь автосмещения представляет собой RC-цепь, в которой конденсатор, подключенный параллельно токозадающему резистору, устраняет отрицательную ОС по РЧ. При этом номиналы элементов этой цепи выбираются из условия отсутствия прерывистой генерации.

Особое значение имеет и точка заземления схемы АГ. Так в схемах УМ чаще всего заземляют эмиттер (общую точку схемы). В случае АГ это не всегда рационально: можно заземлить и базу, и коллектор. При этом сильно изменяются свойства устройства. Так схема с заземленной базой (затвором для ПТ) обеспечивает более высокую температурную стабильность частоты, а схема с ОК- большой диапазон перестройки по частоте. Кроме этого, возможно заземление электрода не только по постоянному току и току РЧ, но и раздельно по РЧ и постоянному току.

Более детально вопросы построения принципиальных схем АГ изложены в [5], в которой приведен и пример построения типовой принципиальной схемы АГ (индуктивная трехточка) с использованием полевого транзистора МДП- типа.

Поскольку проходная характеристика МДП- транзистора «правая», то для обеспечения мягкого самовозбуждения на затвор необходимо подать отпирающее напряжение смещения. Чаще всего схема отпирающего смещения реализуется в виде резистивного делителя.

В случае применения ПТ с управляющим р-п переходом, проходные характеристики которого могут быть и «левыми», то для мягкого самовозбуждения АГ не требуется отпирающего смещения. Поэтому принципиальная схема АГ упрощается.

Большое значение для реализации схем АГ представляют каскодные схемы, выполненные на двух транзисторах. При этом практический интерес представляет каскод вида ОК-ОБ, в котором на БТ, включенном по схеме с ОК, реализован АГ, а на БТ по схеме ОБ – буферный каскад. При таком включении за счет внутренней электронной обратной связи достигается внутреннее фазирование, которое сохраняется в широкой полосе частот. В результате обеспечивается высокая стабильность частоты, широкий диапазон рабочих частот и активная развязка (каскад по схеме с ОБ) от внешней нагрузки.

3.2. Оптимизация параметров принципиальных схем АГ

Построение оптимальных принципиальных схем АГ при разработке возбудителей радиопередатчиков проводится с целью получения максимальной стабильности частоты. Из одноконтурных схем этому требованию удовлетворяет емкостная трехточка с общим выходным электродом и общим управляющим электродом, а точнее ее модифицированный вариант на основе эквивалентной схемы с емкостной обратной связью и дополнительным конденсатором (схема Клаппа).

В этих схемах внешняя нагрузка подключается непосредственно к части колебательного контура. В результате происходит его шунтирование, что приводит к уменьшению как стабильности частоты, так и устойчивости работы. Поэтому между АГ и внешней нагрузкой включается буферный каскад (БК) для устранения ее влияния на колебательный контур. Часто в качестве БК используются активные цепи (усилительные каскады) с большим входным и малым выходным сопротивлением. БК, близкий к идеальному – это схема на маломощном ПТ, включенным по схеме с общим стоком. В качестве последующего БК обычно используются схемы на БТ.

Большое значение для обеспечения высокой стабильности частоты играют и параметры используемого в нем транзистора, добротность колебательного контура и выбранный режим работы АГ. При этом основными причинами нестабильности частоты являются: изменение емкостей транзистора, изменение режима работы транзистора и среднего фазового угла крутизны φ_s . Поэтому транзистор должен быть маломощным (с малыми значениями входной и выходной емкостей и резистивной проводимости), а также с граничной частотой, чтобы фазовый угол φ_s был малым и его изменение не влияло на частоту колебаний.

Поэтому генерируемая мощность АГ должна составлять не более нескольких милливольт. Кроме этого режим работы АГ выбирается сильно недонапряженным, с коэффициентом использования $\varepsilon \leq 0.15 \dots 0.2$, чтобы мало изменялись емкости транзистора.

Добротность колебательного контура должна быть большой, что достигается при большом характеристическом сопротивлении [1, 5]. Поэтому для устранения влияния АЭ используются схемы с малым коэффициентом включения.

3.3. Методика расчета принципиальной схемы АГ

Методика расчета схемы маломощного АГ включает следующие этапы:

- выбор типа транзистора и его электрической модели;
- расчет параметров транзистора;
- энергетический расчет;
- расчет параметров элементов колебательного контура;
- расчет параметров элементов цепей питания и смещения.

Для обеспечения оптимальной работы АГ постоянная составляющая выходного тока $I_{\text{выхо}}$ АЭ выбирается в пределах 3...10 мА. При выборе транзистора необходимо вначале определиться, какой тип транзистора (БТ или ПТ) следует выбрать. Для обеспечения устойчивого самовозбуждения целесообразно выбирать БТ, как имеющего большую крутизну (при равных уровнях тока покоя).

При выборе типа проводимости БТ (n-p-n или p-n-p) необходимо учитывать, что лучшую температурную стабильность параметров в общности положительных температур имеют n-p-n структуры, а в области отрицательных – структуры и p-n-p.

С ростом частоты инерционность у БТ сказывается быстрее, чем у ПТ. Поэтому в диапазоне СВЧ стабильность АГ на ПТ потенциально выше. Кроме этого необходимо учитывать, что ПТ с p-n переходом имеют большую кратковременную

нестабильность частоты, что очень важно для построения систем связи с дискретными видами модуляции.

Наиболее целесообразно выбирать транзисторы, у которых инерционность проявляется незначительно. Для этого необходимо выполнение следующего условия

$$f_{\Gamma} < 0.5f_s, \quad (3.1)$$

где f_{Γ} – генерируемая частота, f_s - граничная частота транзистора по крутизне (подразд. 1.4).

При расчете параметров транзистора определяются параметры его модели, граничная частота по крутизне, а также высокочастотные малосигнальные и усредненные параметры транзистора, как четырехполюсника: активные и реактивные составляющие входного и выходного сопротивления [5].

Энергетический расчет в общем случае проводится аналогично тому, как это делается для УМ (подразд. 2.1). Однако в случае маломощного АГ его можно существенно упростить [5].

Расчет элементов колебательного контура начинается с выбора его волнового сопротивления ρ и добротности ненагруженного контура Q_0 . В диапазоне ВЧ можно принять $\rho=100\dots150$ Ом, а $Q_0=100\dots150$. На более высоких частотах значение ρ можно уменьшить с целью устранения влияния входной и выходной емкостей транзистора.

Расчет элементов цепей смещения и питания выполняется по расчетным соотношениям, приведенным в [1, 3, 4, 5, 10].

Примеры электрического расчета принципиальных схем LC-автогенераторов приведены в [3, 4, 5, 10, 13].

3.4. Контрольные вопросы

1. Каким образом в схеме одноконтурного автогенератора наступает неустойчивость состояния покоя?

2. Почему в схеме одноконтурного АГ происходит установление стационарного режима с постоянной амплитудой?
3. Поясните физический смысл условий баланса фаз и амплитуд?
4. Приведите необходимые условия возникновения автоколебаний в одноконтурных АГ.
5. Почему в схеме с емкостной обратной связью и дополнительным конденсатором достигается более высокая стабильность частоты автоколебаний?
6. Как в схеме одноконтурного АГ обеспечить мягкий режим возбуждения автоколебаний и жесткость стационарного режима?
7. Как точка заземления схемы АГ влияет на технические характеристики (варианты ОЭ, ОБ, ОК) ?
8. Почему в АГ, выполненным по каскадной схеме типа ОК-ОБ (ОС-ОЗ), достигается повышенная стабильность частоты?
9. Какая из схем питания выходного электрода АЭ (последовательная или параллельная) и почему позволяет реализовать более высокую стабильность частоты?
10. В каких случаях в принципиальную схему АГ с заземленным выходным электродом между истоковым электродом и токозадающим резистором включают блокировочную индуктивность?
11. Каким образом на выходе LC-автогенератора можно получить выходное напряжение в виде импульсной последовательности, близкой к прямоугольной?
12. Как устранить прерывистую генерацию в АГ?
13. Почему при построении схем АГ с использованием ПТ с управляющим р-п переходом не всегда используется отпирающее смещение?
14. В каких случаях для возбуждения автоколебаний более целесообразно использование ПТ? БТ?

15. Для какой цели между автогенератором и его внешней нагрузкой включают буферный каскад? Каким требованиям должен удовлетворять БК?

16. Как выбрать транзистор, чтобы обеспечить наибольшую стабильность частоты?

17. Как инерционность транзистора влияет на стабильность частоты АГ?

18. Почему емкости коллекторного и эмиттерного переходов БТ и при каких условиях его работы влияют на стабильность частоты автоколебаний?

19. Почему для питания АГ необходимо использовать стабилизированный источник напряжения питания?

20. Почему на высоких частотах (диапазон УВЧ и выше) используются двухконтурные схемы АГ?

21. Почему в диапазоне СВЧ в качестве АЭ в схемах автогенераторов используют, в основном, ПТ?

4. СТАБИЛИЗАЦИЯ ЧАСТОТЫ АВТОГЕНЕРАТОРОВ

При построении радиотехнических устройств возникает задача повышения стабильности частоты генерируемых колебаний. В зависимости от требований к стабильности частоты можно выбрать наиболее эффективные методы стабилизации частоты автогенераторов.

Выбор метода стабилизации частоты зависит от диапазона рабочих частот, вида модуляции, назначения, устройства требуемой стабильности частоты и т. д.

К основным методам стабилизации частоты можно отнести:

- параметрическую стабилизацию частоты;

- стабилизацию частоты на основе автоматической подстройки частоты;

-стабилизацию частоты с помощью электромеханических колебательных систем (в том числе и кварцевую стабилизацию частоты).

Кварцевая стабилизация – это более простой и в тоже время эффективный способ стабилизации частоты автоколебаний.

Возбуждение колебаний в пьезоэлементе (ПЭ) происходит вследствие существования у некоторых типов кварцевых пластин с определенной структурой прямого и обратного пьезоэффектов. Образованная электромеханическая система генерирует колебания с высокой стабильностью частоты.

4.1. Эквивалентные схемы кварцевых резонаторов

Кварцевые резонаторы (КР) относятся к цепям с распределенными параметрами. Возбуждение КР осуществляется на основе объемного пьезоэффекта, возникающего в пьезоэлементе (ПЭ). В возбужденном состоянии ПЭ представляется эквивалентной электрической схемой, состоящей из элементов с сосредоточенными параметрами. В области частот, близких к резонансу КР на первой (основной) гармонике его можно представить эквивалентной схемой колебательного контура, приведенной на рис. 4.1,

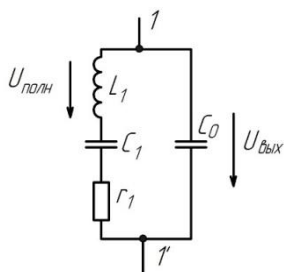


Рис. 4.1. Эквивалентная схема КР

где L_1 – динамическая индуктивность; C_1 – динамическая емкость; r_1 – динамическое сопротивление; C_0 – статическая емкость.

Динамическая индуктивность характеризует инерционность, емкость – упругие свойства ПЭ, а сопротивление – потери энергии при возбуждении колебания.

Из четырех эквивалентных элементов только емкость C_0 имеет конкретное физическое воплощение, ее значение определяется межэлектродной емкостью КР, емкостями корпуса и монтажа.

Аналогичные эквивалентные схемы составляются и для нечетных гармоник ($N = 3, 5, \dots$, на которых также возбуждается КР).

Приведенная на рис. 4.1 схема имеет две характерные частоты: $f_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}}$ – частота последовательного резонанса; $f_2 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_3}}$ – частота параллельного резонанса; $C_3 = \frac{C_1 \cdot C_0}{C_1 + C_0}$ – эквивалентная емкость контура.

Аналогичным образом определяются частоты при возбуждении КР на нечетных гармониках (справочной величиной является частота f_1). Параметры динамических элементов имеют следующий порядок: L_1 – от десятков миллигенри до единиц генри; $C_1 \approx 10^{-2} \dots 10^{-5}$ пФ; $r_1 \approx 50 \dots 5000$ Ом; Добротность контура $Q_1 \approx 10^4 \dots 10^7$; $C_0 \approx 2 \dots 10$ пФ. Характеристическое сопротивление $\rho_1 = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} = 10^5 \dots 10^8$ Ом.

Включение резонатора в электрическую схему осуществляется выводами 1 – 1'. При этом коэффициент включения КР в электрическую схему $p_{кр} = \frac{U_{ввых}}{U_{полн}} = \frac{C_3}{C_0} \approx \frac{C_1}{C_0}$; $p_{кр} \approx 10^{-3} \dots 10^{-5}$.

С учетом приведенных параметров частотный интервал $\Delta f = f_2 - f_1$ составляет несколько килогерц на частоте $f_1 \approx 10$ МГц.

4.2. Схемы АГ с кварцевой стабилизацией частоты

Схемы кварцевых АГ классифицируют по трем группам: осцилляторные, с резонатором в цепи обратной связи (фильтровые) и с резонатором в контуре автогенератора.

В осцилляторных схемах КР имеет проводимость индуктивного вида. К группе осцилляторных схем относятся трехточечные схемы, где вместо индуктивности контура включен КР. Из осцилляторных схем наибольшее распространение находит схема, в которой КР включен между базой и коллектором транзистора (рис. 4.2, а), как обеспечивающая наибольшую стабильность частоты. Это обусловлено более слабым шунтированием КР транзистором и тем, что высшие гармоники ослабляются емкостными сопротивлениями [1, 4, 11, 13].

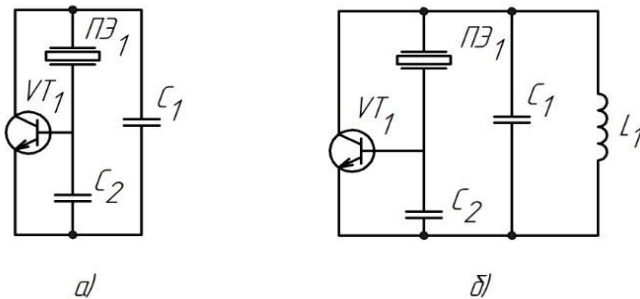


Рис. 4.2. Эквивалентные схемы кварцевых АГ:
а) при использовании КР как эквивалентной индуктивности;
б) при работе на гармониках

Вариант эквивалентной схемы при возбуждении на гармониках приведен на рис. 4.2, б.

В фильтровых схемах резонатор играет роль узкополосного фильтра и включен в цепь, соединяющую один из электродов транзистора с колебательным контуром, настроенным в резонанс на частоту, как правило, близкую к частоте

минимального полного сопротивления КР, расположенную вблизи частоты последовательного резонанса f_1 кварцевого резонатора [1, 3, 4, 10, 11]. Эта схема менее критична к значению динамического сопротивления КР. В ней можно применять резонаторы с бóльшим динамическим сопротивлением по сравнению с трехточечными. При той же мощности, рассеиваемой на КР, эта схема позволяет получить больший уровень мощности в нагрузке. Однако стабильность частоты АГ с КР в цепи обратной связи ниже, чем в схеме кварцевого АГ, выполненного по трехточечной схеме.

В схемах с резонатором в контуре КР включается последовательно с одним из двухполюсников трехточечной схемы АГ [1, 4, 10, 11]. Возбуждение этих схем происходит также на частоте вблизи частоты последовательного резонанса f_1 . Однако в этих схемах возможно самовозбуждение за счет влияния емкости C_0 .

Диапазон рабочих частот кварцевых АГ, возбуждаемых на основной частоте, ограничен сверху частотами 20 ... 30 МГц ввиду уменьшения размеров кварцевых ПЭ при увеличении частоты.

В осцилляторных схемах возбуждение гармоник высокого порядка (выше пятого) ограничено влиянием статической емкости C_0 . В фильтровых схемах возможна генерация колебаний и с более высокими напряжениями гармоник. Поэтому диапазон рабочих частот кварцевых АГ ограничен сверху частотой около 300 МГц.

П р и н ц и п и а л ь н ы е с х е м ы кварцевых АГ строятся с использованием одного, двух-трех транзисторов с применением микросхем, которые к нагрузке подключены через емкость связи. Варианты типовых принципиальных схем кварцевых АГ приведены в [1, 3, 4, 10, 11, 13...15].

В реальных разработках для уменьшения влияния на стабильность частоты сопротивления внешней нагрузки, как и в LC-генераторах, включаются буферные каскады.

Кварцевые АГ можно реализовать на полосковых линиях в виде гибридных и интегральных микросхем. При гибридном или интегральном исполнении желательно выбирать схемы АГ, не содержащие катушек индуктивностей из-за их низкой технологичности. Один из вариантов схемы, соответствующей этому требованию, является кварцевый АГ, построенный по осцилляторной схеме (рис. 4.2), в которой ПЭ при возбуждении автоколебаний является эквивалентной индуктивностью.

Схемотехника кварцевых АГ, выполненных на основе фильтровых схем и с резонатором в контуре, во многом совпадает с аналогичными схемами LC – автогенераторов (подразд. 3.1), а отличается лишь местом включения ПЭ. При этом правильность разработанной схемы всегда можно проверить исключив из нее КР. При этом оставшиеся элементы схемы образуют LC автогенератор.

В некоторых случаях, когда не предъявляется высоких требований к стабильности частоты, кварцевые АГ выполняются на операционных усилителях и цифровых микросхемах, варианты схем которых приведены в [5, 11].

В ПЭ возбуждаются и поверхностные акустические волны (ПАВ). На этом эффекте строятся различные функциональные элементы: резонаторы, линии задержки, фильтры и т.д. Особенности АГ на ПАВ – элементах рассмотрены в подразд. 4.4.

4.3. Расчет принципиальных схем кварцевых АГ

Целью электрического расчета является определение параметров колебательной системы АГ, режима работы транзисторов и параметров элементов цепей питания и смещения, при которых обеспечивается заданная частота генерируемых колебаний и наибольшая ее стабильность, а мощность, рассеиваемая КР, не превышает допустимую.

Общая методика расчета принципиальных схем кварцевых АГ подробно изложена в [11], а ее конкретизация сделана в [10,14] и включает:

- выбор и обоснование схемы;
- выбор КР и его параметров;
- выбор типа транзистора и режима его работы;
- энергетический расчет;
- расчет параметров элементов колебательного контура;
- расчет элементов цепей питания и смещения

При выборе схемы кварцевого АГ во многих случаях необходимо обеспечить меры по устранению самовозбуждения вследствие влияния статической емкости C_0 . При этом с ростом частоты более целесообразно применять простейшие однокаскадные схемы.

Более конкретные соображения по выбору принципиальной схемы кварцевого АГ приведены в [10]. При этом на окончательный выбор схемы АГ могут оказать требования как к долговременной, так и кратковременной неустойчивости частоты.

При выборе КР необходимо отдать предпочтение резонатору с наибольшей добротностью и наименьшим динамическим сопротивлением. Выполнение первого требования позволяет повысить стабильность частоты, а второго – обеспечить условия самовозбуждения. Справочные параметры КР приведены в [4, 10, 11, 13].

Во многих случаях в схемах кварцевых АГ необходимо обеспечить и меры по устранению самовозбуждения вследствие влияния статической емкости C_0 . При этом с увеличением частоты целесообразно применять простейшие однокаскадные схемы [10].

Выбор транзистора кварцевых АГ осуществляется аналогично тому, как это делается в LC – автогенераторах. При этом чаще всего отдается предпочтение БТ как имеющих значительно большее значение крутизны.

Примеры расчета принципиальных схем кварцевых АГ приведены в [3, 4, 10, 11, 13...15] и др. источниках.

4.4. Автогенераторы с использованием ПАВ- элементов

В диапазоне метровых и дециметровых волн применяются генераторы с колебательными системами на поверхностных акустических волнах, использующие эффект возбуждения поверхностной акустической волны в ПЭ [13,16]. Акустическая волна возбуждается на поверхности пьезоматериала в результате подачи электромагнитной волны на входной встречно-штыревой преобразователь (ВШП) и распространяется в приповерхностном слое КР. Эта волна приблизительно в 10^5 раза короче электромагнитной волны той же частоты. Прием и обратное преобразование упругой волны происходит в выходном встречно-штыревом преобразователе. Нижний предел возбуждаемых волн определяется лишь размерами имеющихся кристаллов, а верхний – технологическими возможностями изготовления сверхминиатюрных элементов. Достижения современной физики и технологии ограничивают использование ПАВ-резонаторов в диапазоне от 0,02 до ЗГГц, где они могут конкурировать с другими видами генераторов.

Наибольшая стабильность частоты достигается при использовании ПАВ-резонаторов, которые делятся на одноходовые и двухходовые [13]. Эквивалентная схема одноходового ПАВ- резонатора практически совпадает со схемой кварцевого резонатора.

Двухходовый резонатор аналогичен линии задержки. Поэтому схемы на двухходовых ПАВ- резонаторах аналогичны схемам на линиях задержки [17]. Используются также генераторы и на ПАВ- фильтрах.

ПАВ-генераторы по своим параметрам занимают промежуточное положение между LC – и кварцевыми генераторами и являются удачным к ним дополнением.

Широкий круг вопросов, включающий характеристики параметров высокочастотных АЭ, энергетические соотношения в генераторах, расчет схем входных и выходных согласующих цепей, элементов цепей питания, а также формирования радиосигналов с основными видами модуляции приведен в [17].

4.5. Контрольные вопросы

1. Что такое прямой и обратный пьезоэффекты?
2. Нарисуйте зависимости активной и реактивной составляющих эквивалентного сопротивления КР от частоты. На какой частоте (области частот) возможно возбуждение высокостабильных колебаний?
3. Приведите зависимость эквивалентной фазы КР от частоты. На каких участках фазовой характеристики можно реализовать кварцевый АГ, генерирующий высокостабильные колебания?
4. Назовите примерный порядок параметров элементов эквивалентной схемы КР и коэффициента его включения во внешнюю электрическую схему. Почему при возбуждении автоколебаний внешние элементы практически не влияют на них?
5. Какая из возможных эквивалентных осцилляторных схем кварцевых АГ имеет наибольшую стабильность частоты?
6. Как реализовать фильтровые схемы кварцевых АГ?
7. Как возбудить кварцевый АГ на механических гармониках в осцилляторных схемах? В фильтровых схемах?
8. Как определить частоты последовательного и параллельного резонансов КР через параметры элементов его эквивалентной схемы? Определите порядок (величину) частотного интервала между этими частотами.

9. Какие меры необходимо применять для устранения паразитного возбуждения кварцевых АГ, работающих вблизи частоты последовательного резонанса?

10. Какая схема кварцевого АГ потенциально обеспечивает наибольшую стабильность частоты?

11. Какая из схем кварцевых АГ позволяет получить (при прочих равных условиях) более высокую мощность стабилизированных колебаний?

12. Каким образом происходит возбуждение поверхностных акустических волн?

13. Как построить схему автогенератора на основе одноходового ПАВ-резонатора? Двухходового ПАВ-резонатора?

5. ИНДИВИДУАЛЬНЫЕ ЗАДАНИЯ

Для приобретения навыков составления принципиальных схем усилителей радиочастоты, определения параметров АЭ в различных режимах, а также расчета схем генераторов, каждому студенту необходимо выполнить индивидуальные задания.

ЗАДАНИЕ №1. Разработка схемы усилителя мощности.

Варианты задания приведены в Приложении 1.

При выполнении этого задания следует:

1. Разработать принципиальную схему УМ. Для этого необходимо выбрать тип АЭ, схемы входной и выходной согласующих цепей, схемы питания выходного и управляющего электродов АЭ и, если необходимо, ввести обратные связи или регулировочные элементы.

2. Рассчитать параметры элементов цепи питания выходного и смещения на управляющем электроде АЭ.

Варианты схем цепей питания электродов АЭ и их расчет изложен в [5]. По завершению расчета необходимо обратить внимание на величину (порядок) номиналов полученных

элементов, возможность их физической реализации, их влияние на общий КПД и устойчивость работы устройства.

ЗАДАНИЕ №2. Определение параметров модели БТ и его усредненных параметров как четырехполюсника.

Варианты заданий приведены в Приложении 2.

При выполнении этого задания, с использованием справочных данных БТ [6, 7, 8] необходимо:

1. Определить параметры модели: $S_{\Pi}, r_{\beta}, C_{\text{диф}}, C_{\text{КА}}, C_{\text{КП}}, r_{\beta};$ малосигнальные параметры транзистора $S, S_{\beta},$ а также сопротивления $r_{\text{нас}},$ крутизну $S_{\text{кр}}.$

2. Рассчитать усредненные параметры транзистора $R_{\text{вх}}, X_{\text{вх}}, S_I, \varphi_S, R_{\text{вых}}$ и $X_{\text{вых}}$ на частоте $f/f_T = 0,3$ и частоту $f_S,$ с использованием соотношений, приведенных в подразд. 1.4.

ЗАДАНИЕ №3. Определение усредненных параметров ПТ.

Варианты заданий приведены в Приложении 3.

При выполнении данного задания, с использованием справочных параметров ПТ [6, 7, 8], необходимо:

1. Определить граничные частоты f_S и f_T для заданных типов транзисторов; усредненные параметры: $R_{\text{вх}}, X_{\text{вх}}, S_1, \varphi_S, R_{\text{вых}}$ и $X_{\text{вых}}$ на частоте $f/f_T = 0,3.$ С использованием расчетных соотношений, приведенных в подразд. 1.5.

ЗАДАНИЕ №4. Разработать принципиальную схему автогенератора.

Варианты исходных данных для построения схем АГ приведены в Приложении 4. В них для каждого варианта приведены: тип АЭ (БТ, ПТ), каскодная схема (КС), дифференциальный каскад (ДК), набор транзисторов (НТ); тип обратной связи: индуктивная обратная связь (ИОС), емкостная обратная связь (ЕОС), схема с емкостной обратной связью и дополнительным конденсатором (СДК); точка заземления (общая точка): истоковый электрод (ИЭ), управляющий электрод (УЭ), выходной электрод (ВЭ); тип схемы питания выходного электрода: последовательная схема питания (ПоСП) или параллельная схема питания (ПаСП).

В процессе выполнения задания необходимо:

1. Составить принципиальную схему устройства с использованием заданного типа АЭ эквивалентной схемы.

Для этого необходимо:

выбрать конкретный тип АЭ;

дополнить заданную эквивалентную схему АГ элементами питания выходного электрода;

выбрать схему подачи смещения (если необходимо) управляющий электрод АЭ, обеспечивающую мягкое возбуждение автоколебаний;

выбрать схему запирающего смещения (если необходимо), позволяющего обеспечить жесткость стационарного режима работы устройства;

осуществить заземление электрода АЭ (общую точку) в соответствии с вариантом задания.

провести схемотехнический анализ полученной схемы с целью выявления возможных ошибок и проверки ее работоспособности: выполнимость схемы по постоянному току, реализуемость эквивалентной схемы АГ по высокой частоте, наличие точки заземления (общей точки), выполнимость условия самовозбуждения и отсутствия прерывистой генерации в стационарном режиме, реализуемость жесткости стационарного режима.

ЗАДНИЕ №5. Расчет принципиальной схемы автогенератора.

Варианты исходных данных для расчета приведены в Приложении 5. В начале необходимо воспользоваться либо схемой, непосредственно разработанной на основе исходных данных, приведенных в Приложении 5, либо использовать ее упрощенный вариант. Возможно использование и любого другого варианта принципиальной схемы.

При расчете принципиальной схемы необходимо:

1. Выполнить энергетический расчет режима работы АЭ (можно по упрощенной методике) [1,11].

2. Определить номиналы элементов колебательной системы АГ.

3. Произвести расчет элементов цепей питания электродов АЭ.

При выполнении энергетического расчета необходимо воспользоваться упрощенными выражениями, а также можно использовать и другие упрощенные методики, основанные на экспериментальных данных транзисторов, приведенных в справочниках.

После завершения расчетов необходимо оценить возможность мягкого возбуждения схемы: ориентировочно определить режим работы АЭ в момент возбуждения (в исходной рабочей точке), степень шунтирования элементов цепи смещения и нагрузки колебательной системы.

Работоспособность схемы разработанного устройства, целесообразно оценить с помощью одной из программ схемотехнического моделирования.

ПРИЛОЖЕНИЕ 1

ИСХОДНЫЕ ДАННЫЕ ДЛЯ ПОСТРОЕНИЯ СХЕМ УСИЛИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ

№ вар-та	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Вых. мощн., Вт	10	3	0,5	100	150	10	5	20	200	1
Вых. част., МГц	100	500	50	200	300	50	400	500	10	40
Тип схемы	ОИЭ	ОУЭ	ОВЭ	Двухт. ОИЭ	Двухт. ОУЭ	ОИЭ	ОУЭ	ОУЭ	Двухт. ОИЭ	ОВЭ
Заземл. электрод	Источковый	Управляющий	Выходной	Источковый	Управляющий	Источковый	Управляющий	Управляющий	Источковый	Выходной
Тип АЭ	БТ	БТ	БТ	БТ	БТ	ПТ	БТ	ПТ	ПТ	ПТ
Сопр. нагр., Ом	50	75	10	50	75	75	50	75	50	10
Угол отс. θ , град	60	120	180	90	90	90	60	90	90	150

ПРИЛОЖЕНИЕ 2

ВАРИАНТЫ ЗАДАНИЙ ДЛЯ РАСЧЕТА ПАРАМЕТРОВ БТ

№ вар-та	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Тип транз.	КТ921	КТ951	КТ610	КТ903	КТ912	КТ920	КТ922	КТ930	КТ934	КТ960
Ток покоя $I_{К0}/I_{Кдоп}$	0,2	0,2	0,3	0,5	0,4	0,5	0,5	0,5	0,5	0,5
Угол отс. θ , град	120	120	90	90	90	90	90	90	90	90

ПРИЛОЖЕНИЕ 3

ВАРИАНТЫ ЗАДАНИЙ ДЛЯ РАСЧЕТА ПАРАМЕТРОВ ПТ

№ вар-та	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Тип транз.	КП901	КП902	КП903	КП904	КП905	КП909	КП913	КП920	ЗП602	ЗП910
Угол отс. θ , град	90	120	150	80	120	90	90	90	150	120

ВАРИАНТЫ ЗАДАНИЙ ДЛЯ ПОСТРОЕНИЯ СХЕМ АВТОГЕНЕРАТОРОВ

№ вар-та	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Тип АЭ	БТ	БТ	ПТ типа МДП	ПТ с п-каналом	ПТ с р-каналом	КС типа ОК-ОБ	КС типа ОС-ОЗ	ДК на БТ	ДК на ПП	НТ типа БТ
Тип ОС	ИОС	ЕОС	СДК	ЕОС	СДК	ЕОС	ЕОС	ИОС	ЕОС	ЕОС
Общая точка (зав. электрод)	УЭ	ВЭ	ВЭ	УЭ	ВЭ	ВЭ	ВЭ	ИЭ	ИЭ	ОИ-ОИ
Тип схемы пит.	ПоСП	ПаСП	ПаСП	ПоСП	ПаСП	ПоСП	ПоСП	ПаСП	ПаСП	ПоСП
Сопр. нагр., Ом	100	100	50	500	500	200	500	200	1000	50

ВАРИАНТЫ ИСХОДНЫХ ДАННЫХ ДЛЯ РАСЧЕТА ПРИНЦИПИАЛЬНЫХ СХЕМ
АВТОГЕНЕРАТОРОВ

№ вар-та	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Генерируемая частота f_r , МГц	10	50	100	200	300	400	20	50	150	20
Потребляемый ток, МА	10	5	20	5	10	5	10	10	5	25
Волнов. сопр., Ом	200	150	100	80	70	50	200	120	100	200
Коэф. ОС	0,4	0,6	0,8	1,0	0,7	0,9	0,5	0,7	1,0	0,5
Сопротивление нагр., Ом	200	500	50	500	500	200	1000	100	200	50

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Генерирование колебаний и формирование радиосигналов: учеб. пособие/В.Н. Кулешов, Н.Н. Удалов, В.М. Богачев и др.; под ред. В.Н. Кулешова и Н.Н. Удалова. –М.: Издат. дом МЭИ, 2008. -416 с.

2. Радиопередающие устройства: учебник для вузов/В.В. Шахгильдян, В.В. Козырев, А.А. Ляховкин и др.; под ред. В.В. Шахгильдяна. –М.: Радио и связь, 2003. -560 с.

3. Петров Б.Е. Радиопередающие устройства на полупроводниковых приборах: учеб. пособие/Б.Е. Петров, В.А. Романюк. –М.: Высш. шк., 1989. -232 с.

4. Ворона В.А. Радиопередающие устройства. Основы теории и расчета: учеб. пособие/В.А. Ворона. –М.: Горячая линия-Телеком, 2007. -384 с.

5. Бочаров М.И. Построение и расчет схем генераторов: учеб. пособие/М.И. Бочаров. –Воронеж: ВГТУ, 2007. -157 с.

6. Проектирование радиопередатчиков: учеб. пособие/В.В. Шахгильдян, М.С. Шумилин, В.Б. Козырев, А.А. Ляховкин и др.; под ред. В.В. Шахгильдяна –М.: Радио и связь, 2000. -656 с.

7. Аксенов А.М. Отечественные полупроводниковые приборы/ А.М. Аксенов, А.В. Нефедов –М.: СОЛОН-ПРЕСС, 2005. -584 с.

8. Полупроводниковые приборы. Транзисторы средней и большой мощности: справочник/А.А. Зайцев, А.И. Миркин, В.В. Мокряков и др.; под ред. А.В. Голомедова. –М.: Радио и связь, 1994. -586 с.

9. Титов А.А. Транзисторные усилители мощности МВ и ДМВ (серия "Библиотеки радиоинженера")/А.А. Титов. –М.: СОЛОН-ПРЕСС, 2006. -328 с.

10. Шумилин М.С. Проектирование транзисторных каскадов передатчиков/М.С. Шумилин, В.Б. Козырев, В.А. Власов. –М.: Радио и связь, 1987. -320 с.

11. Проектирование радиопередающих устройств с применением ЭВМ: учеб. пособие/О.В. Алексеев, А.А. Головков, А.Я. Дмитриев и др.; под ред. О.В. Алексеева. –М.: Радио и связь, 1987. -392 с.

12. Бочаров М.И. Принципы проектирования транзисторных радиопередающих устройств: учеб. пособие/М.И. Бочаров. – Воронеж.: ВГТУ, 1993. -109 с.

13. Альтшуллер Г.Б. Кварцевые генераторы: справ. пособие/Г.Б. Альтшуллер, Н.И. Елфимов, В.Г. Шакулин. –М.: Радио и связь, 1984. -232 с.

14. Митрофанов А.В. Устройства генерирования и формирования сигналов: учеб. пособие/А.В. Митрофанов, В.В. Полевой, А.А. Соловьев. СПб ГЭТУ (ЛЭТИ). –СПб., 1999. -64 с.

15. Проектирование радиопередающих устройств СВЧ: учеб. пособие/Г.М. Уткин, М.В. Благовещенский, В.П. Жуховицкая В.П. и др; под ред. Г.М. Уткина. –М.: Сов. радио, 1979. -320 с.

16. Бочаров М.И. Проектирование транзисторных радиопередающих устройств: учеб. пособие/М.И. Бочаров. Воронеж: ВГТУ, 2011. -184 с.

17. Гарматюк С.С. Задачник по устройствам генерирования и формирования радиосигналов: учеб. пособие/С.С. Гарматюк. – М.: ДМК Пресс, 2012. - 672 с.

СОДЕРЖАНИЕ

1. Генераторы с внешним возбуждением	1
1.1. Базовые схемы усилителей мощности	1
1.2. Активные элементы	3
1.3. Основы построения принципиальных схем УМ	5
1.4. Зарядовая модель и параметры генераторных БТ	9
1.5. Физическая модель и параметры генераторных ПТ	13
1.6. Контрольные вопросы	15
2. Электрический расчет принципиальных схем УМ	17
2.1. Основы энергетического расчета	18
2.2. Расчет входной цепи УМ	21
2.3. Расчет параметров элементов согласующих цепей	22
2.4. Контрольные вопросы	23
3. Транзисторные автогенераторы	24
3.1. Основы построения принципиальных схем	24
3.2. Оптимизация параметров принципиальных схем АГ	27
3.3. Методика расчета принципиальной схемы АГ	28
3.4. Контрольные вопросы	29
4. Стабилизация частоты автогенераторов	31
4.1. Эквивалентные схемы кварцевых резонаторов	32
4.2. Схемы АГ с кварцевой стабилизацией частоты	34
4.3. Расчет принципиальных схем кварцевых АГ	36
4.4. Автогенераторы с использованием ПАВ- элементов	38
4.5. Контрольные вопросы	39
5. Индивидуальные задания	40
Приложение 1, Приложение 2, Приложение 3	3
Приложение 4, Приложение 5	44
Библиографический список	48

ГЕНЕРАТОРЫ С ВНЕШНИМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ И АВТОГЕНЕРАТОРЫ

МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ

для практических занятий по дисциплинам "Устройства генерирования и формирования сигналов" направления 210400.68 "Радиотехника" и специальности 210601.65 "Радиоэлектронные системы и комплексы", "Устройства передачи и приема сигналов в СПЦС" специальности 090302.65 "Информационная безопасность ТКС" и дисциплине "Радиопередающие устройства" направления 210400.62 "Радиотехника" очной и заочной форм обучения

Составитель

Бочаров Михаил Иванович

В авторской редакции

Подписано в печать 28.06.2013.

Формат 60×84×16. Бумага для множительных аппаратов.

Усл. печ. л. 3,2. Уч. изд. л. 3,0. Тираж _____ экз. «С» _____.

Заказ № _____

ФГБОУ ВПО "Воронежский государственный
технический университет"

394026, Воронеж, Московский просп. 14