

ГОУВПО “Воронежский государственный
технический университет”

М.И. Бочаров

ПОСТРОЕНИЕ И РАСЧЕТ
СХЕМ ГЕНЕРАТОРОВ

Утверждено Редакционно-издательским советом
университета в качестве учебного пособия

Воронеж 2007

УДК 621.396.61.

Бочаров М.И. Построение и расчёт схем генераторов: учеб. пособие / М.И. Бочаров. Воронеж: ГОУВПО “Воронежский государственный технический университет”, 2007. 157 с.

В учебном пособии изложены основы построения принципиальных схем генераторов с внешним возбуждением (усилителей мощности) и автогенераторов.

Приводятся и различные варианты принципиальных схем отдельных узлов, их основные характеристики, а также необходимые расчётные соотношения и примеры их расчёта.

Издание соответствует требованиям Государственного образовательного стандарта высшего профессионального образования по направлению 210300 “Радиотехника”, специальности 210302 “Радиотехника”, дисциплине “Устройства генерирования и формирования сигналов”.

Пособие предназначено для курсового проектирования и может быть использовано при проведении практических занятий.

Табл.4. Ил.40. Библиогр.17 назв.

Рецензенты: кафедра электроники Воронежского государственного университета (зав.кафедрой д-р физ.-мат. наук, проф. А.М. Бобрешов); д-р техн. наук, проф. А.М. Питолин

© Бочаров М.И., 2007

© Оформление. ГОУВПО

“Воронежский государственный технический университет”, 2007

ВВЕДЕНИЕ

Генераторы делятся на два больших класса: генераторы с внешним возбуждением (ГВВ) и генераторы с самовозбуждением - автогенераторы (АГ). В свою очередь ГВВ делятся на усилители мощности (УМ) и умножители частоты (УЧ).

В учебной литературе вопросам построения схем генераторов уделено недостаточно внимания. Поэтому ввиду большого разнообразия схем генераторов, используемых в радиопередающих устройствах (РПДУ) и применяемой элементной базе, с целью качественного усвоения материала требуется единый подход к их построению. Эти вопросы в учебной литературе отражены недостаточно, что затрудняет расчёт схем и применение на практике. Кроме этого, разработанные аналитические методы расчета транзисторных схем являются громоздкими, требуют больших временных затрат и не всегда дают нужных результатов. Машинные методы проектирования и расчета каскадов РПДУ, прежде всего транзисторных генераторов, также не дают достаточной точности из-за сложности и нелинейности процессов, протекающих в этих устройствах, большого технологического разброса параметров полупроводниковых компонентов. Не всегда имеется и соответствующая база данных, чтобы обеспечить решение этих задач. Поэтому актуальными являются вопросы разработки общих методов построения схем генераторов и инженерных методик их расчета, основанных на упрощенных аналитических выражениях, полученных на основе физических процессов, протекающих в полупроводниковых приборах. Эти методы обладают достаточной наглядностью, простотой, что, прежде всего, необходимо для успешного решения учебных проблем. Кроме этого и точность таких методов достаточна для решения многих практических задач, поскольку транзисторы имеют большой разброс параметров. Решению этих вопросов способствует данная работа.

1. УСИЛИТЕЛИ МОЩНОСТИ

1.1. Обобщённая структурная схема усилителей мощности

Схемотехника УМ отличается большим многообразием. Однако большинство схем можно привести к обобщенной структурной схеме [1,2], приведенной на рисунке 1.1,

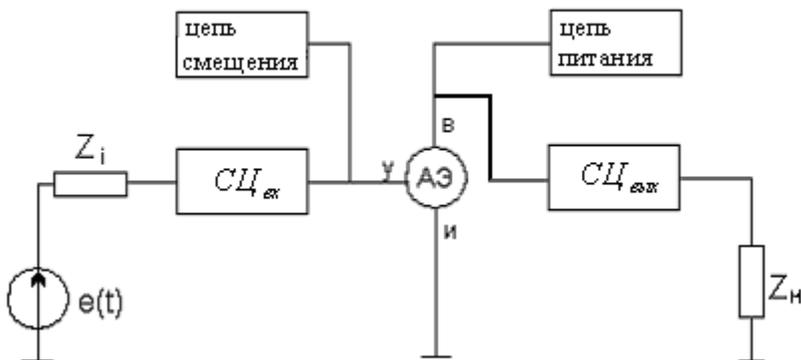


Рисунок 1.1 Обобщенная структурная схема каскада УМ

где $e(t)$ и Z_i – источник внешнего возбуждения и его внутреннее сопротивление соответственно; $CЦ_{вх}$ – входная согласующая цепь; АЭ – активный элемент; $CЦ_{вых}$ – выходная согласующая цепь; $Z_{н}$ – сопротивление внешней нагрузки.

В этом устройстве АЭ является преобразователем энергии источника постоянного тока в энергию РЧ колебаний. В результате такого преобразования мощность РЧ на выходе АЭ значительно превышает мощность возбуждения. В усилителях мощности чаще всего используются трехэлектродные АЭ – транзисторы у которых: И – истоковый электрод, В – выходной электрод и У – управляющий электрод. В АЭ чаще всего используются транзисторы.

Цепи согласования обеспечивают оптимальный режим ра-

боты АЭ. Входная СЦ_{вх} трансформирует входное сопротивление АЭ в сопротивление, равное внутреннему сопротивлению источника возбуждения Z_i . Кроме того, от неё зависят форма входного напряжения и тока, т.е. в ней производится и корректировка амплитуд входного сигнала по амплитудно-частотной характеристике (АЧХ).

Выходная согласующая цепь в первую очередь обеспечивает трансформацию сопротивления внешней нагрузки Z_n в эквивалентное сопротивление нагрузки R_{\ominus} активного элемента, а также частично решает задачу подавления гармонических составляющих на выходе УМ.

Цепь питания выходного электрода содержит источник напряжения питания $E_{//}$ и блокировочные элементы, разделяющие цепи постоянного и переменного токов.

Цепь смещения содержит либо источник напряжения смещения E_C , либо цепочки смещения и блокировочные элементы и служит для подачи напряжения смещения на управляющий электрод АЭ, необходимого для его оптимальной работы (заданного угла отсечки).

Сопротивление Z_n является потребителем энергии РЧ колебаний. Если каскад УМ является промежуточным, то нагрузкой Z_n является входное сопротивление последующего каскада. Если каскад УМ является окончательным, то его нагрузкой является СЦ, которая, трансформирует сопротивление нагрузки окончательного каскада в оптимальную величину, необходимую для работы фильтра гармоник РПДУ, и осуществляет предварительную фильтрацию.

Наряду со схемой с общим истоковым электродом (ОИЭ), приведенной на рисунке 1.1, используется также схемы с общим управляющим электродом (ОУЭ) и общим выходным электродом (ОВЭ) [1,3].

1.2. Общие принципы построения принципиальных схем

усилителей мощности

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.

Реальная принципиальная схема выходной цепи каскада УМ должна быть составлена так, чтобы обеспечить выполнение следующих условий: постоянная составляющая выходного тока $I_{вых0}$ должна протекать через АЭ и источник питания E_{II} (рисунок 1.2, а); ток первой гармоники $I_{вых1}$ должен протекать через АЭ и нагрузочную систему $Z_{НС}$, включающую выходную согласующую цепь и сопротивление нагрузки $Z_{н}$ (рисунок 1.2, б); сопротивление выходной цепи для токов второй и более высоких гармоник $I_{выхn}$ ($n=2,3,\dots$) должно быть равно нулю (рисунок 1.2, в).

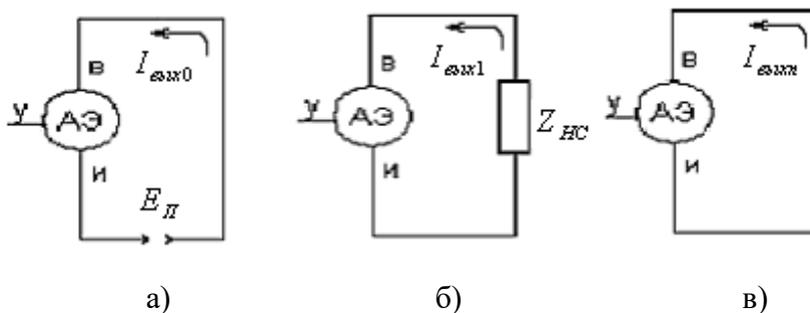


Рисунок 1.2 Эквивалентные схемы выходной цепи УМ:
а) для постоянного тока; б) для первой гармоники;
в) для высших гармоник

Необходимость разделения путей прохождения постоянной составляющей и первой гармоники тока РЧ обусловлена,

прежде всего, требованием максимального выделения мощности РЧ колебаний непосредственно в нагрузку. Проникновение РЧ колебаний в цепи источника питания недопустимо из-за возможности возникновения паразитных связей через общий источник питания в многокаскадном усилителе и возникающей при этом возможности 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. Однако выполнение этих требований для входной цепи менее критично.

1.3. Схемы питания выходного электрода активного элемента

Для реализации указанных в п. 1.2 требований вводятся блокировочные элементы: емкости и индуктивности. В результате для выходной цепи АЭ эти элементы образуют две схемы питания: схему параллельного питания (рисунок 1.3, а) и схему последовательного питания (рисунок 1.3, б).

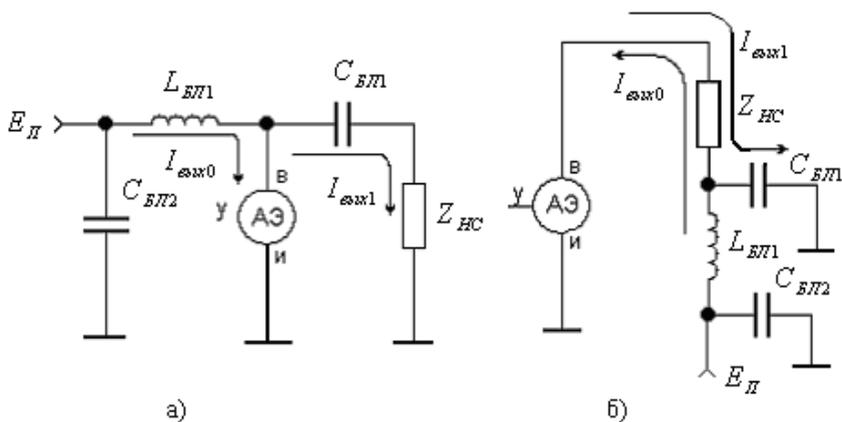


Рисунок 1.3 Схемы питания выходного электрода АЭ:
а) параллельная схема; б) последовательная схема

На этих схемах $L_{\bar{\sigma}1}, C_{\bar{\sigma}1}, C_{\bar{\sigma}2}$ - блокировочная индуктивность и блокировочные конденсаторы первый и второй соответственно.

В схеме параллельного питания источник E_{II} , активный элемент и сопротивление нагрузки Z_{nc} включены параллельно.

В схеме последовательного питания источник E_{II} , сопротивление нагрузки (нагрузочной системы) Z_{nc} и активный элемент включены последовательно.

Для выполнения функции блокировки сопротивление блокировочных элементов для тока первой гармоники должно удовлетворять следующим условиям: реактивная составляющая сопротивления блокировочной индуктивности $L_{\bar{\sigma}1}$ для тока РЧ в параллельной схеме питания должно во много раз превышать сопротивление Z_{nc} , а сопротивление $X_{c\bar{\sigma}1}$, наоборот, должно быть во много раз меньше сопротивления Z_{nc} , чтобы обеспечить требования вытекающие из условий п.1.2. Для постоянного тока сопротивление блокировочной индуктивности $L_{\bar{\sigma}1}$ должно быть близким к нулю, а сопротивление $C_{\bar{\sigma}1}$ для постоянного тока должно быть очень большим, чтобы не было потерь по постоянному току.

С учётом изложенного блокировочная индуктивность $L_{\bar{\sigma}1}$ в схеме (рисунок 1.3, а) включена для того, чтобы источник питания E_{II} не шунтировал нагрузку Z_{nc} . Конденсатор $C_{\bar{\sigma}2}$ используется для устранения влияния паразитных реактивностей источника питания E_{II} на работу схемы по РЧ.

В последовательной схеме питания постоянная составляющая тока $I_{\text{вых}0}$ протекает от потенциального зажима E_{II} через $L_{\bar{\sigma}1}$, Z_{nc} , выходные электроды АЭ к общей точке. Первая гармоника выходного тока $I_{\text{вых}1}$, генерируемая АЭ, протекает через Z_{nc} и далее через $C_{\bar{\sigma}1}$ поступает к общей

точке. Конденсатор $C_{\bar{\sigma}12}$ в этой схеме также используется для устранения влияния источника питания на работу устройства по РЧ.

Особенность нагрузочных систем этих схем. В схеме последовательного питания постоянная составляющая тока должна без потерь проходить через Z_{nc} . Это требование реализуется при использовании Z_{nc} , начинающейся с параллельного контура. В схеме параллельного питания такого ограничения нет. Поэтому в качестве Z_{nc} можно использовать и П-контур, не пропускающий постоянную составляющую тока, но обеспечивающий лучшую фильтрацию по сравнению с параллельным контуром при одинаковых значениях сопротивления нагрузки.

Необходимо отметить, что параметры $L_{\bar{\sigma}1}$ нестабильны и, кроме этого, $L_{\bar{\sigma}1}$ имеет паразитную ёмкость, образующую вместе с $L_{\bar{\sigma}1}$ паразитный контур. В следствии этого имеет место влияние этого контура на работу устройства. Кроме этого один из выводов $L_{\bar{\sigma}1}$ находится под большим РЧ потенциалом, а поскольку в паразитном контуре накапливается большая реактивная энергия (из-за добротности этого контура), то может произойти самовозбуждение устройства. Поэтому схема с параллельным питанием менее устойчива.

При выборе номиналов элементов схемы параллельного питания используются следующие соотношения

$$1/(\omega C_{\bar{\sigma}1}) = R_{\bar{\sigma}} / (10 \dots 20), \quad (1.1)$$

$$L_{\bar{\sigma}1} = (10 \dots 20) R_{\bar{\sigma}} / \omega, \quad (1.2)$$

где R_{Σ} - эквивалентное сопротивление нагрузочной системы.

На практике в последовательной схеме питания для тока РЧ при выборе номиналов блокировочной ёмкости необходимо пользоваться следующим соотношением

$$1/(\omega C_{\bar{\sigma}1}) = R_{\Sigma} / (10 \dots 20), \quad (1.3)$$

а номинал $L_{\bar{\sigma}1}$ можно определить из следующего выражения

$$L_{\bar{\sigma}1} = (2,5 \dots 5) R_{\Sigma} / \omega. \quad (1.4)$$

Сопротивление конденсатора $C_{\bar{\sigma}2}$ для токов РЧ выбирается из условия $X_{\bar{\sigma}2} = 0,1 \dots 1 \text{ Ом}$. [4].

При выборе $L_{\bar{\sigma}1}$ по (1.2) необходимо брать минимальное значение, чтобы уменьшить влияние паразитного контура. В некоторых случаях для уменьшения добротности паразитного контура параллельно $L_{\bar{\sigma}1}$ включают резистор. В маломощных каскадах вообще $L_{\bar{\sigma}1}$ заменяют резистором.

При работе УМ в полосе частот параметры элементов цепей питания на минимальной рабочей частоте.

1.4. Схемы подачи отпирающего смещения на управляющий электрод

Напряжение смещения на управляющий электрод АЭ подаётся следующими способами: от источника питания выходного электрода, отдельного источника питания, автоматически

и комбинированно.

От источника питания E_{II} выходного электрода на управляющий электрод обычно подаётся отпирающее смещение через резистивный делитель R1, R2 (рисунок 1.4, а).

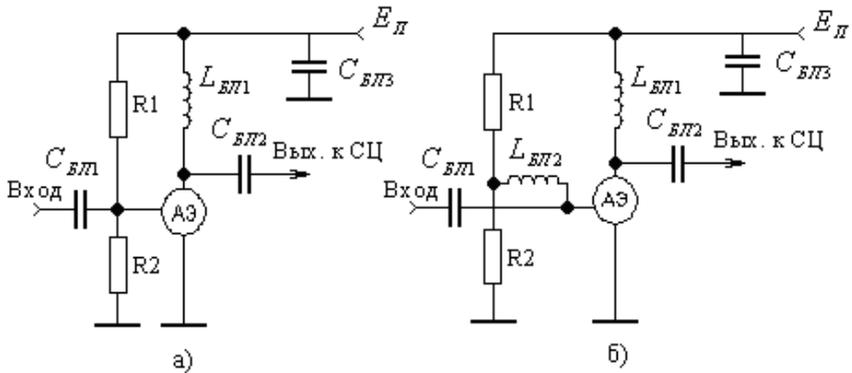


Рисунок 1.4 Схемы отпирающего смещения: а) через резистивный делитель; б) резистивный делитель с $L_{\text{бл}}$

Необходимое напряжение смещения при использовании в качестве АЭ биполярного транзистора определяется из соотношения

$$E_c = \frac{R_2}{(R_1 + R_2)} E_{II} - I_{\text{бo}} \frac{R_1 \cdot R_2}{(R_1 + R_2)}, \quad (1.5)$$

где $I_{\text{бo}}$ - постоянная составляющая входного тока АЭ.

Оптимальное значение тока резистивного делителя выбирается из условия

$$I_{\text{дел}} = (5 \dots 10) I_{\text{бo}}, \quad (1.6)$$

где $I_{\bar{\sigma}o} = \frac{I_{\text{выхо}}}{h_{21э}}$; $I_{\text{выхо}}$ - постоянная составляющая выходного тока; $h_{21э}$ - статический коэффициент передачи тока.

При использовании в УМ в качестве АЭ генераторных биполярных и мощных МДП полевых транзисторов при реальных значениях амплитуд входного сигнала реализуется угол отсечки, лежащий в пределах $80^{\circ} \leq \theta \leq 180^{\circ}$, что следует из соотношения

$$\cos \theta = -(E_c - E') / U_{\text{вх}}, \quad (1.7)$$

где E' - напряжение отсечки АЭ; $U_{\text{вх}}$ - амплитуда входного напряжения.

При $I_{\text{выхо}} \geq 0.1 A$ делитель R1, R2 становится низкоомным, поэтому его сопротивление по РЧ, равно $R_g = R_1 \cdot R_2 / (R_1 + R_2)$, начинает оказывать шунтирующее действие на входное сопротивление АЭ. В результате этого достаточно большая часть РЧ мощности выделяется на этом делителе, что приводит к значительному уменьшению коэффициента усиления каскада. Этот недостаток особенно проявляется в области высоких частот, когда коэффициент усиления транзистора становится небольшим.

Для устранения шунтирующего действия резистивного делителя используется схема, в которой между общей точкой резисторов R1, R2 и управляющим электродом АЭ включена блокировочная индуктивность $L_{\bar{\sigma}r2}$ (рисунок 1.4 б). При выполнении условия

$$\omega L_{\bar{\sigma}r2} \geq 10 R_{\text{вх}},$$

(1.8)

где R_{ex} – входное сопротивление АЭ, сопротивление R_g практически не оказывает влияния на работу схемы по РЧ.

Соотношение (1.8) легко реализуемо при небольших R_{ex} , имеющих место в транзисторных схемах.

В некоторых случаях $L_{от2}$ (рисунок 1.4, б) заменяется на резистор R3 (рисунок 1.5, а).

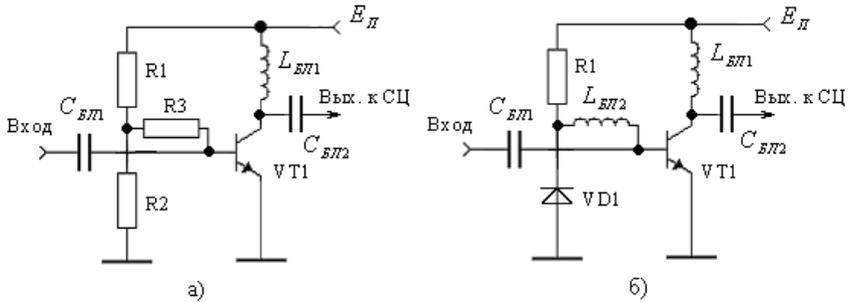


Рисунок 1.5 Схемы отпирающего смещения: а) через резистивный делитель, подключенный через резистор; б) резистивный делитель, подключенный через $L_{от}$

В этом случае при подаче на вход такого каскада напряжения с изменяющейся амплитудой происходит изменение и составляющей I_{ex0} . Так при увеличении амплитуды входного сигнала происходит увеличение I_{ex0} и, соответственно, увеличение падения напряжения $U_{R30} = I_{ex0} \cdot R_3$. В результате этого суммарное смещение на управляющем электроде АЭ $E_{c\Sigma} = E_c - U_{R30}$ уменьшается, что приводит к подзапиранию АЭ. При этом уменьшаются $I_{вых0}$, коэффициент усиления АЭ, амплитуда выходного напряжения, и, соответственно, уменьшаются и нелинейные искажения. Поэтому такая схема ис-

пользуется для линейризации амплитудных характеристик усилителей мощности с изменяющейся амплитудой.

На рисунке 1.5, б приведена схема, позволяющая реализовать с использованием в качестве АЭ биполярных транзисторов напряжение смещения $E_c = E'$. Это достигается при условии, когда транзистор VT1 и диод VD1 выполнены из одного материала и конструктивно VD1 и VT1 расположены близко (на одном радиаторе). Такое условие выполняется в широком интервале температур. Напряжение смещения, равное напряжению отсечки транзистора, широко применяется в двухтактных схемах.

В мощных каскадах телевизионных и однополосных РПУ для стабилизации рабочей точки используются специальные схемы параметрической стабилизации рабочей точки АЭ (см. п. 9.1), [5].

1.5. Схемы нулевого и запирающего смещений

УМ, в которых требуется получить высокий КПД, часто используется нулевое смещение. Такой режим создается включением между управляющим и истоковым электродами АЭ блокировочной индуктивности $L_{\sigma_{\tau 1}}$ (рисунок 1.6). Поскольку для постоянного тока сопротивление $L_{\sigma_{\tau 1}}$ близко к нулю, то на нем не создается падения постоянного напряжения. При $E' \approx 0$ В (БТ и полевые транзисторы МДП типа) реализуется θ , близкий к 90° .

Для тока РЧ при $L_{\sigma_{\tau 1}} \geq 10R_{ex} / \omega$ катушка имеет большое сопротивление по РЧ. Поэтому на ней не теряется мощность РЧ колебаний, поступающая с входа. Применение схемы нулевого смещения упрощает схему УМ и уменьшает потери мощ-

ности во входной цепи.

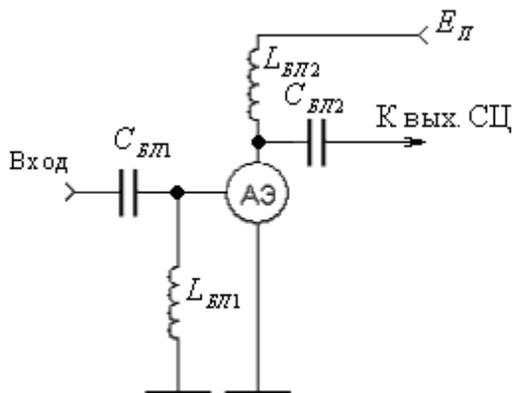


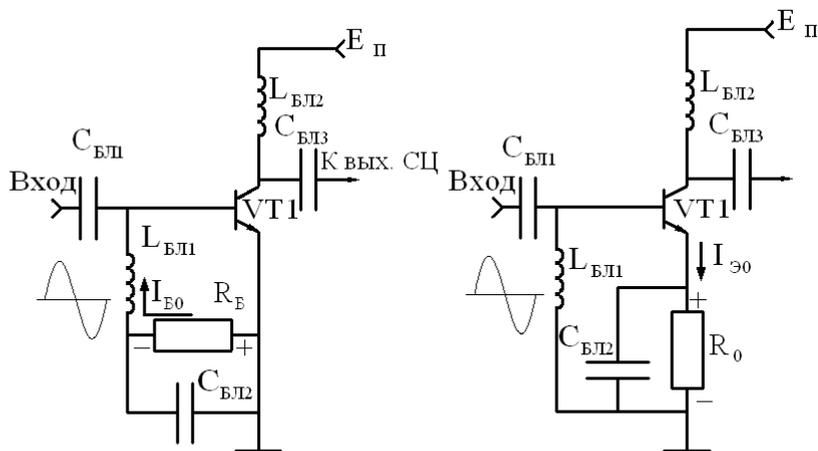
Рисунок 1.6 Схема нулевого смещения

Схемы запирающего смещения. Запирающим называется смещение, при котором, в случае БТ, знак приложенного к базе постоянного напряжения обратный её проводимости: для транзистора $n-p-n$ к базе прикладывается минус, а для транзистора $p-n-p$ плюс. Запирающее смещение может создаваться как от отдельного источника напряжения смещения, так и автоматически.

В транзисторах УМ при работе в классе С основным является автоматический способ создания запирающего смещения. В этом случае смещение создается при открывании перехода база-эмиттер входным РЧ сигналом такой амплитуды, при которой этот переход открыт. В результате образуются постоянные составляющие входного $I_{вх0}$ и выходного $I_{вых0}$ токов АЭ, с помощью которых и создается авто-смещение.

Типовые схемы автосмещения при использовании в качестве АЭ биполярных транзисторов приведены на рисунке 1.7.

а)
б)
Ри-
су-



нок 1.7 Схемы запирающего смещения:

- а) составляющей входного тока $I_{Б0}$;
б) составляющей тока эмиттера $I_{Э0}$

При подаче на вход схемы, рисунок 1.7, а, РЧ сигнала с амплитудой $U_{вх} = 2...3$ В транзистор VT1 работает с отсечкой тока. В результате за счет нелинейности р-п перехода база-эмиттер образуется постоянная составляющая входного тока $I_{Б0}$, которая на резисторе $R_Б$ создает напряжение смещения $E_{авт\ Б} = -I_{Б0} R_Б$, которые, через $L_{БЛ1}$, передается на базу транзистора. Знак минус показывает, что это напряжение отрицательно и приложено минусом к базе транзистора относительно эмиттера и общей точки. Это напряжение смещает рабочую точку влево относительно нуля. Оптимальным является $U_{Б0} = -0,3...-0,6$ В. Поэтому при использовании кремниевых транзисторов, у которых $E' = 0,5...0,7$ В, реализуется $\theta \approx 60^\circ...70^\circ$, т.е. режим класса С.

Аналогичным образом, в схеме (рисунок 1.7, б) создаётся запирающее автосмещение током $I_{Э0}$. При этом $E_{авт\ Э} = -I_{Э0} R_0$.

В представленных на рисунке 1.7 схемах конденсатор $C_{БЛ2}$ включен для того, чтобы на резисторах $R_Б$ и R_0 не выделялась мощность РЧ колебаний. $L_{БЛ1}$ в этих схемах ис-

пользуется для передачи напряжения смещения $E_{авт}$ на базу транзистора VT1 и передачи РЧ колебаний со входа усилительного каскада практически без потерь на базу транзистора.

На практике в схемах УМ применяются следующие упрощенные схемы запирающего смещения током $I_{б0}$, представленные на рисунке 1.8.

В схеме (рисунок 1.8 а), мощность РЧ колебаний на сопротивлении $R_б$ при $R_б \ll X_{L_{б1}}$ практически не выделяется. В схеме (рисунок 1.8, б) мощность РЧ колебаний выделяется и на $R_б$, но при $R_б$ больше входного сопротивления транзистора $R_{вх}$ в несколько раз, потери РЧ мощности невелики, и поэтому коэффициент усиления каскада уменьшается незначительно.

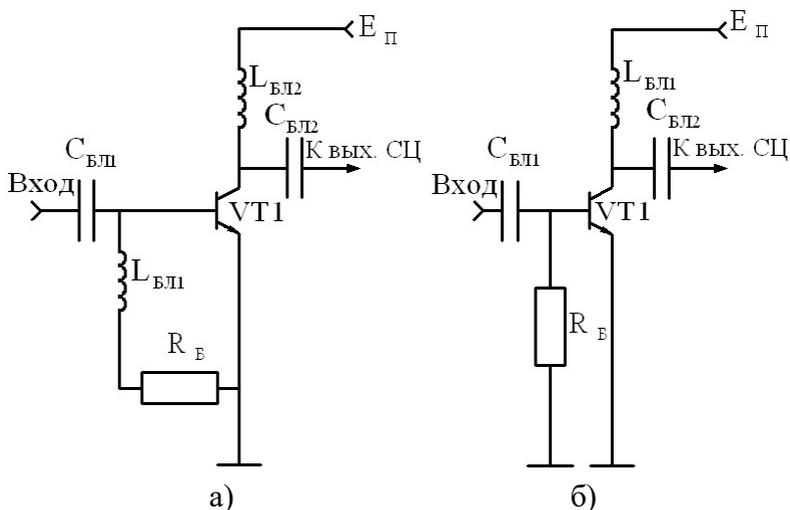


Рисунок 1.8 Упрощенные схемы смещения током $I_{б0}$

Схемы автосмещения позволяют стабилизировать режим работы УМ при изменении нагрузки, напряжения питания или температуры. Так, если в схемах (рисунок 1.7 а и рисунок 1.8) за счёт роста эквивалентного сопротивления нагрузки транзистора $R_н$ или уменьшения $E_{п}$ возникает перенапряжённый

режим, то $I_{\sigma o}$ увеличивается. При этом $|E_{\sigma em}|$ возрастает. Поэтому транзистор VT1 ещё более запирается. В результате уменьшаются $I_{\sigma o}$ относительно нового значения и напряжённость режима. Поэтому путём подбора номинала R_B в каскаде УМ можно реализовать режим, близкий к критическому при изменениях E_{II} в широких пределах.

В схеме автосмещения током $I_{\sigma o}$ (рисунок 1.7, б) при переходе УМ в перенапряжённый режим ток $I_{\sigma o}$ практически не меняется. Поэтому $E_{\sigma em}$ не изменяет напряжённости режима АЭ. При таком автосмещении изменение тока I_{KO} стабилизируется отрицательной обратной связью по постоянному току. Это свойство используется для термостабилизации режима транзисторных УМ. Однако при создании $E_{\sigma em}$ током $I_{\sigma o}$ постоянное напряжение, подводимое к транзистору, меньше напряжения источника питания E_{II} . В результате уменьшаются генерируемая мощность и коэффициент усиления каскада. Возможно также использование схемы комбинированного автосмещения токами $I_{\sigma o}$ и $I_{\sigma o}$. В этом случае путём соответствующего выбора номиналов резисторов R_B и R_O можно совместить достоинства каждого из этих методов.

Схема автосмещения постоянной составляющей тока истокового электрода АЭ широко применяется и для обеспечения жёсткости стационарного режима в схемах автогенераторов при использовании как БТ, так и ПТ.

1.6. Выбор общего электрода активного элемента

Общим является электрод АЭ, относительно которого в схеме УМ приложены входной и выходной сигналы АЭ.

В зависимости от схемы включения АЭ реализуются и

различные параметры каскада УМ. Так на относительно низких частотах наибольшее усиление по мощности достигается в схеме с ОИЭ. На высоких частотах большее усиление по мощности обеспечивают схемы с ОУЭ, вследствие уменьшения с ростом частоты внутренней обратной связи по току.

На относительно низких частотах схема с ОУЭ применяется также в УМ с высокими требованиями к линейности амплитудных характеристик, поскольку в этом случае имеется 100 % внутренняя отрицательная обратная связь по току. При этом достигается также хорошая стабильность характеристик и параметров УМ.

В схеме с ОБЭ (истоковый повторитель) усиление по мощности небольшое за счёт 100 % внутренней обратной связи по напряжению. Однако её достоинством являются также малые нелинейные искажения, широкий диапазон рабочих частот. Выходное сопротивление каскада с ОБЭ небольшое (на средних частотах $R_{\text{вых}} \approx 1/S$, где S - крутизна проходной характеристики). Поэтому в мощных каскадах с ОБЭ возникают проблемы согласования его выходного сопротивления с сопротивлением нагрузки.

При выборе схем необходимо учитывать также явление обратной реакции и прямого прохождения.

Обратной реакцией называется изменение режима работы входной цепи каскада УМ в зависимости от режима работы его выходной цепи. В результате этого изменяется нагрузка для предыдущего каскада, что приводит и к изменению коэффициента усиления. За счёт обратной реакции возможно и самовозбуждение усилителя.

Прямое прохождение обусловлено тем, что происходит прохождение сигнала со входа на выход каскада УМ за счёт паразитной обратной связи в каскаде УМ.

Прямое прохождение и обратная реакция возникают в основном за счёт проходной проводимости АЭ. Влияние этих эффектов увеличивается с ростом частоты.

1.7. Выбор точки заземления схемы

В каскадах УМ и других устройствах необходимо подключить к корпусу устройства одну из точек схемы, которую называют общей точкой. Все остальные точки относительно общей точки имеют определённые потенциалы по постоянному и переменному току.

Различают точки непосредственного (гальванического) соединения с корпусом точки схемы и точки с заземлением по РЧ через блокировочные элементы (конденсаторы).

Обычно в схемах с ОИЭ к общей точке подключают истоковый электрод (эмиттер для БТ и исток для ПТ). В схемах с ОУЭ чаще всего заземляют также управляющий электрод по РЧ.

В некоторых случаях от этих рекомендаций отступают, поскольку у некоторых БТ на корпус выведен коллектор.

В диапазонах УВЧ и СВЧ, при использовании в СЦ отрезков коаксиальных линий, также не всегда удаётся заземлять общий электрод АЭ.

2. АКТИВНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ

Для усилителей мощности и мощных автогенераторов

разработаны специальные генераторные транзисторы, которые по уровню колебательной мощности существенно превосходят маломощные. При этом используется как биполярные, так и полевые транзисторы.

2.1. Генераторные биполярные транзисторы

Генераторными или мощными БТ принято считать транзисторы с допустимой рассеиваемой мощностью выше 1 Вт. В свою очередь, этот класс транзисторов подразделяется на высокочастотные (ВЧ) с граничной частотой до 300 МГц, и сверхвысокочастотные (СВЧ), имеющих граничную частоту свыше 300 МГц.

Особенностью мощного генераторного БТ по сравнению с маломощным является то, 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. Причем наибольшую опасность представляет различие токов коллектора. Тот из элементарных транзисторов, через который протекает наибольший ток, будет нагреваться больше остальных, что, в свою очередь, приводит к уменьшению сопротивления в данной точке кристалла, а это опять способствует увеличению тока. Это приводит к возникновению так называемого "вторичного пробоя", когда транзисторы на относительно низких частотах теряют усилительные свойства. Для выравнивания токов (и ряда других параметров) элементарных транзисторов в эмиттер 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, предназначенные 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. В диапазоне частот до нескольких сотен МГц чаще всего используется схема включения БТ с общим эмиттером. Корпус такого транзистора имеет два и более выводов эмиттера, чтобы обеспечить минимальную индуктивность этого электрода.

2.2. Генераторные полевые транзисторы

Полевые транзисторы отличаются от БТ, прежде всего меньшим влиянием температуры на их свойства. Поэтому они более надежны в эксплуатации из-за отсутствия теплового пробоя.

Входное сопротивление ПТ на низких и средних частотах в схеме с общим истоковым электродом достаточно большое и имеет емкостной характер, что позволяет рассматривать ПТ как прибор, аналогичный электронной лампе.

Второе важное достоинство ПТ – малое проявление накопления заряда, что существенно уменьшает их инерционность.

В диапазонах частот ВЧ, ОВЧ и УВЧ в качестве АЭ применяются мощные полевые транзисторы структуры металл-диэлектрик-полупроводник (МДП), а в диапазоне СВЧ – арсенид-галлиевые ПТ с барьером Шотки (ПТШ).

МДП-транзисторы имеют ряд преимуществ перед БТ: более высокие входные и выходные сопротивления, отсутствие вторичного пробоя, меньшее влияние температуры на их свойства, меньший уровень дробового шума. Однако МДП-транзисторы имеют несколько меньшие уровни мощности, у них ниже допустимая температура структуры, больше остаточное напряжение. Кроме того, лавинный пробой в МДП-структуре

протекает за наносекунды, а не за микросекунды, как это имеет место в БТ. У ПТШ инерционность процессов в затворе на порядок-два меньше, чем у ПТ с р-п-переходами и МДП-структурами.

Частотные свойства мощных ПТ можно разделить на две зоны: область низких и высоких частот. В области низких частот, составляющей для мощных высокочастотных ПТ несколько десятков мегагерц, его свойства описываются статическими характеристиками. С помощью этих характеристик определяется ряд параметров ПТ: дифференциальное выходное (внутреннее) сопротивление $R_{вых}$, статическая малосигнальная крутизна S , сопротивление насыщения $r_{нас}$ и напряжение отсечки E' . Как БТ так и ПТ приборы низковольтные. Поэтому мощность, генерируемую транзистором, можно увеличить только за счет увеличения тока. Поскольку их входное сопротивление на высоких частотах относительно небольшое, то коэффициент усиления небольшой.

2.3 Зарядовая модель биполярного транзистора

При анализе устройств, выполненных на БТ, используются различные нелинейные модели, поскольку применение статических характеристик ограничено областью низких частот, определяемых из условия

$$f_H < 0.3 \cdot f_T / h_{21D}, \quad (2.1)$$

где f_T - граничная частота коэффициента передачи тока в схеме с ОЭ; h_{21D} - статический коэффициент передачи тока в схеме с ОЭ (обычно измеряется на частоте $f=1$ кГц).

С учетом реальных значений h_{21D} для БТ $f_H \leq 0.005 \cdot f_T$.

Второй характерной областью частот БТ являются средние частоты, определяемые из условия

$$0,3f_T / h_{21Э} < f_{ср} < 3f_T / h_{21Э} .$$

(2.2)

Эффективной областью рабочих частот мощных высоко-частотных БТ являются частоты, удовлетворяющие условию

$$f_B > 3f_T / h_{21Э} .$$

(2.3)

В справочной литературе для этой области частот приводятся экспериментальные параметры, по которым производится выбор типа транзистора для конкретных условий работы. Полный перечень параметров БТ приведен в [4].

Наиболее универсальной является зарядовая модель биполярного транзистора [1, 2, 3], являющаяся физической схемой замещения. Ее достоинством является простота, достаточная точность, как при больших, так и малых уровнях сигнала в широком диапазоне частот (до $0,5 f_T$).

На рисунке 2.1 для активного состояния приведена модель мощного высокочастотного БТ.

В качестве воздействующего сигнала в этой схеме является напряжение на идеальном переходе база-эмиттер $U_{П}$, откликом является выходной ток i_K . Диффузионная $C_{диф}$ емкости эмиттерного перехода, сопротивление рекомбинации r_{β} , генератор тока $i_{КТ}$, 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 $C_{диф}$ отображает накопление

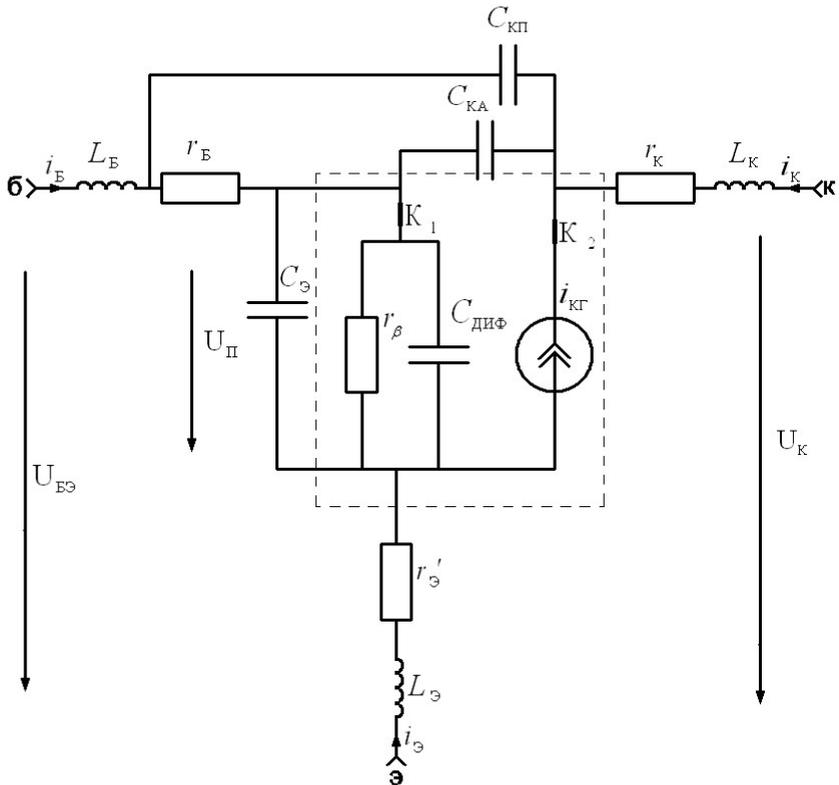


Рисунок 2.1 Зарядовая модель биполярного транзистора

заряда в области базы при открывании эмиттерного перехода.

Генератор тока $i_{КТ} = S_{П} \cdot U_{П}$ ($S_{П}$ - крутизна транзистора по эмиттерному переходу) отображает основной физический процесс - усиление входного сигнала.

Остальные элементы являются “внешними” элементами модели: L_B, L_K и $L_Э$ - индуктивности базового, коллекторного и эмиттерного выводов транзистора; $C_{КА}, C_{КП}$ - емкости активной и пассивной частей коллекторного перехода; $C_Э$ - барьерная емкость эмиттерного перехода; r_B и r_K - сопротивления материала базы и коллектора соответственно; $r'_Э$ - стабилизирующее сопротивление, образованное сопротивлением

материала эмиттера и дополнительно включенным омическим сопротивлением. Ключи K_1 и K_2 на рисунке 2.1 характеризуют состояние транзистора. Если K_1 и K_2 замкнуты - активное состояние, K_1, K_2 разомкнуты – состояние отсечки.

При включении транзистора по схеме с ОЭ, емкости $C_{КА}, C_{КП}$, а также сопротивление $r'_Э$, и индуктивность $L_Э$ создают внутреннюю обратную связь, которая влияет на устойчивость работы каскада и эквивалентные параметры транзистора.

Малосигнальная низкочастотная крутизна S_{II} с достаточной для практики точностью определяется соотношением

$$S_{II} \approx I_{КО} / \varphi_T, \quad (2.4)$$

где $I_{КО}$ - постоянная составляющая коллекторного тока, протекающего через транзистор; $\varphi_T = kT/e$ - температурный потенциал; $k = 1,38 * 10^{-23}$ Дж/К - постоянная Больцмана; Т-абсолютная температура, К; $e = 1,6 * 10^{-19}$ Кл - заряд электрона. После подстановки физических констант для Т=300 К получаем $\varphi_T \approx 26$ мВ.

Экспериментально измеряют параметры транзистора при подаче на его вход напряжения $U_{бэ}$ (рисунок 2.1). При расчетах за основу также удобнее брать входное напряжение. Поэтому крутизну S_{II} целесообразно пересчитать ко входу. В первом приближении (без учета сопротивления $r'_Э$) статическая малосигнальная крутизна проходной характеристики транзистора

$$S_o = S_{II} r_{\beta} / (r_{\bar{o}} + r_{\beta}), \quad (2.5)$$

где $r_{\beta} = h_{21Э} / S_{II}$.

Величина $1 / S_{II}$ является сопротивлением открытого эмиттерного перехода.

Таким образом, с помощью элементов модели БТ можно определить малосигнальные параметры транзистора в зависимости от выбранного режима (потребляемого тока $I_{КЭ}$).

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

$$\omega_S = \omega_T / (S_0 r_{\beta}), \quad (2.6)$$

которая определяет значение частоты, на которой крутизна за счёт инерционности входной цепи уменьшается в $\sqrt{2}$ по сравнению со значением на низких частотах.

В справочниках [4,6] приводится не только параметры элементов схемы электрической модели, а также величины, которые характеризуют усилительные и частотные свойства транзистора, измеренные экспериментально на частоте f' (оптимальной рабочей частоте транзистора), а также $h_{21Э}$ - статический коэффициент передачи тока в схеме с ОЭ; $\tau_{OC} = r_{\beta} C_{ка}$ - постоянная времени цепи обратной связи; K'_p - коэффициент усиления по мощности на частоте f' ; h_{21} - модуль коэффициента передачи тока, измеренный на частоте f' ; $C_{Э}$ - барьерная емкость эмиттерного перехода (обычно приводится для напряжения $U_{БЭ} = 0$) и ряд других параметров, которые могут использоваться для определения остальных элементов модели. С учётом экспериментальных параметров $f_T \approx h_{21} \cdot f'$.

Основным режимом работы мощных БТ является режим большого сигнала (с отсечкой выходного тока), когда $U_{II} \gg \varphi_T$. В этом случае можно рассматривать два состояния транзи-

стора: активное и отсечки. В результате модель несколько изменяется [1,2,3]. Нелинейность режима работы учитывается ключами K_1 и K_2 (рисунок 2.1).

При включении в схему транзистор заменяется трехплюсником, для характеристики которого чаще всего используются Y -параметры, справедливые при любом включении транзистора.

Наиболее просто усредненные Y -параметры определяются при кусочно-линейной аппроксимации с использованием модели, в которой сопротивления r_k , r'_D и индуктивность L_k равны нулю. Аналитические выражения параметров транзистора, полученные с использованием зарядовой модели, приведены в [1,3]. Однако они являются громоздкими и поэтому неудобными при практическом применении. Поскольку параметры БТ имеют большой разброс, сильно зависят от температуры, то точность расчетов, достигнутая с использованием этих расчётных соотношений, оказывается невысокой.

На практике удобнее использовать более простые расчетные выражения, которые достаточно просто получаются из схемы модели транзистора, обеспечивая при этом и достаточную точность.

Аналитические выражения для определения параметров БТ имеют следующий вид,

Входное сопротивление транзистора

$$Z_{вх} = R_{вх} + jx_{вх}, \quad (2.7)$$

где

$$\begin{cases} R_{вх} = r_{\sigma} [1 + \gamma_1(\theta) \omega_T L_D] / \\ X_{вх} = \omega L_{вх} - 1 / \omega C_{вх}, \end{cases} \quad (2.8)$$

где $\gamma_1(\theta)$ - коэффициент разложения [1, 2, 3].

$$L_{\text{вх}} = L_{\bar{\sigma}} + L_{\vartheta};$$

(2.9)

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

(2.10)

Активная составляющая и фазовый угол крутизны

$$S_{1L} = S_0 \gamma_1(\theta) / \sqrt{1 + (\omega / \omega_{SL})^2}$$

(2.11)

$$\varphi_{SL} = -\text{arctg } \omega / \omega_{SL},$$

(2.12)

где

$$\omega_{SL} = \omega_s / [1 + \gamma_1(\theta) \omega_T L_{\vartheta} / r_{\bar{\sigma}}]$$

(2.13)

граничная частота транзистора по крутизне с учетом обратной связи через индуктивность L_{ϑ} общего вывода.

Активная и реактивная составляющие выходного сопротивления

$$R_{\text{вых}} = [\gamma_1(\theta) \omega_T C_{KA}]^{-1},$$

(2.14)

$$x_{\text{вых}} = -(\omega_T \cdot C_K)^{-1}.$$

(2.15)

В приведенных выражениях коэффициент $\gamma_1(\theta)$ используется для усреднения параметров.

2.4. Физическая модель полевого транзистора

В области высоких частот используются различные электрические модели ПТ. На рисунке 2.2 приведена физическая схема, справедливая для всей области рабочих частот МДП-транзисторов, а для ПТШ-транзисторов в диапазоне частот до УВЧ [2,4]. В диапазоне СВЧ и более высоких частотах ПТШ заменяется более сложной моделью.

Элементы схемы (рисунок 2.2) имеют следующий физический смысл: C_K - емкость обедненного слоя под затвором

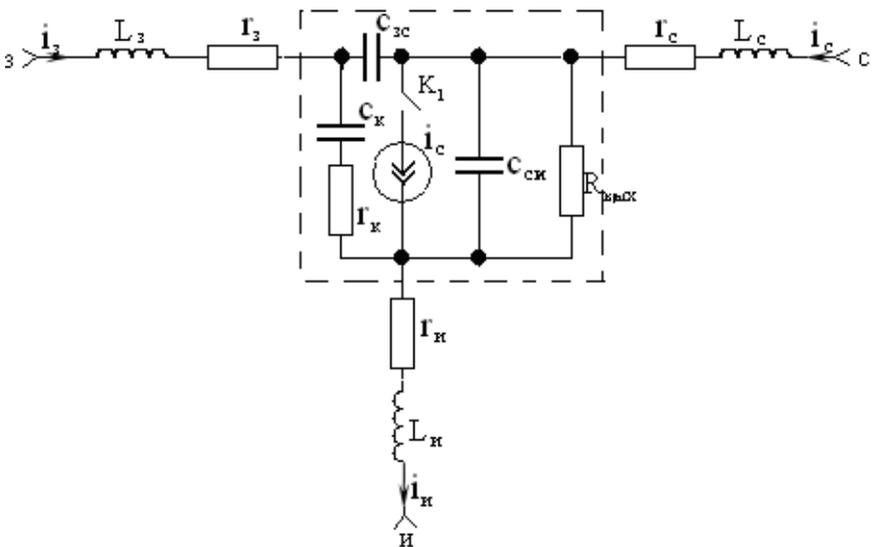


Рисунок 2.2 Физическая модель мощного ПТ

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); $i_c = S \cdot U_y$ - генератор тока, управляемый напря-

жением на емкости C_K ; S - малосигнальная крутизна активной области транзистора; $R_{вых}$ - выходное (внутреннее) сопротивление; $C_{зс}, C_{си}$ - междуэлектродные емкости; r_3, r_c, r_u - омические сопротивления областей электродов; L_3, L_c, L_u - индуктивности выводов. Положение ключа K_1 определяется состоянием транзистора: K_1 замкнут – активное состояние, K_1 разомкнут – состояние отсечки.

При включении в схему ПТ удобнее представить четырехполосником, параметры которого определяются через параметры модели. Однако не все элементы в представленной на рисунке 2.2 схеме играют одинаковую роль (элементы, играющие основную роль, выделены штриховой линией). Остальные элементы модели в первом приближении можно опустить. Такой подход существенно упрощает расчетные соотношения, обеспечивая при этом приемлемую точность. Выделенная часть схемы позволяет определить постоянную времени входной цепи открытого транзистора $\tau_{ax} = r_K (C_K + C_{зс})$. Величина, обратная этой постоянной времени,

$$\omega_S = 1/\tau_{ax}, \quad (2.16)$$

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_u и r_u (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 определяются выра-

жениями

$$R_{вх} = r_3 + r_K + r_U + \omega_T L_U \gamma_1(\theta), \quad (2.17)$$

где $\omega_T = S / C_K$ — граничная частота транзистора.

$$L_{вх} = L_3 + L_U, \quad (2.18)$$

$$C_{вх} = C_K / [1 + r_U S \gamma_1(\theta)] + C_{3C} \quad (2.19)$$

$$R_{вых} = 1 / [\omega_T C_{3C} \gamma_1(\theta)], \quad (2.20)$$

$$C_{вых} = C_{CU} + C_{3C}. \quad (2.21)$$

Учет L_U в модели ПТ позволяет более точно определить постоянную времени входной цепи и, соответственно, граничную частоту транзистора по крутизне, которая, с учетом (2.17) и (2.19), определяются из соотношения

$$\omega_{SL} = 1 / ([r_3 + r_K + r_U + \omega_T L_U \gamma_1(\theta)](C_{CU} + C_{3C})). \quad (2.22)$$

Полученные выражения позволяют с достаточной для инженерных расчетов точностью определить параметры МДП-транзисторов и дать оценочные результаты для ПТШ-транзисторов.

Достаточно полный перечень современных типов транзисторов приведён в [7].

2.5. Контрольные вопросы

1. Какие частоты следует считать высокими для биполярных транзисторов? Для полевых транзисторов?

2. Назовите области частот, в которых при анализе схем на БТ и ПТ можно пользоваться статическими характеристиками?

3. Почему входное сопротивление БТ зависит от величины выходного тока?

4. Какой вид аппроксимации статических характеристик транзисторов наиболее удобен при анализе энергетических режимов активных элементов?

5. Почему мощные высокочастотные БТ нельзя использовать на низких частотах?

6. Чем отличается конструкция мощного высокочастотного БТ от маломощного?

7. Почему мощный ВЧ биполярный транзистор имеет малую активную составляющую входного сопротивления?

8. Поясните суть явления "вторичного пробоя" мощных высокочастотных БТ.

9. Нарисуйте теоретическую модель мощного высокочастотного р-п-р-транзистора? Поясните физический смысл её элементов?

10. Чем обусловлено появление у БТ диффузионной и барьерной емкостей эмиттерного перехода?

11. Поясните физический смысл крутизны S_{II} и величины $r_{\Sigma} = 1/S_{II}$.

12. Каков физический смысл сопротивления рекомбинации?

13. Какие элементы электрической модели БТ учитывают его нелинейные свойства?

14. Какие преимущества имеют ПТ перед БТ?

15. Почему на низких частотах ПТ имеет значительно большее усиление, чем на высоких?

16. Как по статическим выходным характеристикам ПТ определить его внутреннее сопротивление?

17. Почему арсенид-галлиевые ПТ являются более высокочастотными по сравнению с МДП-транзисторами и с управляемыми р-п-переходами?

18. Как влияет индуктивность общего вывода транзистора

на его входное сопротивление?

19. Чем обусловлено прямое прохождение РЧ-сигнала со входа транзистора на его выход?

20. Какие элементы биполярного транзистора определяют внутреннюю обратную связь?

21. Для чего в цепь эмиттера мощных ВЧ и СВЧ транзисторов специально включают стабилизирующий резистор $r'_э$?

22. Как зависит степень прохождения сигнала с выхода на его вход от внутреннего сопротивления транзистора?

23. Как по статическим характеристикам определить сопротивление насыщения транзистора?

24. Почему с ростом частоты сопротивление насыщения транзистора увеличивается?

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

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

27. Как с использованием модели ПТ, определить его входное сопротивление в области низких частот?

3. ТРАНСФОРМИРУЮЩИЕ И ФИЛЬТРУЮЩИЕ ЦЕПИ

3.1. Основные понятия и положения

Цепи согласования в каскадах УМ выполняют следующие функции:

согласование (трансформацию) входного сопротивления АЭ с внутренним сопротивлением источника возбуждения;

согласование комплексного сопротивления внешней нагрузки с эквивалентным сопротивлением АЭ;

фильтрацию или подавление побочных колебаний в

спектре выходного сигнала;

деление и сложение мощностей в схемах сложения мощностей.

Известны два основных вида согласования с нагрузкой: согласование на фиксированной частоте и согласование в заданной полосе частот.

В первом случае можно осуществить идеальное согласование: в нагрузку передается без потерь мощность от источника сигнала. Во втором случае задача относится к определению предельно полосы частот, в которой можно согласовать с заданной точностью согласования.

Существует теоретически обоснованное соотношение, согласно которому при заданных параметрах электрической цепи невозможно в полосе частот передать без потерь номинальную мощность источника сигнала в нагрузку.

В идеальных согласующих цепях мощность не теряется. Такие цепи содержат только реактивные элементы. В реальных элементах всегда имеются потери, которые необходимо учитывать при расчетах.

Наиболее высокие требования предъявляются к выходным согласующим цепям УМ. Для оценки качества используются следующие характеристики.

Коэффициент фильтрации гармоник, показывающий во сколько раз относительный уровень n -ой гармоники на выходе согласующей цепи меньше, чем на ее входе.

$$\Phi_n = (I_{\text{ВЫХ}n1} / I_{\text{ВЫХ}np}) / (I_{\text{ВЫХ}A1} / I_{\text{ВЫХ}An}), \quad (3.1)$$

где n – номер гармоники; $I_{\text{ВЫХ}n1}$, $I_{\text{ВЫХ}A1}$ амплитуды токов первой гармоники, протекающего через внешнюю нагрузку и актив-

ный элемент соответственно; $I_{\text{вых}nп}$, $I_{\text{вых}An}$ – амплитуды токов n – ой гармоники ($n = 2, 3 \dots$), протекающих через внешнюю нагрузку и активный элемент соответственно.

Коэффициент полезного действия - это отношение активной мощности, переданной во внешнюю нагрузку к активной мощности на ее входе

$$\eta = P_n / P_1, \quad (3.2)$$

где P_n - активная мощность первой гармоники, переданная во внешнюю нагрузку; P_1 – мощность первой гармоники, генерируемая активным элементом.

Коэффициент диапазонности или коэффициент перекрытия по частоте, представляющий отношение

$$k_f = f_B / f_H, \quad (3.3)$$

где f_B , f_H – верхняя и нижняя частоты рабочего диапазона, измеренные при определенном уровне частотных искажений.

Полоса рабочих частот

$$\Delta f = f_B - f_H. \quad (3.4)$$

3.2. Узкодиапазонные трансформирующие цепи

Узкополосные СЦ на практике реализуются с коэффициентом перекрытия по частоте $k_f \leq 1, 1 \dots 1, 2$ и предназначены для трансформации нагрузочных сопротивлений на основной частоте при достаточно простой конструктивной реализации даже за счет уменьшения КПД и фильтрации.

Узкодиапазонное согласование чаще всего реализуются

на Г -, П – и Т – образных реактивных четырехполюсниках или их комбинации, когда в продольные цепи включены индуктивности, а в поперечные – емкости. Это обеспечивает также фильтрацию высших гармоник. На рисунке 3.1 приведена простейшая согласующая Г – цепочка.

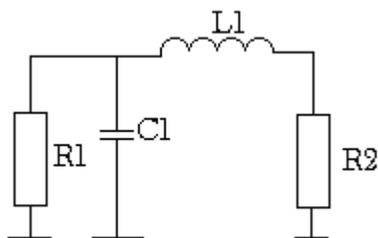


Рисунок 3.1 Трансформирующая Г-цепочка

Эта цепь трансформирует сопротивление R_2 в R_1 . Для схемы (рисунок 3.1) при $R_1 > R_2$ согласование теоретически достигается на одной частоте f_0 . Этому условию удовлетворяют емкость C_1 и индуктивность L_1 , определяемые из соотношений

$$C_1 = Q_H / (2 \pi f_0 R_1), \quad (3.5)$$

$$L_1 = Q_H R_2 / (2 \pi f_0), \quad (3.6)$$

где
$$Q_H = \sqrt{\left(\frac{R_1}{R_2}\right) - 1} \quad (3.7)$$

нагруженная добротность трансформирующей цепи.

При реальных значениях R_1 и R_2 эта цепь в каскадах УМ

обеспечивает нагруженную добротность $Q_n = 2 \dots 3$, в результате этого достигается фильтрация гармоник.

Коэффициент фильтрации

$$\Phi_n = [(n^2 - 1)/n] Q_n, \quad (3.8)$$

где $n = 2, 3 \dots$ - номер гармоники.

КПД этой цепи определяется соотношением

$$\eta = 1 - Q_n/Q_0, \quad (3.9)$$

где Q_0 - добротность ненагруженной цепи ($R_1 = \infty$; $R_2 = 0$). Добротность Q_0 , определяется конструктивными потерями в катушке L_1 , т.к. потери в конденсаторе C_1 обычно значительно меньше. Полоса пропускания Γ - цепи

$$2 \Delta f = f_0/Q_n. \quad (3.10)$$

Таким образом, при заданных номиналах резисторов R_1 , R_2 и добротности Q_0 для выбранной частоты f_0 определяются все параметры Γ - цепи. При этом имеет место противоречие между полосой пропускания, коэффициентом фильтрации и КПД.

В качестве СЦ применяются и цепи с тремя реактивными элементами, образующими Π - контур путем встречного соединения двух Γ - звеньев с двумя емкостными связями, схема которого приведена на рисунке 3.2.

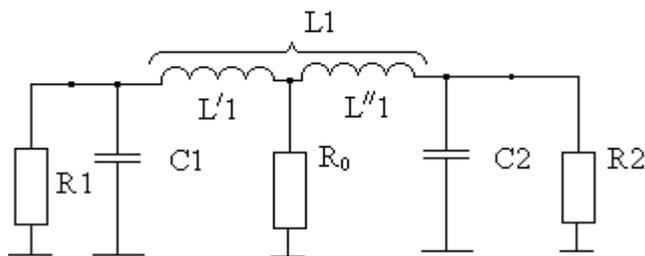


Рисунок 3.2 П – образная согласующая цепь

Каждая из Г – цепей этого П – контура преобразует сопротивление R_1 и R_2 в некоторое промежуточное сопротивление R_0 .

С помощью (3.5) и (3.6) при заданных f_0 и R_0 определяются параметры элементов C_1 , C_2 и L_1 .

Коэффициент фильтрации П – контура (рисунок 3.2) определяется с помощью соотношения

$$\Phi_n = n(n^2 - 1) Q_n. \quad (3.11)$$

Из (3.11) следует, что коэффициент фильтрации П – контура в n^2 больше коэффициента фильтрации Г – цепочки (3.8) при равных значениях Q_n . Это является достоинством П – контура, что позволяет в узкодиапазонных УМ применять его в качестве входных, выходных и межкаскадных СЦ, обеспечивая при небольших $Q_n = 4 \dots 8$ подавление второй и других более высоких гармоник на 20...30 дБ при высоком КПД.

В отдельных случаях простейшие СЦ строят в виде фильтров верхних частот, когда в продольные ветви включают емкости, а в поперечные – индуктивности. Различные варианты простейших СЦ и расчетные соотношения приведены в [4].

В конечных каскадах усилителей мощности РПУ, с

целью реализации требований ГОСТ по электромагнитной совместимости, необходимо обеспечить значительно большее подавление побочных гармоник: 60 дБ и более. Для этого на выходе УМ между выходной трансформирующей цепью и антенной включают фильтры гармоник в виде ФНЧ или полосовых фильтров, которые и обеспечивают требуемый уровень побочного излучения РПДУ [8].

Расчет узкодиапазонных согласующих цепей проводится в следующей последовательности:

- выбор типа СЦ;
- расчет номиналов элементов СЦ;
- определение коэффициента фильтрации и КПД;
- конструктивная реализация СЦ.

3.3. Высокочастотный трансформатор как широкодиапазонная согласующая цепь

Широкополосный (широкодиапазонный) трансформатор (ШПТ) широко применяется в качестве входных, выходных и межкаскадных СЦ [1,3,9].

При этом в диапазоне ВЧ используется трансформатор с магнитной связью между обмотками (рисунок 3.3), принцип работы которого основан на законе электромагнитной индукции.

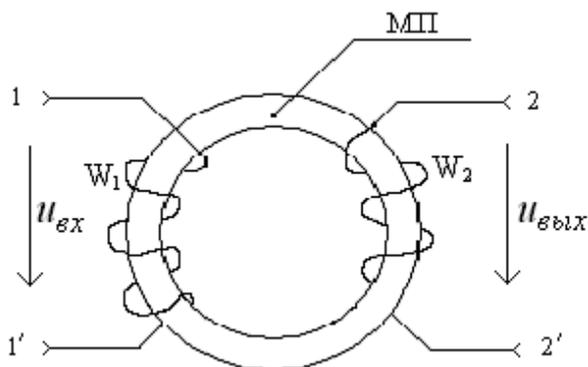


Рисунок 3.3 Трансформатор с магнитной связью

Этот трансформатор содержит замкнутый магнитопровод (МП) из высокочастотного ферромагнетика (феррита) с магнитной проницаемостью $\mu \gg 1$. Такой трансформатор характеризуется рядом параметров: входным $Z_{вх}$ и выходным $Z_{вых}$ сопротивлениями; коэффициентом трансформации напряжения $n = \dot{U}_{вых} / \dot{U}_{вх} = W_2 / W_1$, где W_2, W_1 - число витков вторичной и первичной обмоток соответственно, или сопротивления $n_z = Z_{вх} / Z_{вых} = 1/n^2$, полосой рабочих частот $f_H \dots f_B$ или коэффициентом перекрытия по частоте k_f .

Для оценки широкополосности ШПТ необходимо воспользоваться его эквивалентной схемой (рисунок 3.4).

На этой схеме ИТ – идеальный трансформатор без потерь и паразитных параметров, у которого коэффициент трансформации n не зависит от частоты; L_1 и $L_2 = L_1 n^2$ - индуктивности первичной и вторичной обмоток соответственно; L_{S1} и L_{S2} - индуктивности рассеяния первичной и вторичной обмоток; C_1 и C_2 – собственные емкости первичной и вторичной обмоток; r_1, r_2 и R_C – сопротивления потерь в обмотках и сердечнике.

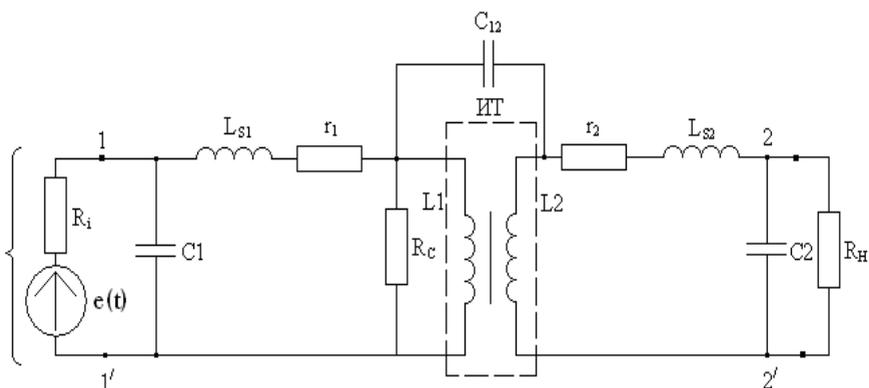


Рисунок 3.4 Эквивалентная схема ВЧ трансформатора

При определении нижней рабочей частоты f_H можно пренебречь паразитными параметрами. В результате f_H определяется шунтирующим действием сопротивления первичной обмотки $2\pi \cdot f_H \cdot L_1$ сопротивления эквивалентной нагрузки $R'_H = R_H/n^2$. При частотных искажениях $M_H \leq 3$ дБ должно выполняться условие

$$2\pi f_H L_1 \geq (3 \dots 5) R'_H. \quad (3.12)$$

Верхнюю рабочую частоту ограничивают паразитные параметры L_{S1} , L_{S2} , C_1 и C_2 . При частотных искажениях на верхней частоте $M_B \leq 3$ дБ необходимо обеспечить выполнение условий

$$2\pi f_B (L_{S1} + L'_{S2}) \leq 1,2 R'_H, \quad (3.13)$$

где $L'_{S2} = L_{S2}/n^2$;

$$(3.14) \quad (C_1 + C'_2) \leq 1,2/2 \pi f_B \cdot R'_H,$$

где $C'_2 = C_2 \cdot n^2$.

Как следует из приведенных выше соотношений, для обеспечения широкой полосы частот необходимо увеличивать L_1 и одновременно уменьшать $L_S = L_{S1} + L'_{S2}$, C_1 , C_2 и C_{12} . Требования эти противоречивы. Однако при рациональном конструировании ШПТ могут обеспечить K_f порядка $10^2 \dots 10^3$ в диапазоне частот до 100...300 МГц. Широкодиапазонность трансформатора достигается использованием следующих приемов:

- выбором сердечника тороидальной формы;
- использованием ферритового сердечника с $\mu \gg 1$ и наименьшими потерями;
- намоткой первичной обмотки равномерно по окружности сердечника;
- витки вторичной обмотки при малом их количестве могут располагаться между витками первичной обмотки;
- потенциальные выводы обмоток выводят в разные стороны;
- обмотки выполняются проводником в форме ленты;
- конструктивно трансформатор помещается в экран из хорошего проводника (латунь, медь и т.д.).

Все эти меры позволяют существенно уменьшить индуктивности рассеяния обмоток, емкости обмоток и обеспечить снижение их влияния на нагрузку.

Необходимо отметить, что ШПТ хорошо работает при достаточно больших сопротивлениях нагрузки от 50 Ом до 2 кОм. При низкоомных нагрузках (5 ... 50 Ом) ШПТ не обеспечивает согласования из-за влияния индуктивности рассеяния

L_s .

3.4. Широкодиапазонное согласование с использованием трансформаторов на линиях

В ШПТ, работающих на высоких частотах, необходимо учитывать и непосредственную электромагнитную связь между обмотками. Это принципиальное отличие требует иного подхода к разработке схемных решений для ШПТ. Для реализации максимально допустимой полосы рабочих частот необходимо рассматривать ШПТ как цепь с распределенными параметрами, т.е. как длинную линию. В таких ШПТ наименьший коэффициент отражения будет при определенной или номинальной нагрузке, поскольку его эквивалентная схема содержит реактивные элементы.

Принцип работы широкодиапазонного трансформатора на линиях (ШТЛ) описан в [4, 10] и поясняется схемой, приведенной на рисунке 3.5,

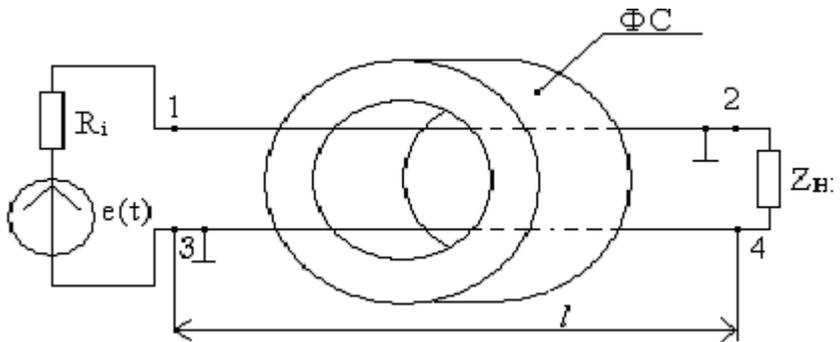


Рисунок 3.5 Схема трансформатора на отрезке линии

где $e(t)$ и R_i – ЭДС и внутреннее сопротивление внешнего ге-

нератора; l - отрезок линии длиной l ; ФС – ферритовый сердечник; Z_H – сопротивление внешней нагрузки.

Если источник ЭДС $e(t)$ с внутренним сопротивлением R_i связан с внешней нагрузкой Z_H при помощи проводников 1,2 и 3,4, образующих отрезок однородной линии l с волновым сопротивлением $\rho_{л}$, как показано на рисунке 3.5, то имеет место инверсия сопротивления. В этом случае при $Z_H = R_H$, как следует из выражения для входного сопротивления длинной линии

$$Z_{вх} = \rho_{л} [(Z_H + j \rho_{л} \operatorname{tg} \beta \cdot l) / (\rho_{л} + Z_H \operatorname{tg} \beta \cdot l)], \quad (3.15)$$

где $\rho_{л}$ - волновое сопротивление линии; $\beta = 2\pi / \lambda$ - волновое число; λ - длина волны. Точного согласования при $R_i = R_{л} = R_H$ достичь нельзя. Кроме этого при $l = \lambda / 4$, неравномерность амплитудночастотных характеристик, значительная. Поэтому для уменьшения неравномерности АЧХ в области верхних частот необходимо выполнить следующее условие

$$l \leq (0,1 \dots 0,15) \lambda_B, \quad (3.16)$$

где λ_B - длина волны на верхней рабочей частоте f_B .

Ограничение полосы в области нижних частот обусловлено индуктивностями $L_{12} = L_{34}$ проводников линии (рисунок 3.6), которые должны удовлетворять условию

$$L_{л} \geq R_i R_H / [2\pi f_H (R_i + R_H) \sqrt{M_H^2 - 1}], \quad (3.17)$$

где $L_{\Pi} = L_{12} = L_{34}$. Для увеличения L_{Π} на линию надевается ферритовый сердечник (рисунок 3.5) с магнитной проницаемостью $\mu \gg 1$. Возможны и другие варианты реализации устройства, когда линия наматывается на тороидальный сердечник в виде W витков. При этом индуктивность L_{Π} увеличивается в W^2 .

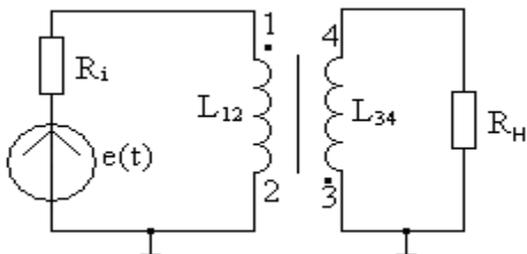


Рисунок 3.6 Низкочастотный аналог трансформатора на линии

Устройства, реализованные по схеме рисунка 3.5, имеет коэффициент трансформации сопротивления 1:1. Однако при изменении R_n от $0,5 \rho_{л}$ до $2 \rho_{л}$, т.е. в широких пределах, входное сопротивление линии $Z_{вх}$ меняется в значительно меньших пределах, что является его достоинством. Кроме этого такие трансформаторы работают и на низкоомную нагрузку от 2...5 Ом до 50...70 Ом в диапазоне частот от 0,1 МГц до 1000 МГц и выше.

При построении трансформаторов с коэффициентом n_z , отличным от 1:1, используют N линий, включенных с одной стороны последовательно, а с другой параллельно. При этом можно получить коэффициент трансформации сопротивлений либо $n_z = 1/N^2$, либо $n_z = N^2$. Для конструктивного исполнения могут использоваться как симметричные двухпроводные

линии, так и несимметричные (коаксиальные кабели), а также полосковые линии.

Варианты конструктивной и схемной реализации различных вариантов трансформаторов на отрезках линий и их расчета приведены в [10].

3.5. Согласующие цепи на отрезках длинных линий

Следует отметить, что отрезки длинных линий, имеющих длину $l \ll \lambda$, можно рассматривать либо как сосредоточенные емкости (если отрезок на конце разомкнут), либо как сосредоточенные индуктивности (если отрезок на конце закорочен), поскольку изменения напряжения или тока вдоль таких отрезков мало. При построении СЦ в качестве отрезков линий используются коаксиальные кабели и полосковые линии различной конструкции. При этом в диапазоне ОВЧ и нижней части УВЧ используются отрезки коаксиальных кабелей. Симметричные и несимметричные полосковые линии применяют, в основном, в УВЧ и СВЧ диапазонах [11].

При выполнении СЦ на отрезках линий будем, прежде всего, рассматривать отрезки несимметричных полосковых линий без потерь с диэлектриком.

Рассмотрим трансформацию сопротивлений с помощью отрезков линий на фиксированной частоте. В общем случае входной импеданс отрезка линии длиной l без потерь определяется соотношением (3.15) с учетом того, что длина волны в диэлектрике $\lambda_0 = \lambda / \sqrt{\varepsilon}$ (ε - диэлектрическая проницаемость диэлектрика).

Четвертьволновый трансформатор (инвертор сопротивления). Пусть $l = \lambda / 4$, $\beta \cdot l = \pi / 2$, тогда в (3.15)

$\operatorname{tg} \beta \cdot l = \infty$, поэтому

$$Z_{\text{вх}} = \rho_{\text{л}}^2 / Z_{\text{н}}. \quad (3.18)$$

Из (3.18) следует, что входное сопротивление четверть волнового трансформатора обратно пропорционально сопротивлению нагрузки, а фаза – противоположна фазе нагрузки. Поэтому такой трансформатор является инвертором сопротивления. При $Z_{\text{н}} = R_{\text{н}}$ и $Z_{\text{вх}} = R_{\text{вх}}$, $\rho_{\text{л}} = \sqrt{R_{\text{н}} R_{\text{вх}}}$.

Широкодиапазонные линии строят в виде последовательного соединения нескольких линий с $l_0 = \lambda / 4$ на средней частоте $f_0 = \sqrt{f_{\text{н}} f_{\text{в}}}$ (рисунок 3.7).

Исходя из заданных коэффициентов трансформации сопротивлений $R_{\text{вх}}$ и $R_{\text{н}}$, диапазона рабочих частот $f_{\text{н}} \dots f_{\text{в}}$ и допустимой неравномерности АЧХ в полосе пропускания определяется число секций и их волновое W сопротивление[4].

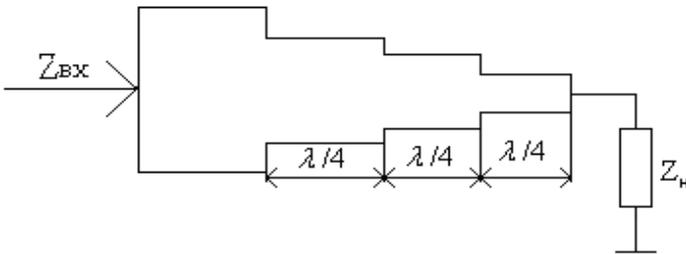


Рисунок 3.7 СЦ на отрезках полосковых линий

Широкодиапазонные СЦ можно выполнять и на одной линии с плавно изменяющимся волновым сопротивлением. Однако при одинаковых исходных данных геометрическая длина таких переходов оказывается больше, чем в ступенчатых (рисунок 3.7).

Четвертьволновые шлейфы. В частом случае при $Z_{\text{н}} = 0$ (короткое замыкание), как следует из (3.15), $Z_{\text{вх}} = \infty$.

Такой отрезок (шлейф) удобно применять в качестве дросселя в цепи питания. При $Z_H = \infty$ (режим холостого хода), $Z_{вх} = 0$. Такой отрезок целесообразно применять в качестве короткозамыкателя.

Трансформация комплексной нагрузки в волновое сопротивление. Часто возникает задача трансформировать с помощью отрезка линии комплексное сопротивление нагрузки Z_H (например, выходного сопротивления каскада УМ) в волновое сопротивление фидера ρ_ϕ . Используя (3.15) при $Z_H = R_H + jX_H$, $Z_{вх} = \rho_\phi$, получаем сопротивление отрезка линии

$$\rho_L = \sqrt{[R_H(\rho_\phi - R_H) - X_H^2] / (1 - R_H / \rho_\phi)}, \quad (3.19)$$

а также его электрическую длину

$$\beta \cdot l_1 = \arctg[\rho_L (\rho_\phi - R_H) / (\rho_\phi X_H)]. \quad (3.20)$$

Необходимо учитывать при $R_H > \rho_\phi$ выражение (3.19) справедливо при любых X_H . При $R_H < \rho_\phi$ необходимо обеспечить условие

$$|X_H|_{\max} = \sqrt{R_H(\rho_\phi - R_H)}. \quad (3.21)$$

При невыполнении условия (3.21) задачу трансформации сопротивления необходимо решать с использованием двух отрезков линий.

Трансформация волнового сопротивления тракта в комплексное сопротивление. При преобразовании волнового сопротивления тракта линии ρ_ϕ в комплексное сопротивле-

ние нагрузки, (например входное сопротивление транзистора $Z_{BX} = R_{BX} + jX_{BX}$ или в сопротивлении антенны). В этом случае в (3.19), заменив R_H на R_{BX} , X_H на X_{BX} , получим

$$\rho_{JI} = \sqrt{[R_{BX}(\rho_\phi - R_{BX}) - X_{BX}^2] / (1 - R_{BX} / \rho_\phi)}, \quad (3.22)$$

$$\beta \cdot l_1 = \arctg[\rho_{JI} (R_{BX} - \rho_\phi) / (\rho_\phi \cdot X_{BX})]. \quad (3.23)$$

3.6. Выходные широкодиапазонные фильтры

В РПДУ с коэффициентом перекрытия от 1,2 до 1,5...1,8 для фильтрации высших гармоник, образующихся в выходных каскадах УМ при работе АЭ с отсечкой, возникает проблема фильтрации высших гармоник с целью обеспечения требований ГОСТ к побочному излучению. В соответствии с [9] при мощности РПДУ более 25 Вт уровень побочного излучения не должен превышать 25 мкВт, а при мощности РПДУ более 25 Вт должен быть ниже максимального уровня сигнала РПДУ не менее чем на 60 дБ. Чаще всего в качестве таких фильтров применяются широкодиапазонные фильтры Чебышева (рисунки 3.8) и фильтры Кауэра (рисунок 3.9), [4,12,13].

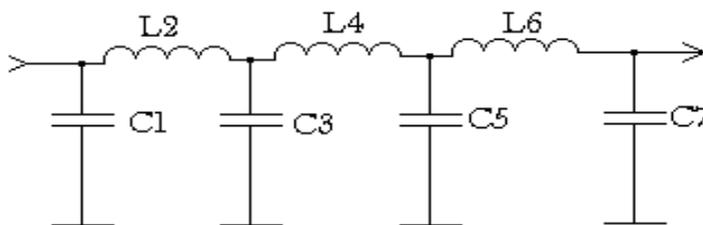


Рисунок 3.8 Схема фильтра Чебышева седьмого порядка

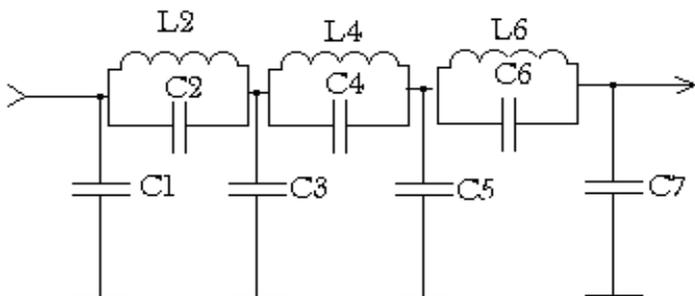


Рисунок 3.9 Схема фильтра Кауэра седьмого порядка

Характеристика затухания фильтров Чебышева имеет колебательный характер в полосе пропускания и монотонный в полосе задержания. Неравномерность затухания в полосе пропускания однозначно связана с максимальным коэффициентом отражения и коэффициентом стоячей волны.

Характеристика затухания фильтров Кауэра имеет колебательный характер, как в полосе пропускания, так и в полосе задержания.

Как следует из [12], фильтр Чебышева характеризуется более медленным нарастанием затухания в полосе задержания и поэтому менее эффективен при высоких требованиях к затуханию. Непрерывное возрастание затухания в полосе задержания приводит к увеличению группового времени задержки вблизи частоты среза.

Фильтр Кауэра обеспечивает быстрое увеличение затухания сразу за частотой среза и до первой режекторной частоты. Характеристики затухания этого фильтра имеют минимумы в полосе задержания. Поэтому можно сказать, что фильтр Кауэра имеет много преимуществ но не всегда является оптимальным.

При проектировании, как фильтров Чебышева, так и фильтров Кауэра необходимо задаться максимальным значением затухания в полосе пропускания Δa , гарантированным затуханием в полосе задержания a_s .

Ниже в таблице 3.1 для $\Delta a = 0,18$ дБ приведены нормированные значения индуктивностей

$$L_{nH} = 2\pi f_B L_n / R_H \quad \text{и} \quad C_{nH} = 2\pi f_B R_H C_n, \quad (3.24)$$

где $n = 1, 2, 3, \dots$ - номер элемента схемы; R_H - сопротивление нагрузки фильтра. При этом приняты следующие обозначения: N – порядок фильтра; K – фильтр Кауэра; Ч – фильтр Чебышева.

Таблица 3.1

N	5		6		7	
Тип фильтра	ч	к	ч	К	ч	к
a_s , дБ	35	61	45	70	60	80
$C1_H$	1.30	1.24	1.16	1	1.34	1.23
$L2_H$	1.35	1.27	1.53	1.32	1.39	1.26
$C2_H$		0.07		0.16		0.13
$C3_H$	2.13	1.94	1.94	1.51	2.24	1.71
$L4_H$	1.35	1.13	1.94	1.37	1.52	0.93
$C4_H$		0.2		0.28		0.63
$C5_H$	1.30	1.13	1.53	1.33	2.24	1.53
$L6_H$			1.16	1.15	1.39	0.97
$C6_H$						0.98
$C7_H$					1.34	0.98

3.7. Конструктивное выполнение согласующих цепей

Цепи согласования выполняются в зависимости от частоты на элементах с сосредоточенными параметрами – навесных или пленочных, либо по смешанной технологии с использованием отрезков линий и элементов с сосредоточенными параметрами.

Элемент можно считать сосредоточенным, если его длина удовлетворяет условию

$$l < \lambda / [\sqrt{\varepsilon'} (8 \dots 10)] \quad (3.25)$$

Навесные компоненты цепей согласования.

Конденсаторы, катушки индуктивности и резисторы, используются, в основном, в диапазоне частот до 500 МГц. В этом частотном диапазоне применяются как обычные проволоочные резисторы, так и трубчатые или стержневые резисторы, которые присоединяются к плате либо за выводы, либо за колпачки.

Катушки индуктивности обладают распределенной емкостью. Поэтому длина однослойной намотки для сохранения индуктивного сопротивления катушки должна удовлетворять условию $l < \lambda / 3$, где λ - длина волны в свободном пространстве на рабочей частоте.

Конденсаторы в цепях согласования могут использоваться в качестве емкостных элементов цепи, в качестве блокировочных (разделительных) конденсаторов. Требования для них различные.

На частотах ниже 0,5 ГГц используются керамические,

дисковые и трубчатые конденсаторы. На более высоких частотах в качестве контурных и блокировочных конденсаторов используются малогабаритные безвыводные постоянные керамические конденсаторы на основе тонких пленок.

Пленочные сосредоточенные элементы.

Резисторы. Пленочные резисторы на подложках выполняются путем напыления. Таким образом реализуют резисторы от 0,5 Ом до 100 кОм.

Индуктивные элементы. В качестве пленочной индуктивности могут использоваться металлические полоски, удовлетворяющие условию (3.25). Полоска может быть как прямой, так и свернутой в петлю, или в виде меандра. Индуктивности в виде полосок включают в отрезки длинных линий либо последовательно, либо параллельно.

Конденсаторы. Пленочные конденсаторы на подложке выполняют в виде площадки. Такие конденсаторы обеспечивают емкость приблизительно до 1 пФ. Для получения большей емкости используются планарные конденсаторы. Такие конденсаторы применяются совместно с полосковыми линиями.

Полосковые линии. Как следует из п. 3.5, в процессе электрического расчета определяются волновое сопротивление полоска и его электрическая длина. В диапазонах УВЧ и СВЧ применяются как симметричные полосковые линии (ПЛ), так и несимметричные ПЛ.

В случае симметричной ПЛ [4, рисунок 3.44], волновое сопротивление при $W/b \geq 0.35(1-t/b)$, где W – ширина полоска; b – расстояние между подложками (высота); t – толщина полоска, определяется выражением

$$\rho_{д} = 30\pi / [\sqrt{\varepsilon}(\alpha W / b + C_f)], \quad (3.26)$$

где $\alpha = 1(1-t/b)$; $\pi C_f = 2\alpha \ln(\alpha + 1) - (\alpha - 1) \ln(\alpha^2 - 1)$.

При $W/b \leq 0,35(1-t/b)$ и $W \geq t$

$$\rho_{П} = \frac{60 \ln(4b / \pi d) / \sqrt{\varepsilon}}{\quad}, \quad (3.27)$$

где $d = 0,5W + 0,8t - 0,12t^2/W$; ε - диэлектрическая проницаемость материала заполнения.

Приведем основные расчетные соотношения для несимметричной ПЛ, которую часто называют микрополосковой линией (МПЛ).

Волновое сопротивление МПЛ рассчитывается по формулам

$$\rho_{П} = \frac{120\pi / \sqrt{\varepsilon_{эф}}}{[W / h + 1,4 + 0,67(W / h + 1,4)]}, \quad (3.28)$$

где $W > h$, h - высота полоска, $\varepsilon_{эф} = 0,5 \cdot (\varepsilon + 1) + 0,5 \cdot \rho \cdot (\varepsilon - 1)$,

$$\rho_{П} \approx \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_{эф}}} \ln\left(\frac{8h}{W} + \frac{W}{4h}\right), \quad (3.29)$$

при $W < h$.

Характеристики основных диэлектриков, используемых при построении полосковых линий, приведены в таблице 3.2.

Таблица 3.2

N/N п/п	Наименование диэлектрика	Марка ди- электрика	ε
1	Фторопласт фольгированный	ФФ - 4	2
2	Фторопласт	ФАФ - 4	2,6

3	армированный фольгированный Стеклотекстолит фольгированный	СФ -1, СФ -2	6
4	Гетинакс фольгированный	ГФ -1,ГФ -2	7
5	Поликор	-	9,6
6	Сапфир	—	9,6...11,7
7	Керамика	ТЛ - 15	15
8	Керамика	ТЛ - 2	25

3.8. Примеры расчета согласующих цепей

Пример 1. Рассчитать трансформаторную Γ – цепочку (рисунок 3.1), у которой $R_1 = 50$ Ом (внутреннее сопротивление внешнего генератора), а $R_2 = 5$ Ом на частоте $f_0 = 10$ МГц.

1. С использованием (3.7) определяем нагруженную добротность

$$Q_H = \sqrt{50/5 - 1} = 3.$$

2. По (3.5) и (3.6) определяем

$$C_1 = 3/(2\pi \times 10^7 \times 50) = 955,4 \text{ пФ},$$

$$L_1 = 3 \times 5 / (2\pi \times 10^7) = 0,24 \text{ мкГн}.$$

3. Коэффициент фильтрации по второй гармонике (3.8) составляет

$$\Phi_2 = [(2^2-1)/2]3 = 13.1 \text{ дБ}.$$

4. КПД при условии, что $Q_0 = 30$ (конструктивная добротность катушки индуктивности) составляет $\eta = 1 - 3/30 = 0,9$.

Пример 2. Рассчитать межкаскадную цепь в виде мало-мощного ВЧ трансформатора с несимметричным входом и выходом, работающим в диапазоне частот от $f_H = 3$ МГц до $f_B = 30$ МГц, трансформирующим сопротивление нагрузки $R_H = 1,25$ кОм в сопротивление $R_{ВХ} = 50$ Ом; частотные искажения $M_H = \sqrt{2}$.

1. Поскольку сопротивления R_H и $R_{ВХ}$ достаточно большие, выбираем трансформатор с электромагнитной связью (рисунки 3.3).

2. Определяем коэффициент перекрытия по частоте $K_f = f_B/f_H = 30/3 = 10$, т.е. трансформатор физически реализуем, поскольку K_f меньше максимально возможного.

3. Определяем коэффициенты трансформации сопротивления $n_z = R_{ВХ}/R_H$ и напряжения $n = 1/\sqrt{n_z}$;

$$n_z = (50/1250) = 0.04;$$

$$n = (1/\sqrt{0.04}) = 5.$$

4. Определяем индуктивности обмоток с использованием (3.12) при $R'_H = R_{вх}$, имеем

$$L_1 = 5 R_{ВХ} / (2 \pi f_H) = 5 \times 50 / (2 \pi \times 3 \times 10^6) = 13,3 \text{ мкГн.}$$

$$L_2 = n^2 L_1 = 5^2 \cdot 13,3 = 332 \text{ мкГн.}$$

Поскольку индуктивность L_2 достаточно большая, то для выполнения обмоток в один слой выбираем достаточно габаритный тороидальный сердечник К $15 \times 10 \times 5$ с $\mu = 1000$.

5. Определяем число витков по формуле

$$W = \sqrt{\frac{10^3 (D + d)L}{0.4h(D - d)\mu}}, \quad (3.30)$$

где D , d – внешний и внутренний диаметр кольца соответственно, мм; h – высота сердечника, мм; L – индуктивность обмотки, мкГн.

$$W_1 = \sqrt{\frac{10^3 (15 + 10) \times 13,3}{0,4 \times 5 (15 - 10) \times 1000}} = 5,8.$$

Принимаем $W_1=6$. $W_2 = n \cdot W_1 = 5 \cdot 6=30$.

Пример 3. Расчет трансформатора комплексного сопротивления Z_H в сопротивление фидера ρ_ϕ на полосковой линии.

Дано: $R_H = 10 + j10$ Ом $\rho_\phi = 25$ Ом.

1. Проверяем выполнимость условия (3.21) |
 $X_H|_{\max} = \sqrt{10 \cdot (25 - 10)} = 12,2$ Ом. Т.е. указанное условие выполняется.

$$2. \rho_{\phi 1} = \sqrt{[10(25 - 10) - 10^2] / (1 - 10 / 25)} = 15,8 \text{ Ом,}$$

$$3. \beta \cdot l_1 = \arctg[15,8(25-10)/15,8 \cdot 10] = 0,98.$$

Пример 4. Рассчитать трансформатор на полосковой линии волнового сопротивления фидера $\rho_\phi = 25$ Ом в сопротивление нагрузки $Z_H = 10 + j10$ Ом.

$$1. \rho_{\phi 1} = \sqrt{[10(25 - 10) - 10^2] / (1 - 10 / 25)} = 15,8 \text{ Ом,}$$

$$2. \beta \cdot l_1 = \arctg[15,8(10 - 25)/25 \cdot 10] = - 0,76.$$

3. С учетом отрицательного знака $\beta \cdot l_1$ необходимо выбрать $\beta \cdot l_1'' = \pi - 0,76 = 2,38$.

Пример 5. Рассчитать фильтр Чебышева седьмого порядка при $R_H = 50$ Ом и $f_B = 40$ МГц с допустимым значением коэффициента бегущей волны, равным 0,8.

1. По таблице 3.1 определяем: $C_{1H} = 1,34$; $L_{2H} = 1,39$; $C_{3H} = 2,24$; $L_{4H} = 1,52$; $C_{5H} = 2,24$; $L_{6H} = 1,39$; $C_{7H} = 1,34$.

2. С использованием (3.24) определяем физические (денормированные) значения элементов $C_n = C_{nH} / (2\pi f_B \cdot R_{II})$; $L_n = L_{nH} \cdot R_{II} / (2\pi f_B)$.

3. В результате получаем: $C_1 = 106,6$ пФ; $L_2 = 0,28$ мкГн; $C_3 = 178,3$ пФ; $L_4 = 0,30$ мкГн; $C_5 = 178,3$ пФ; $L_6 = 0,28$ мкГн; $C_7 = 106,6$ пФ.

3.9. Контрольные вопросы

1. Нарисуйте возможные варианты согласующих цепей, выполненных на Γ – цепи, состоящей из одной индуктивности и одной емкости.

2. Какие преимущества согласующей цепи Γ – типа, в которой в продольной ветви включена индуктивность?

3. Назовите недостатки простейшей согласующей Γ – цепи и чем они обусловлены.

4. Нарисуйте варианты Π – контуров, которые реализуются при использовании двух Γ – звеньев. В чем состоят преимущества одного из этих вариантов перед другим?

5. Поясните принцип работы ВЧ трансформатора с магнитной связью.

6. В каких случаях ВЧ трансформатор можно использовать как широкодиапазонную согласующую цепь. Каковы недостатки такого согласующего устройства?

7. Поясните принцип работы трансформатора сопротивления на длинной линии. Как выбрать длину такой линии?

8. Как конструктивно реализовать трансформатор на

длинной линии?

9. Каковы достоинства трансформатора сопротивления на длинной линии?

10. Почему для выполнения трансформаторов сопротивления на длинной линии используются отрезки коаксиального кабеля? Как конструктивно реализуется такое устройство?

11. В каких случаях для трансформации сопротивления используются полосковые линии?

12. Приведите один из вариантов практической реализации цепи согласования сопротивлений на несимметричных полосковых линиях.

13. Почему широкодиапазонный ВЧ трансформатор выполняется на тороидальном ферритовом сердечнике?

14. Как реализовать широкодиапазонный трансформатор на отрезках полосковых линий?

15. Как реализовать повышающий трансформатор сопротивления на отрезках длинной линии?

4. СЛОЖЕНИЕ МОЩНОСТЕЙ АКТИВНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

4.1 Основные понятия и положения

Сложением мощностей называется схемная или другая реализация, в результате которой мощность в нагрузке каскада УМ, реализованного на двух и более активных элементах и работающих на эту общую нагрузку, превышает номинальную РЧ мощность одиночного АЭ, практически пропорционально номинальным мощностям используемых АЭ.

Необходимость сложения мощностей возникает, прежде

всего, в двух случаях: если нет одного АЭ, генерирующего заданную РЧ мощность; либо по каким-то причинам целесообразно использовать несколько АЭ с меньшей номинальной генерируемой мощностью. Наиболее часто такая задача возникает при использовании в качестве АЭ как биполярных, так и полевых транзисторов, поскольку номинальные мощности этих АЭ невелики.

С ростом частоты актуальность этой задачи повышается, поскольку с увеличением частоты генерируемые мощности транзисторов уменьшаются.

Техника сложения мощностей АЭ достаточно разработана. В настоящее время в диапазоне ВЧ реализуются усилительные модули, у которых мощность в нагрузке составляет десятки киловатт при использовании в качестве АЭ транзисторов.

На практике используются следующие основные методы сложения мощностей: параллельное включение АЭ; двухтактное включение АЭ; мостовые схемы включения АЭ; пространственное сложение РЧ мощности.

4.2. Параллельное включение активных элементов

Эквивалентная схема УМ с параллельным включением двух АЭ, работающих на общую нагрузку Z_n , приведена на рисунке 4.1.

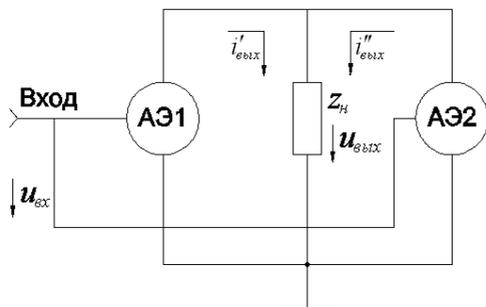


Рисунок 4.1 Схема УМ с параллельным включением АЭ

Рассмотрим принцип работы устройства. При подаче сигнала $U_{вх}$, например, синусоидальной формы только на вход АЭ1 (АЭ2 в это время отключен) через него начинает протекать ток $i'_{вых}$, который на сопротивлении Z_n выходной СЦ, настроенной на частоту входного сигнала ω , создает амплитуду напряжения

$$U'_{вых} = I'_{вых} \cdot Z_n, \quad (4.1)$$

где $I'_{вых}$ - амплитуда тока первой гармоники, протекающего через АЭ1; Z_n – сопротивление выходной СЦ для тока первой гармоники.

При подаче $u_{вх}$ и на вход АЭ2 через него начинает протекать выходной ток $i''_{вых}$. В результате через Z_n протекает ток $i_{вых} = i'_{вых} + i''_{вых}$. Гармоники этого тока представляют сумму соответствующих гармоник каждого из токов $i'_{вых}$ и $i''_{вых}$, т.е. $I_{ВЫХ0} = I'_{ВЫХ0} + I''_{ВЫХ0}$; $I_{ВЫХ1} = I'_{ВЫХ1} + I''_{ВЫХ1}$ и т.д.

В этом случае амплитуда напряжения $\dot{U}_{\text{БЫХ}}$, создаваемого током $\dot{i}_{\text{БЫХ}}$, равна

$$\dot{U}_{\text{БЫХ}} = Z_{\text{H}}(\dot{i}'_{\text{БЫХ1}} + \dot{i}''_{\text{БЫХ1}}). \quad (4.2)$$

В результате для каждого из АЭ1 и АЭ2 сопротивление нагрузки будет, соответственно, равно

$$Z'_{\text{H}} = \frac{\dot{U}_{\text{БЫХ}}}{\dot{i}'_{\text{БЫХ}}} = Z_{\text{H}}\left(1 + \frac{\dot{i}''_{\text{БЫХ1}}}{\dot{i}'_{\text{БЫХ1}}}\right), \quad (4.3)$$

$$Z''_{\text{H}} = \frac{\dot{U}_{\text{БЫХ}}}{\dot{i}''_{\text{БЫХ}}} = Z_{\text{H}}\left(1 + \frac{\dot{i}'_{\text{БЫХ1}}}{\dot{i}''_{\text{БЫХ1}}}\right). \quad (4.4)$$

Таким образом, при параллельном включении активных элементов, как следует из (4.3) и (4.4), имеет место взаимное влияние одного АЭ на другой АЭ. Это проявляется в том, что сопротивления нагрузки Z'_{H} и Z''_{H} для АЭ1 и АЭ2 отличаются от Z_{H} и зависят от соотношения токов, передаваемых каждым из АЭ в нагрузку. При этом суммируются как активные генерируемые мощности $P_1 = P'_1 + P''_1$, так и потребляемые от источника питания мощности АЭ, т.е. $P_0 = P'_0 + P''_0$.

Наибольшая эффективность совместной работы АЭ достигается при идентичности их параметров, когда

$$\dot{i}'_{\text{БЫХ1}} = \dot{i}''_{\text{БЫХ1}} \text{ и при работе на}$$

активную нагрузку $Z_H=R_H$. При этом $Z'_H=Z''_H=2R_H$, т.е. нагрузка для каждого АЭ удваивается.

В реальных устройствах необходимо учитывать неидентичность АЭ, обусловленную технологическим разбросом их параметров, что приводит к различию их токов и генерируемых мощностей. В результате этого условия работы АЭ за счет взаимного влияния ухудшаются, что особенно сильно проявляется в транзисторных схемах. Поэтому простейший вариант схемы параллельного включения АЭ (рисунок 4.1) в транзисторном исполнении практически не применяется, поскольку транзисторы имеют большой разброс параметров. Для улучшения работы схемы используется симметрирование.

Простейший способ симметрирования – включение индивидуальных цепочек автосмещения в цепи истоковых электродов АЭ. Используются также схемы с симметрирующим трансформатором с сильной магнитной связью и малой индуктивностью, включенным в цепь истоковых электродов каждого АЭ [1]. Кроме этого при параллельном включении АЭ во входной цепи образуется взаимное влияние через общее внутреннее сопротивление источника возбуждения, подключаемого ко входу устройства.

4.3. Двухтактное включение активных элементов

Принципиальная схема двухтактного включения АЭ с использованием в качестве АЭ биполярных транзисторов приведена на рисунке 4.2,

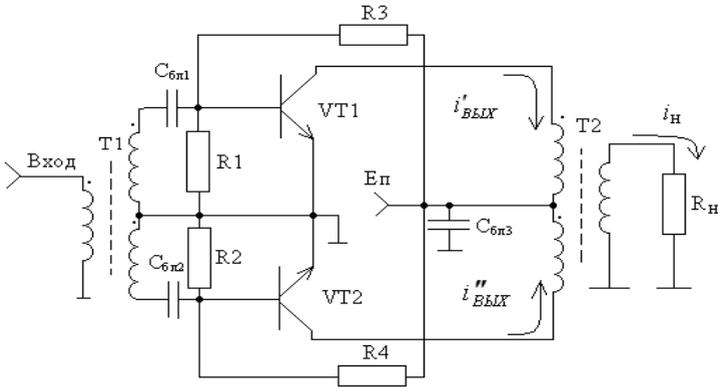


Рисунок 4.2 Принципиальная схема двухтактного УМ на БТ

В этой схеме трансформатор Т1 служит для создания и подачи на базы транзисторов VT1 и VT2 противофазных напряжений. При этом разделение входного сигнала на два противофазных с начальными фазовыми сдвигами 0 и 180° осуществляется вторичной обмоткой трансформатора Т1, состоящей из двух полуобмоток, включенных последовательно. С помощью резистивных делителей R1, R3 и R2, R4 на базы VT1 и VT2 подаются отпирающие напряжения смещения для обеспечения режима работы АЭ с отсечкой тока. В результате на вход VT1 подаётся напряжение

$$u'_{ВХ} = E'_c + U'_{ВХ} \cos \omega t, \quad (4.5)$$

где E'_c - напряжение смещения на базе VT1; $U'_{ВХ}$ - амплитуда напряжения воздействующего на вход VT1, а на входе транзистора VT2 создается напряжение

$$u''_{ВХ} = E''_c + U''_{ВХ} \cos(\omega t + 180^\circ),$$

(4.6)

где E''_c – напряжение смещения на базе VT2; $U''_{вх}$ – амплитуда напряжения, воздействующего на вход VT2.

При воздействии напряжения (4.5) на вход VT1 по его выходной цепи протекает ток, спектр которого в общем случае определяется выражением

$$i'_{вых} = I'_{ВЫХ0} + I'_{ВЫХ1} \cos \omega t + I'_{ВЫХ2} \cos 2 \omega t + I'_{ВЫХ3} \cos 3 \omega t + \dots, \quad (4.7)$$

где $I'_{ВЫХ0}$ – постоянная составляющая выходного тока VT1; $I'_{ВЫХ1}$, $I'_{ВЫХ2}$, $I'_{ВЫХ3}$ – амплитуды токов первой, второй, третьей гармоник соответственно.

При воздействии напряжения (4.6) на вход VT2 по выходной цепи этого транзистора протекает ток

$$i''_{вых} = I''_{ВЫХ0} + I''_{ВЫХ1} \cos(\omega t + 180^\circ) + I''_{ВЫХ2} \cos 2(\omega t + 180^\circ) + I''_{ВЫХ3} \cos 3(\omega t + 180^\circ) + \dots, \quad (4.8)$$

где $I''_{ВЫХ0}$ – постоянная составляющая выходного тока VT2; $I''_{ВЫХ1}$, $I''_{ВЫХ2}$, $I''_{ВЫХ3}$ – амплитуды токов первой, второй, третьей гармоник соответственно.

Как следует из (4.8) и (4.7), спектр амплитуд тока $i''_{вых}$ совпадает со спектром амплитуд тока $i'_{вых}$, а спектр фаз тока $i''_{вых}$ (4.8) имеет значение $n \cdot 180^\circ$, где $n = 1, 2, 3, 4, 5, \dots$ – номер гармоник. При $n = 2, 4, \dots$ и т.д. (четные гармоники) начальные фа-

зы равны 360^0 , 720^0 и т.д. или кратны периоду колебаний. Поэтому эти гармоники тока $i''_{\text{вблх}}$ синфазны с гармониками $I'_{\text{вблх}2}$, $I'_{\text{вблх}4}$ тока $i'_{\text{вблх}}$.

Нечетные гармоники ($n = 1, 3$ и т.д.) $i''_{\text{вблх}}$ имеют фазовый сдвиг 180^0 , 540^0 и т.д. Поэтому они противофазны гармоникам $I'_{\text{вблх}1}$, $I'_{\text{вблх}3}$ тока $i'_{\text{вблх}}$.

Через вторичную обмотку трансформатора Т2 протекает выходной ток $i_{\text{н}} = i'_{\text{вблх}} - i''_{\text{вблх}}$. При коэффициенте трансформации $n=1$, с учетом изложенного выше, спектр этого тока определяется соотношением

$$i_{\text{н}} = (I'_{\text{вблх}1} + I''_{\text{вблх}1}) \cos \omega t + (I'_{\text{вблх}2} - I''_{\text{вблх}2}) \times \\ \times \cos 2 \omega t + (I'_{\text{вблх}3} + I''_{\text{вблх}3}) \cos 3 \omega t + \dots \quad (4.9)$$

Как следует из (4.9), нечетные гармоники тока в нагрузке $i_{\text{н}}$ суммируются, а четные вычитаются. В идеальном случае, при $U'_{\text{вх}} = U''_{\text{вх}} = U_{\text{вх}}$ и при работе транзисторов VT1 и VT2 с углом отсечки $\Theta = 90^0$, при котором $E'_c = E''_c = E'_c$, E'_c - напряжение отсечки транзисторов, в спектре токов $i'_{\text{вблх}}$ и $i''_{\text{вблх}}$, как известно [1, 2, 7], нечетные гармоники с $n = 3, 5$ и т.д. не образуются. Поэтому спектр выходного тока $i_{\text{н}}$ при $\Theta = 90^0$ в идеальном случае содержит только одну гармонику

$$i_{\text{н}} = 2 I_{\text{вблх}1} \cos \omega t \quad (4.10)$$

Таким образом, в двухтактной системе происходит подавление четных гармоник, а нечетные гармоники при $\Theta = 90^\circ$ в спектре токов не возникают. Не создаются побочные гармоники и при $\Theta = 180^\circ$. Однако при $\Theta = 90^\circ$ высок КПД транзисторов, поэтому этот режим широко применяется на практике, обеспечивая существенное подавление более высоких гармоник без фильтров.

Двухтактная схема, содержащая два идентичных АЭ, аналогична схеме параллельного включения АЭ по следующим характеристикам: удваивает мощность в нагрузке, потребляет удвоенную мощность от источника питания и требует удвоенной мощности от источника возбуждения по сравнению со схемой на одном АЭ.

На практике используются различные варианты двухтактных схем. Особенно в области ВЧ, когда усложняется задача компенсации побочных гармоник. Для снижения уровня побочных гармоник часто используется отрицательная обратная связь. В усилителях с ОИЭ имеется 100 % обратная связь по току, а в схеме с ОВЭ – по напряжению. В современных УМ для обеспечения идентичности плеч используются балансные транзисторы, комплементарные пары и др.

4.4. Мостовые устройства сложения мощности

Мостовым устройством сложения мощности называется многополюсник, с помощью которого обеспечивается совместная взаимонезависимая работа нескольких активных элементов на одну общую нагрузку. При мостовом включении АЭ устраняются недостатки, имеющие место при параллельном и двухтактном включении АЭ. Структурная схема мостового усилителя с использованием двух АЭ приведена на ри-

сунке 4.3,

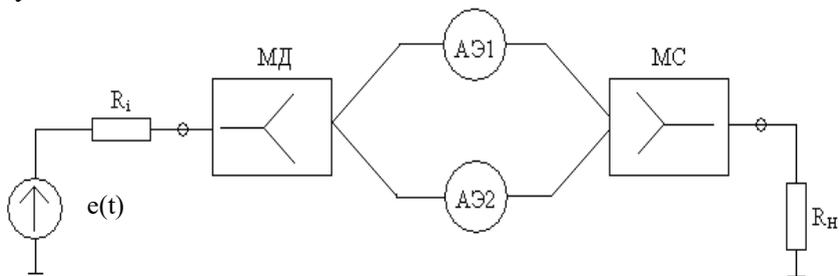


Рисунок 4.3 Структурная схема мостового усилителя

где $e(t)$ – источник внешнего возбуждения;

R_i – внутреннее сопротивление источника возбуждения;

МД – мост-делитель; МС – мост-сумматор.

В этой схеме с помощью МД происходит разделение входного сигнала на два синфазных сигнала с одинаковыми амплитудами (уровнями) и передача их на входы АЭ. С помощью МС происходит сложение мощностей, генерируемых каждым из АЭ, в общей нагрузке R_n . При идентичности параметров АЭ каждый из них генерирует одинаковые РЧ мощности и поэтому сложение мощностей происходит практически без потерь, поскольку как МД, так и МС выполняются на реактивных элементах. В этом случае свойство мостов – взаимная развязка АЭ никак не проявляется.

При отличии режима работы одного из АЭ от номинального, развязка проявляется в том, что МД поддерживает постоянным напряжение возбуждения каждого из АЭ, а МС сопротивление нагрузки каждого АЭ при любых изменениях режима работы либо АЭ1, либо АЭ2.

При мостовом включении АЭ необходимо использовать 2^N активных элементов ($N = 1, 2, 3, 4$ и т.д.). В результате мож-

но значительно, на порядок и более, увеличить мощность в нагрузке по сравнению с номинальной мощностью единичного АЭ.

В реальных схемах мосты не обеспечивают идеальной развязки между входами и выходами, в результате взаимное влияние АЭ частично сохраняется, что может привести к пробое одного из АЭ. В реальных схемах возникают также потери РЧ мощности из-за разброса параметров транзисторов, частотной зависимости параметров мостов, разбаланса суммируемых сигналов по амплитуде и фазе.

В результате уменьшаются как КПД устройства, так и мощности в нагрузке (ее увеличение будет меньше, чем это возможно). Это является недостатком мостового метода сложения мощностей.

Кроме этого, в течение времени происходит изменение входных и выходных сопротивлений АЭ и, как следствие, изменение входного и выходного сопротивлений УМ. Это заметно проявляется в УМ с использованием синфазных мостов – делителей и мостов-сумматоров.

Для устранения этого недостатка используются квадратурные мосты. Для реализации такого, например, моста-делителя, необходимо в одну из его выходных цепей включить фазовращатель с фазовым сдвигом $\Phi = 90^0$. Реализация таких фазовращателей принципиальных трудностей не имеет.

Один из вариантов схемы широкодиапазонного моста, построенного на трансформаторе с магнитной связью с коэффициентом трансформации 1:1 и суммированием по току, приведена на рисунке 4.4.

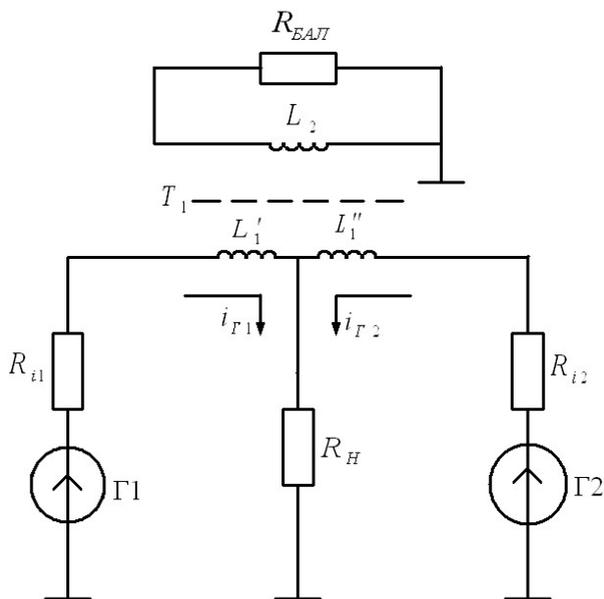


Рисунок 4.4 Схема моста-сумматора на трансформаторе

В этой схеме мощности генераторов $\Gamma 1$ и $\Gamma 2$ суммируются на сопротивлении нагрузки R_H . Взаимная развязка генераторов достигается балластным резистором $R_{БАЛ}$. При $R_{i1} = R_{i2} = R_H/2$ и $R_{БАЛ} = R_H/2$ режим работы одного из генераторов не зависит от состояния другого, т.е. происходит взаимная развязка.

Синфазный мост-сумматор (рисунок 4.4) обладает обратимостью: если вместо R_H включен генератор, а вместо генераторов $\Gamma 1$ и $\Gamma 2$ поставить нагрузки, то устройство будет выполнять функции моста-делителя.

4.5. Сложение мощностей в пространстве

Сущность метода состоит в том, что мощности несколь-

ких отдельных автономных усилителей мощности, работающих на одной несущей частоте, каждый на свою антенную систему от одного возбудителя, в пространстве суммируются так, что в месте приема результирующая напряженность электромагнитного поля пропорциональна суммарной мощности отдельных УМ.

Структурная схема такого РПдУ приведена на рисунке 4.5,

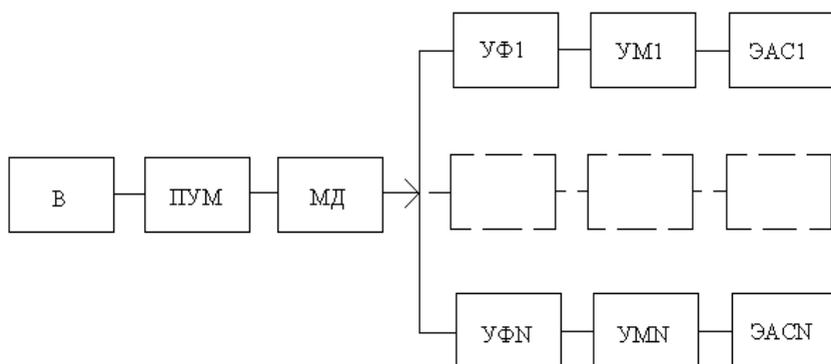


Рисунок 4.5 Структурная схема РПдУ со сложением мощности в пространстве

где В – возбудитель; ПУМ – предварительный усилитель мощности; МД – мост-делитель; УФ1... УФN – управляемые фазовозвращатели; УМ1... УМN – усилители мощности; ЭАС1... ЭАСN – элементы антенной системы.

Для реализации этого метода каждый из отдельных излучателей на плоскости должен располагаться строго в определенной точке и на определенном расстоянии друг от друга. Для регулирования общей (суммарной) диаграммной направленности в цепи каждого из элементарных излучателей введе-

ны управляемые фазовращатели. В качестве элементарных излучателей можно использовать также отдельные автономные мощные автогенераторы. Более детально метод пространственного сложения мощностей изложен в [1] и имеет название фазированных антенных решеток (ФАР).

Этот метод сложения мощностей получил широкое распространение в диапазоне сантиметровых волн, где геометрическая длина отдельных элементарных полуволновых вибраторов и расстояния между ними получаются небольшими, а РЧ мощности отдельных УМ и мощных автогенераторов составляют до нескольких десятков ватт и имеют малые габариты. В этом случае на небольшой площади и в малом объёме можно установить до тысячи отдельных излучателей. В результате РЧ мощность, излучаемая в определённом направлении, повышается на два-три порядка при высокой надёжности работы.

Сложение мощностей с использованием ФАР применяется и в диапазоне ВЧ. Однако при этом возникают трудности в технической реализации антенной системы, что ведёт к уменьшению числа элементарных излучателей.

4.6. Контрольные вопросы

1. Сформулируйте сущность понятия сложение мощностей.

2. Почему на высоких частотах и при использовании в качестве АЭ транзисторов задача сложения мощностей является

актуальной? В каких РПДУ актуальность этой проблемы высокая?

3. Поясните сущность одного из наиболее распространенных методов сложения РЧ мощности?

4. Назовите недостатки параллельного включения АЭ? В чем они проявляются в процессе работы схемы?

5. Какие достоинства параллельного включения АЭ?

6. При каких условиях и в чем проявляются недостатки двухтактного включения АЭ?

7. Какие достоинства двухтактного включения АЭ перед параллельным включением АЭ?

8. Какие требования предъявляются к АЭ при двухтактном включении?

9. При каком (каких) углах отсечки проявляются в полной мере преимущества двухтактного включения АЭ?

10. Какая из схем двухтактного включения АЭ (схема с ОИЭ или с ОУЭ) имеет преимущества? Чем обусловлены эти преимущества и как они проявляются в конкретных технических характеристиках УМ?

11. Какой из АЭ: биполярный или полевой транзистор имеет преимущества при их параллельном включении? В чем это проявляется при практической реализации устройства?

12. Нарисуйте двухтактную схему с общим истоковым электродом при использовании в качестве АЭ мощного ПТ типа МДП. Поясните принцип работы полученной схемы.

13. Почему при двухтактном включении АЭ в качестве входной и выходной СЦ применяются трансформаторы?

14. Почему с ростом частоты условия работы двухтактной схемы ухудшаются? Какие меры улучшения работы этой схемы на более высоких частотах применяются?

15. Какие преимущества двухтактного включения АЭ перед схемой с одиночным АЭ? Какие недостатки устраняются при мостовом включении АЭ по сравнению с их двухтактным включением?

16. Поясните назначение мостов-делителей и мостов-сум-

маторов в схеме с мостовым включением АЭ?

17. Какой предельный КПД двухтактной схемы при работе АЭ с углом отсечки $\theta=90^\circ$?

18. Какие функции выполняют мосты – делители и мосты сумматоры при полной симметрии схемы?

19. Какие недостатки мостового включения АЭ по сравнению с их двухтактным включением?

20. Поясните принцип работы схемы МД, приведенной на рисунке 4.4.

21. Поясните назначение $R_{\text{бал}}$ в схеме на рисунке 4.4.

22. Можно ли схему МС (рисунок 4.4.) использовать в качестве моста – делителя и если это возможно, как изменится названная схема?

23. Как реализовать схемы мостов в диапазонах ОВЧ и УВЧ?

24. Почему при мостовом включении АЭ используются наряду с синфазными мостами и квадратурные мосты?

25. Как реализовать квадратурный мост - сумматор и мост делитель? Приведите варианты схем.

26. Какие преимущества схем сложения мощности с использованием квадратурных мостов?

27. Поясните сущность сложения мощностей в пространстве.

5. ОСОБЕННОСТИ ПОСТРОЕНИЯ И РАСЧЁТА СХЕМ УМ РАЗЛИЧНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

5.1. Особенности построения принципиальных схем УМ

Построение схемы УМ включает несколько этапов: выбор структуры схемы усилителя; выбор типа АЭ и режима его ра-

боты; выбор схем входной и выходной согласующих цепей, цепей питания и смещения АЭ.

Типовые принципиальные схемы УМ строятся с использованием обобщенной структурной схемы приведенной на рисунке 1.1. При этом принципиальная схема может выполняться как по схеме с ОИЭ, так и по схеме с ОУЭ. Схема с ОБЭ в УМ применяется довольно редко, но возможность применения и этого варианта необходимо оценить. Возможно и использование сложения мощностей: параллельно и двухтактно включенных АЭ, мостовых схем (см. гл. 4). Выбор типа схемы определяется требованием технических и технологических характеристик заданных на разработку устройства.

Далее, при выбранной структуре схемы, необходимо, определится с конкретным типом АЭ (БТ или ПТ) по справочным параметрам АЭ. Справочные данные для генераторных транзисторов приведены в [4, 6, 7]. При разработке схемы линейного УМ преимущество имеют ПТ. Однако, как следует из анализа параметров отечественных транзисторов [4], ПТ уступают пока БТ в диапазонах частот, включая УВЧ по КПД. Кроме этого применение ПТ оправдано в широкодиапазонных УМ, поскольку у них нет вторичного пробоя и поэтому они могут работать как в области низких, так и высоких частот. В диапазоне СВЧ и более высоких частотах их энергетические характеристики выше, чем у БТ.

При выборе БТ необходимо учитывать, что эти транзисторы следует использовать по мощности не менее чем 40... 50 % от оптимальной величины P' – экспериментально измеренной генерируемой мощности транзистора на частоте f' . Максимальная рабочая частота f_B усилителя должна приблизительно равняться f' . При превышении f_B величины f' резко

падает коэффициент усиления транзистора по мощности K_p . В справочных данных [4] на частоте f' приводится и экспериментальное значение K'_p . Необходимо выбирать транзистор, у которого $K'_p > 3$. Следует иметь в виду, что для мощных БТ есть ограничения по частоте и снизу из-за явления вторичного пробоя. Например, для транзисторов типа КТ 920 в справочных данных указан рабочий диапазон 50...200 МГц при $f' = 175$ МГц.

Режимы работы АЭ определяются углом отсечки θ и коэффициентом $\xi = U_{\text{вых}} / E_n$, где $U_{\text{вых}}$ – амплитуда напряжения на выходном электроде АЭ, характеризующим степень использования напряжения источника питания или напряженность режима работы АЭ. При этом возможны следующие режимы работы по напряженности: недонапряженный, критический, перенапряженный и ключевой.

Углом отсечки θ , при котором должен работать АЭ, определяется из нескольких условий. Практически, с учетом влияния сопротивления насыщение транзистора, максимум КПД для большинства генераторных транзисторов соответствует $\theta = 60 \dots 80^\circ$. Для получения максимума мощности первой гармоники при выбранном использовании транзистора по току θ должен составлять около 120° . Поэтому в выходных каскадах УМ выбирают θ в пределах $70 \dots 110^\circ$.

Для обеспечения малых нелинейных искажений в усилителях с изменяющейся амплитудой угол отсечки следует выбирать равным либо 90° , либо $90^\circ < \theta < 180^\circ$. В первом случае целесообразно использовать двухтактное включение АЭ. Во втором случае также реализуется режим работы с малыми нелинейными искажениями, поскольку уровень побочных гармоник не высок. Кроме этого для получения малых не-

линейных искажений предпочтительней использовать транзисторы с нормированными нелинейными искажениями, а режим работы АЭ по напряжённости должен быть недонапряжённым. Возможно также использование и обратной связи.

При усилении радиосигнала с постоянной амплитудой (угловая модуляция, дискретные виды модуляции) необходимо использовать критический или перенапряженный (ключевой) режимы работы АЭ. В этом случае достигается высокий КПД. Однако при этом возникают значительные нелинейные искажения.

При усилении радиосигналов с переменной амплитудой: амплитудная модуляция (АМ), сигналов изображения телевизионных РПУ, а также телефонии с однополосной модуляцией (ОМ), за исключением метода раздельного усиления, необходимо выбирать недонапряженный режим работы.

Далее необходимо выбрать схемы входной и выходной СЦ. В начале целесообразно остановиться на простейших (см. гл. 3). При этом задача выбора выходной СЦ достаточно просто решается в узкодиапазонных УМ. Это типовые схемы П и Т-контуров. В качестве входной СЦ также целесообразно выбрать простейшие цепи (Г-звенья). Более полный перечень возможных вариантов СЦ приведен в [4].

В широкодиапазонных УМ при выборе входной СЦ целесообразно использовать широкодиапазонные трансформаторы либо с магнитной связью, либо трансформаторы на отрезках линий (см. гл. 3). Конкретный тип трансформатора определяется в первую очередь диапазоном рабочих частот и величиной трансформируемых сопротивлений. При возникновении трудностей целесообразно ознакомиться с принципиальной схемой современного УМ и ее описанием (см. гл. 9) или

воспользоваться [10], где приведены и достаточно простые схемы УМ.

Варианты схем последовательного и параллельного питания выходного электрода АЭ приведены на рисунке 1.3. При выборе конкретной схемы необходимо иметь в виду, что схема с последовательным питанием работает более устойчиво. Однако, для её реализации необходимо выбрать СЦ, пропускающая постоянную составляющую выходного тока. Схема последовательного питания чаще всего используется в мало-мощных каскадах. В мощных транзисторных каскадах УМ в основном используется параллельная схема питания.

При работе в широком диапазоне температур и действии других дестабилизирующих факторов применяют схемы стабилизации режимов АЭ. Наиболее эффективной из них является схема активной коллекторной стабилизации, [5].

Выбор схемы смещения для реализации выбранного угла отсечки зависит и от требуемого напряжения смещения E_c , определяемого из выражения (1.7). При этом для реализации $\theta = 90^\circ$ требуются небольшие отпирающие напряжения E_c , поскольку как у БТ, так и полевые транзисторы МДП типа имеют небольшие значения E' (для кремниевых БТ $E' = 0,5 \dots 0,7$ В). При использовании схемы нулевого смещения у БТ угол отсечки составляет $70 \dots 80^\circ$. Для реализации угла отсечки $60 \dots 70^\circ$ необходимо использовать схемы запирающего смещения (п.1.5).

Необходимо отметить, что при высоких требованиях к стабильности режима работы АЭ и для реализации малых нелинейных искажений применяются схемы с параметрической и активной стабилизацией напряжения смещения [5], гл. 9.

5.2. Методика электрического расчета принципиальных схем УМ

В процессе электрического расчета с использованием исходных данных определяются амплитуды токов и напряжений, действующих в различных цепях усилительного каскада, а также номиналы элементов его принципиальной схемы.

Исходными данными для электрического расчета является: мощность нагрузки P_n , диапазон рабочих частот $f_n \dots f_b$, (рабочая частота f_p), напряжение источника питания E_n , угол отсечки θ , сопротивление нагрузки R_n и внутреннее сопротивление R_i источника возбуждения, а также и другие параметры в частности уровень нелинейных искажений (задается, как правило, при усилении сигнала с переменной амплитудой).

Считается также, что принципиальная схема устройства построена или выбрана.

Не зависимо от вида конкретной принципиальной схемы УМ электрический расчёт проводится в следующей последовательности:

1. Приводятся справочные данные транзистора.
2. Выбирается напряженность режима работы транзистора.
3. Определяются параметры сигналов, действующих в выходной цепи УМ и выходные параметры АЭ. Этот расчёт проводится по одной методике как для БТ, так и ПТ.
4. Определяются параметры сигналов, действующих во входной цепи УМ и входные параметры АЭ. Методика расчёта входной цепи для БТ и ПТ различна. Ниже приводятся расчётные соотношения для обоих случаев.

5. Рассчитываются номиналы элементов входной и выходной СЦ.

6. Определяются номиналы элементов цепи питания выходного электрода и цепи смещения.

5.3 Электрический расчет принципиальной схемы транзисторного каскада

А Расчет параметров сигнала выходной цепи.

Расчёт параметров сигналов выходной цепи приводится для усилителя мощности с постоянной амплитудой (угловая модуляция, дискретные виды модуляции) для схемы с ОЭ.

Выбирается критический режим работы АЭ.

Расчёт проводится в следующей последовательности.

Ниже приводятся расчетные соотношения для определения параметров сигналов выходной цепи. При этом индексы в формулах приведены для БТ. При использовании ПТ в расчетных выражениях необходимо сделать замену индексов.

1. Генерируемая мощность АЭ определяется из условия

$$P_1 = P_H / \eta_{всц} \quad , \quad (5.1)$$

где $\eta_{всц} = 0,85 \dots 0,95$ – КПД выходной согласующей цепи.

2. Коэффициент использования напряжения источника питания

$$\xi_{кр} = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cdot \sqrt{1 - \frac{8 \cdot r_{нас} \cdot P_1}{\alpha_1(\theta) \cdot E_{II}^2}} \quad , \quad (5.2)$$

где $r_{нас}$ – сопротивление насыщения транзистора.

3. Амплитуда напряжения первой гармоники на коллекторе

$$U_{ККР} = \xi_{ККР} \cdot E_{II} \quad .$$

(5.3)

4. Максимальное напряжение на коллекторе

$$U_{KMAX} = E_{II} + U_{KР} < U_{KДОП} ,$$

(5.4)

где $U_{KДОП}$ - допустимое постоянное напряжение коллектор-эмиттер.

5. Амплитуда первой гармоники выходного тока

$$I_{K1} = 2 \cdot P_1 / U_{KР}$$

(5.5)

6. Постоянная составляющая выходного тока

$$I_{K0} = \frac{\alpha_0(\theta)}{\alpha_1(\theta)} \cdot I_{K1} \leq I_{K0ДОП} , \quad (5.6)$$

где $I_{K0ДОП}$ - допустимое значение постоянного тока коллектора.

7. Максимальная величина коллекторного тока

$$I_{KMAX} = [1/\alpha_0(\theta)] \cdot I_{K0} \leq I_{KMAXДОП}$$

(5.7)

где $I_{KMAXДОП}$ - допустимый импульсный ток коллектора.

8. Мощность потребляемая от источника напряжения питания

$$P_0 = I_{K0} \cdot E_{II} \quad (5.8)$$

9. Коэффициент полезного действия выходной цепи

$$\eta = P_1 / P_0 .$$

(5.9)

10. Мощность рассеиваемая на коллекторе

$$P_K = P_0 - P_1 , P_K < P_{KДОП} , \quad (5.10)$$

где $P_{KДОП}$ - допустимая рассеиваемая мощность транзистором.

11. Эквивалентное сопротивление коллекторной нагрузки

$$R_Э = U_{KР} / I_{K1} . \quad (5.11)$$

Особенности расчёта выходной цепи УМ сигналов с амплитудной и однополосной модуляцией.

При усилении сигналов с АМ и ОМ необходимо обеспечить основное требование – линейность модуляционной характеристики УМ, то есть зависимость первой гармоники выходного тока от амплитуды напряжения на его входе.

Поскольку транзисторы не допускают даже кратковременного превышения допустимых значений напряжений на переходах то расчет ведется в точке с максимальной колебательной мощностью $P_{1\max}$.

При усилении АМ колебаний обычно задается мощность в режиме молчания (в телефонной точке) P_{1T} . При этом максимальная мощность

$$P_{1\max} = (1+m)^2 \cdot P_{1T}, \quad (5.12)$$

где m - коэффициент модуляции.

При усилении ОМ колебаний обычно задаётся пиковая (максимальная) мощность $P_{1\max}$ при заданной величине нелинейных искажений, измеренных, как правило, при двухтоновом входном сигнале. Поэтому при расчёте выходной цепи АЭ в этом случае в начале определяют амплитуду напряжения первой гармоники $U_{\text{вых кр}}$ при максимальной мощности $P_{1\max}$. Затем задаются коэффициентом использования выходного напряжения $\xi \leq (0,85 \dots 0,9) \xi_{\text{кр}}$, чтобы обеспечить недонапряженный режим работы АЭ.

Б Расчёт входной цепи каскада

Предполагается, что между эмиттером и базой по РЧ включен дополнительный резистор $R_o = h_{21} / (2 \cdot \pi \cdot f_T \cdot C_o)$. В реальных схемах R_o на частотах больше $f_b > 3f_T/h_{21}$, можно не использовать. Однако в последующих расчетных соотношениях его необходимо оставлять.

12. Амплитуда тока базы

$$I_B \approx \chi \cdot I_{K1} \cdot \sqrt{1 + (h_{21\Omega} \cdot f / f_T)^2} / (h_{21\Omega} \cdot \gamma_1(\theta)), \quad (5.13)$$

где $\chi = 1 + \gamma_1(\theta) \cdot \omega_T \cdot C_K \cdot R_o$.

13. Максимальное обратное напряжение на эмиттерном переходе

$$|U_{БЭМЛН}| = \left| -I_B \cdot (1 + \cos \theta) \cdot R_o / \sqrt{1 + (h_{21\Omega} \cdot f_B / f_T)^2} + E' \right|. \quad (5.14)$$

14. Постоянные составляющие токов базы и эмиттера

$$I_{B0} = I_{K0} / h_{21\Omega}, I_{Э0} = I_{K0} + I_{B0}. \quad (5.15)$$

15. Напряжение смещения на эмиттерном переходе

$$E_C = -I_{B0} \cdot \gamma_0(\pi - \theta) \cdot R_o / \sqrt{1 + (h_{21\Omega} \cdot f_B / f_T)^2} + E' + I_{B0} \cdot r_B + I_{Э0} \cdot r_E. \quad (5.16)$$

16. Активная составляющая входного сопротивления БТ

$$R_{BX} = r_B \cdot (1 + 2 \cdot \pi \cdot f_T \cdot \gamma_1(\theta) \cdot L_E / r_B). \quad (5.17)$$

17. Реактивная составляющая входного сопротивления БТ

$$X_{BX} = \omega \cdot L_{BX} - 1 / \omega \cdot C_{BX}, \quad (5.18)$$

При этом L_{BX} и C_{BX} определяются по (2.9) и (2.10).

18. Амплитуда входного напряжения

$$U_B = I_B \cdot R_{BX}. \quad (5.19)$$

19. Входная мощность

$$P_{BX} = 0.5 \cdot I_B^2 \cdot R_{BX}. \quad (5.20)$$

20. Коэффициент усиления по мощности

$$K_P = P_1 / P_{BX} .$$

(5.21)

Расчёт входной цепи для ПТ необходимо выполнять в следующей последовательности.

21. Определяется амплитуда напряжения на затворе

$$U_3 = I_{c1} (1 + R_3 / R_{вых}) / (S \gamma_1(\theta)) . \quad (5.22)$$

22. Напряжение смещения на затворе

$$E_c = E' - U_3 \cdot \cos \theta . \quad (5.23)$$

Амплитуда тока, протекающего во входной цепи

$$I_3 = 2\pi \cdot f_B \cdot C_K (1 + R_3 / R_i) \cdot I_{c1} / (S \cdot \gamma_1(\theta)) . \quad (5.24)$$

23. Активная составляющая входного сопротивления, входная индуктивность и входная ёмкость ПТ определяются с использованием (2.17), (2.18) и (2.19)

$$R_{BX} = r_3 + r_K + r_H + 2\pi \cdot f_T \cdot L_H \cdot \gamma_1(\theta) , \quad (5.25)$$

$$L_{BX} = L_3 + L_H , \quad (5.26)$$

$$C_{BX} = C_K / (1 + r_H \cdot S \cdot \gamma_1(\theta)) + C_{3C} . \quad (5.27)$$

24. Входная мощность

$$P_{BX} = 0.5 \cdot I_3^2 \cdot R_{BX} . \quad (5.28)$$

25. Коэффициент усиления по мощности

$$K_P = P_H / P_{BX} . \quad (5.29)$$

В Расчёт параметров элементов согласующих цепей

Этот расчет проводится с использованием данных, полученных в процессе электрического расчёта комплексного входного сопротивления Z_{BX} и комплексного выходного сопротивления $Z_{вых}$ транзистора, а также сопротивления внешней на-

грузки R_n и внутреннего сопротивления источника возбуждения R_i . Для типовых вариантов СЦ расчётные соотношения приведены в гл. 3.

Г Расчёт элементов цепей питания и смещения

Расчётные формулы, для определения номиналов элементов последовательной и параллельной схем питания выходного электрода АЭ приведены в п. 1.3.

Расчетные соотношения для определения номиналов элементов цепи смещения приведены в п.1.4, 1.5.

После проведенного электрического расчёта необходимо сделать оценку полученных результатов, прежде всего, на предмет физической реализуемости параметров элементов, а также выполнения условий трансформации сопротивлений.

6. ОДНОКОНТУРНЫЕ АВТОГЕНЕРАТОРЫ

6.1. Трёхточечные схемы одноконтурных автогенераторов

Многие схемы автогенератора (АГ) строятся по обобщенной трёхточечной схеме, приведенной на рисунке 6.1, где $Z_i = r_i + jx_i$ ($i = 1,2,3$) - сопротивления, образующие колебательную систему. В дальнейшем, для упрощения эквивалентных схем, чёрточки и надписи у электродов активного элемента опускаются. Что касается точки заземления принципиальных схем, то возможны различные варианты. О них будет сказано отдельно в п. 6.2.

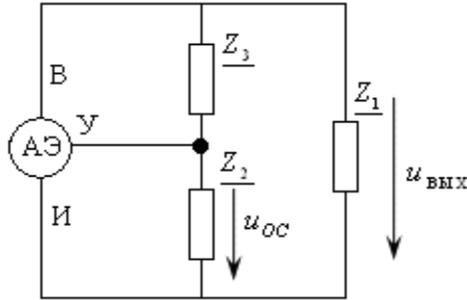


Рисунок 6.1 Обобщённая эквивалентная схема АГ

Механизм возникновения автоколебаний в одноконтурных АГ одинаков и описывается линейным дифференциальным уравнением. При этом условие возникновения автоколебаний описывается уравнением

$$\dot{S} \cdot \dot{K}_{OC} \cdot Z'_3 > 1, \quad (6.1)$$

где \dot{S} - дифференциальная крутизна проходной характеристики АЭ в рабочей точке; $\dot{K}_{OC} = \dot{U}_{OC} / \dot{U}_{ВЫХ}$ - коэффициент обратной связи (ОС); $Z'_3 = R'_3 \cdot e^{j\varphi_3}$ - эквивалентное сопротивление контура автогенератора в точках подключения АЭ.

Основные параметры АГ определяются условиями его работы в стационарном режиме. Это состояние описывается нелинейным дифференциальным уравнением, которое для моногармонического режима сводится к алгебраическим уравнениям. Они являются общими для всех одноконтурных схем. Этот режим является наиболее интересным для практики. Для его эффективной реализации необходимо, чтобы потери в колебательной системе были малы, т.е. $|x_i| \gg r_i$.

Условия стационарного режима в общем, виде определяются следующими уравнениями

$$S_1 \cdot K_{OC} \cdot R'_3 = 1, \quad (6.2)$$

$$\varphi_S + \varphi_K + \varphi_3 = -2\pi \cdot n, \quad n=0,1,2,\dots, \quad (6.3)$$

где S_1 - усреднённая крутизна проходной характеристики АЭ;
 $R'_3 = p^2 \cdot R_3$ - активная составляющая эквивалентного сопротивления контура, пересчитанное к выходным электродам АЭ; p -коэффициент включения контура; $R_3 = Q_0 \cdot \rho$ - эквивалентное сопротивление контура; Q_0 , ρ - добротность ненагруженного контура и волновое сопротивление контура соответственно; $\varphi_S, \varphi_K, \varphi_3$ - фазовые углы соответственно крутизны, коэффициента обратной связи и эквивалентной нагрузки.

Уравнение (6.2) определяет уровень мощности, вносимой цепью положительной обратной связи для компенсации потерь в контуре с целью обеспечения режима незатухающих колебаний.

Уравнение (6.3) устанавливает фазовые соотношения, которые должны выполняться в схеме автогенератора в стационарном режиме: энергия, вносимая цепью обратной связи должна поступать либо без задержки (суммарный фазовый сдвиг равен нулю), либо со сдвигом по фазе, кратным одному, двум и т.д. периодам.

В случае применения безынерционного АЭ $\varphi_S = 0$ и при $\varphi_K = 0$ (условие высокой добротности колебательного контура), автоколебания устанавливаются при $\varphi_3 = 0$, т. е. на резонансной частоте. Поэтому уравнение (6.3) приводится к виду

$$X_1 + X_2 + X_3 = 0. \quad (6.4)$$

Для выполнения уравнения (6.4) необходимо, чтобы выполнялось и условие $K_{oc} > 0$ (коэффициент ОС является величиной не только вещественной, но и положительной). Из этого соотношения и равенства (6.4) вытекают следующие необходимые условия возникновения автоколебания, которые записываются таким образом

$$(6.5) \quad \begin{cases} Z_1, \text{ и } Z_2, & \text{должны иметь одинаковую фазу;} \\ Z_1, \text{ и } Z_2, & \text{противоположны по знаку.} \end{cases}$$

Схемная реализация приведенных условий сводится к следующему. Если сопротивления Z_i являются двухполюсниками (выполнены из отдельных катушек индуктивности и конденсаторов, паразитные реактивности этих элементов не учитываются), то колебательная система АГ представляет одиночный контур, т.е. схема АГ является одноконтурной.

Возможные варианты эквивалентных схем одноконтурных АГ представлены на рисунке 6.2. На рисунке 6.2, а приведена схема автогенератора с емкостной ОС (емкостная трехточка), а на рисунке 6.2, б - с индуктивной ОС (индуктивная трехточка).

Из этих двух вариантов схем АГ по техническим характеристикам лучше схема с емкостной ОС. Это обусловлено тем, что элементы C_1, C_2, L_k образуют П-контур, который имеет лучшие фильтрующие свойства по сравнению с параллельным контуром, что и уменьшает уровень гармоник на выходе.

Кроме этого, в этой схеме имеет место частичное фазирование поскольку $\varphi_k > 0$, что также способствует увеличению стабильности частоты (при прочих равных условиях).

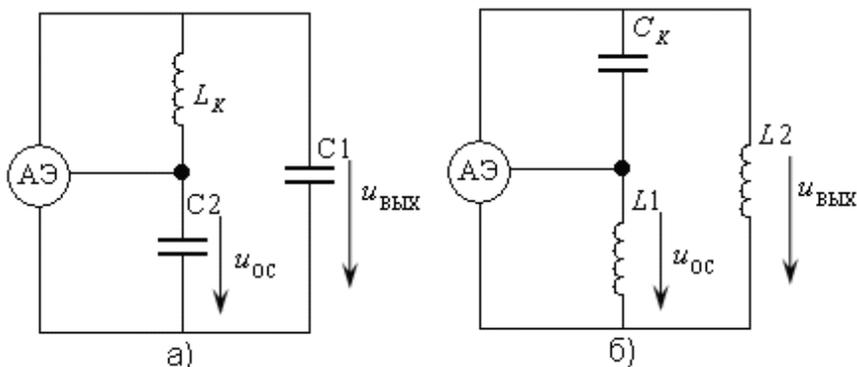


Рисунок 6.2 Эквивалентные схемы одноконтурных АГ:
а) с ёмкостной ОС. б) с индуктивной ОС

Эта схема имеет и большую устойчивость, поскольку входная и выходная реактивности АЭ в рабочем диапазоне частот АГ имеют обычно емкостный характер и при его подключении к контуру АГ не создают дополнительных паразитных контуров.

В трехточечных схемах контур АГ включен в выходную цепь АЭ не полностью. Коэффициент включения без учета шунтирующего действия АЭ для схемы (рисунок 6.2, а) определяется соотношением

$$p=1/(1+K_{oc}), \quad (6.6)$$

где $K_{oc}=C_1 / C_2$.

При реальных значениях характеристического сопротивления контура $\rho = 100...300$ Ом и добротности $Q_0=100...200$ для получения режима, близкого к критическому и при использовании в качестве АЭ маломощных биполярных транзисторов необходимое сопротивление нагрузки составляет $100...200$ Ом. При таких условиях коэффициент включения p обычно не превышает 0.3. В реальных схемах $K_{oc} \leq 1$. Поэто-

му, как следует из (6.6) $\rho \geq 0,5$. Для обеспечения условия согласования можно уменьшить характеристическое сопротивление контура, т.е. увеличить общую емкость $C_{\Sigma} = C_1 \cdot C_2 / (C_1 + C_2)$ и при этом уменьшать индуктивность L_K (для поддержания постоянной частоты ω_0). Однако катушки индуктивности с небольшим $\rho = \omega_0 \cdot L_K$ имеют малую добротность, поскольку сопротивление потерь r_K от числа витков катушки изменяется линейно, а индуктивность - приблизительно пропорционально квадрату числа витков. Как известно, при малых добротностях ухудшаются стабильность частоты, форма выходных колебаний и уменьшается мощность в нагрузке, подключенной к выходу АГ. Для устранения этих недостатков в индуктивную ветвь емкостной трехточки включают дополнительный конденсатор СЗ, как показано на рисунке 6.3.

Если сопротивление цепи $X_3 = \omega_{\Gamma} \cdot L_K - [1/(\omega_{\Gamma} \cdot C_3)]$ на генерируемой частоте имеет индуктивный характер, то в этой

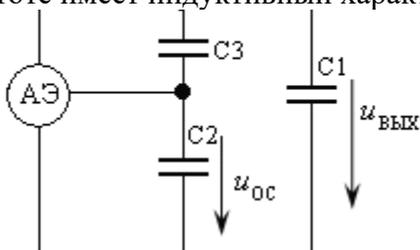


Рисунок 6.3 Схема АГ с дополнительным конденсатором

схеме автоколебание возникает как в обычной трехточке, в которой $L_{\Sigma} = L_K - 1/(\omega_{\Gamma}^2 \cdot C_3)$.

При этом общая (суммарная) емкость контура C_{Σ} , определяемая из соотношения

$$1/C_{\Sigma} = 1/C_1 + 1/C_2 + 1/C_3, \quad (6.7)$$

становится меньше, чем при двух конденсаторах C_1 и C_2 (рисунок 6.2, а). Поэтому для сохранения той же генерируемой частоты $\omega_1 = \omega_0$ необходимо увеличить индуктивность контура L_K . Это приводит к увеличению $\rho = (L_K / C_\Sigma)^{0.5}$ и, при тех же потерях, к увеличению эквивалентной добротности контура, что способствует повышению стабильности частоты.

Кроме этого, в данной схеме коэффициент включения $p = C_\Sigma / C_1$ меньше по сравнению со схемой рисунок 6.2 а, что также улучшает её характеристики. На основе эквивалентной схемы рисунок 6.3 реализуется несколько вариантов принципиальных схем АГ: с заземленными истоковым, управляющим и выходным электродами, каждый из которых имеет свои преимущества и недостатки.

Возможен также вариант схемы АГ, в которой катушка индуктивности L_K и конденсатор C_3 включены параллельно. Такая схема имеет, при определенных условиях, некоторые конструктивные преимущества по сравнению со схемой на рисунке 6.3.

6.2. Построение принципиальных схем автогенераторов

Принципиальная схема АГ содержит кроме эквивалентной схемы и элементы 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 выходной цепью генератора с внешним возбуждением изложены в п. 1.2.

Важным этапом в построении схемы АГ является обеспечение устойчивой работы схемы. Для того чтобы схема АГ устойчиво работала, необходимо обеспечить мягкий режим возбуждения: неустойчивость состояния покоя, определяемого выражением (6.1) и жесткость стационарного режима, удовлетворяющего условиям (6.2), (6.3).

В этом случае существенную роль играют напряжения,

которые подаются на управляющий электрод АЭ. Так 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 выходного тока (эмиттера), либо током входной цепи активного элемента. При этом преимущество имеет первый вариант, поскольку обеспечивается и стабилизация рабочей точки транзистора.

В обоих случаях цепь автосмещения представляет собой RC-цепь, в которой конденсатор устраняет отрицательную ОС по РЧ. При этом если постоянная времени этой цепи очень большая, то возникает прерывистая генерация. Для устранения этого нежелательного эффекта необходимо, чтобы постоянная времени этой цепочки удовлетворяла условию

$$\tau_{\text{с}} = RC = \tau_{\text{к}} / (5 \dots 10), \quad (6.8)$$

где $\tau_{\text{к}} = 2L_{\text{к}} / r_{\text{к}}$ - постоянная времени контура АГ; $r_{\text{к}}$ - сопротивление потерь контура (катушки индуктивности).

В тех случаях, когда смещение на базу подается через резистивный делитель, часто между базой и общей точкой этих резисторов включают блокировочную индуктивность (резистор), которая устраняет по РЧ шунтирующее действие резистивного делителя на контур АГ. Кроме этого, для улучшения параметров в схему АГ иногда включают цепи эмиттерной и базовой коррекции. Причем на более низких частотах преимущество имеет эмиттерная коррекция, а на высоких - базовая.[2]

Важное значение имеет точка заземления схемы. Обычно в схемах ГВВ заземляют эмиттер (общую точку схемы). В схемах АГ это не всегда рационально: можно заземлять и базу, и коллектор. Схема с заземленной базой (затвором для ПТ) обес-

печивает более высокую температурную стабильность частоты. Также возможно заземление электрода не только по постоянному току и току РЧ, но и отдельно по РЧ и постоянному току. Построение схемы АГ с заземленным выходным электродом имеет особенности, поскольку в ней истоковый электрод находится под высоким РЧ потенциалом. Токозадающий резистор $R_{ТЗ}$, включенный между истоковым электродом и точкой заземления, создает также напряжение автосмещения. При этом он шунтирует колебательный контур АГ, так как подключен параллельно конденсатору C_1 этого контура. Шунтирующее действие токозадающего резистора будет значительным, если

$$R_{ТЗ} < (3...5) / \omega_r \cdot C_1. \quad (6.9)$$

Поэтому при выполнении условия (6.9) последовательно с токозадающим резистором включают блокировочную индуктивность. При установлении стационарного режима транзистор работает с отсечкой. Значение угла отсечки θ , даже для маломощных транзисторов, чаще всего лежат в пределах $60^\circ < \theta < 90^\circ$.

Возбуждение АГ на полевых МДП-транзисторах практически не отличается для рассмотренных условий для БТ, поскольку характеристики этих АЭ также правые, а напряжение отсечки E' небольшое, составляет $0...1$ В. Если схема АГ выполнена на ПТ с изолированным затвором или на ПТ с управляющим р-п переходом, проходные характеристики которых левые, то нет необходимости в схеме создавать начальное смещение, так как крутизна проходной характеристики при нулевом смещении достаточна для возбуждения автоколебаний.

6.3. Пример составления принципиальной схемы одноконтурного автогенератора

Исходные данные: составить принципиальную схему АГ с индуктивной обратной связью, в которой в качестве АЭ применен МДП-транзистор; точка заземления (общая точка) – источник.

И так, эквивалентной схемой заданного АГ является схема, представленная на рисунке 6.2, б поскольку схема питания стока задана, остается уточнить некоторые особенности. Прежде всего, конструктивные. Индуктивности L_1 и L_2 конструктивно проще выполнить в виде одной контурной катушки L_k с несколькими отводами. Это необходимо для подбора оптимальной величины K_{oc} и согласования сопротивления контура с выходным сопротивлением транзистора, величина которого, как известно, небольшая.

Входная цепь АЭ. Ввиду того, что проходная характеристика МДП-транзистора правая, то для обеспечения мягкого режима возбуждения на затвор необходимо подать отпирающее смещение. Поскольку по условию схема отпирающего смещения не задана, то выбираем вариант отпирающего смещения через резистивный делитель, как более простой.

Поскольку МДП-транзисторы являются генераторными, то АГ генерирует достаточно большую мощность. Поэтому для его устойчивой работы необходимо использовать низкоомный резистивный делитель. Для устранения его шунтирующего действия на контур АГ между затвором и общей точкой резисторов подключаем блокировочную индуктивность. Кроме этого в процессе настройки АГ иногда приходится изменять коэффициент обратной связи. Поэтому затвор к катушке контура подключаем также через отвод (которых может быть несколько). Для жесткости стационарного режима в цепь исто-

ка включаем RC-цепь (резистор $R_{и}$ и конденсатор $C_{и}$).

Выходная цепь АЭ. Для питания выходного электрода АЭ в схеме АГ целесообразно использовать последовательное питание, что обеспечивает устойчивую работу схемы. В АГ с индуктивной ОС такой вариант питания реализовать можно, включив между контуром и источником питания LC – фильтр. Возможно в принципе применение и RC – фильтра. Однако МДП – транзистор генерирует достаточно большую мощность, поэтому с целью обеспечения более высокого КПД устройства, предпочтение имеет первый фильтр. Кроме этого, лучше использовать и неполное включение контура к транзистору, что обеспечивает и хорошее согласование.

Таким образом, принципиальная схема АГ может быть представлена схемой, приведенной на рисунке 6.4.

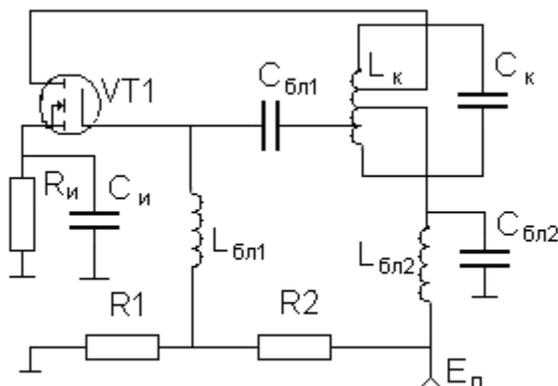


Рисунок 6.4 Принципиальная схема одноконтурного автогенератора с ёмкостной ОС

Достоинством полученной схемы является простота ее настройки, т.к. имеется возможность отдельной регулировки (не изменяя резонансной частоты ω_0 контура) как коэффици-

ента обратной связи K_{oc} , так и коэффициента включения ρ . Она состоит из меньшего числа элементов (по сравнению со схемой с емкостной ОС). Однако она имеет меньшую стабильность частоты, т.к. в этой схеме $\varphi_k < 0$ и хуже условия фильтрации. Однако из-за удобства и простоты настройки она используется на практике.

Пример принципиальной схемы АГ с заземлённым коллектором по РЧ приведён в п. 7.2 (рисунок 7.3). В этой схеме АГ выполнен на транзисторе VT2. Токозадающим является резистор R4. Заземление коллектора VT2 по РЧ осуществляется через малое входное сопротивление VT1 включенного по схеме с общей базой, и малое сопротивление блокировочного конденсатора С4.

6.4. Многоконтурные автогенераторы

В рассмотренной выше наиболее простой обобщенной эквивалентной трехточечной схеме АГ (рисунок 6.5) любое из сопротивлений может быть выполнено не только в виде отдельного элемента (катушки индуктивности или конденсатора), но и из их комбинаций, в том числе в виде колебательных контуров, как приведено на рисунке 6.5.

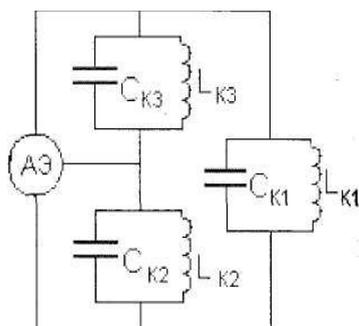


Рисунок 6.5 Обобщенная сложная трёхточечная схема

Причиной усложнения схемы являются либо создание устройства с улучшенными характеристиками, при этом дополнительные элементы в схему вводятся, либо осуществление учета всех реактивных сопротивлений, имеющих в одноконтурной схеме собственных емкостей катушек индуктивности и паразитных индуктивностей конденсаторов, внутренних междуэлектродных емкостей и индуктивностей выводов АЭ. Необходимость учёта паразитных реактивных элементов возникает на высоких частотах, когда их сопротивление соизмеримо с волновым сопротивлением контура.

Эквивалентная схема АГ (рисунок 6.5) называется обобщенной сложной трехточечной схемой. Ее анализ относительно сложен. Поэтому ограничимся рассмотрением двухконтурной схемы.

6.5. Двухконтурные автогенераторы

Большинство практических схем многоконтурных АГ выражается в двухконтурный, содержащий два колебательных контура, соединенных элементом связи, чаще всего конденсатором связи. В качестве такого конденсатора может использо-

ваться и междуэлектродная емкость АЭ. Двухконтурные АГ имеют и определенные преимущества перед одноконтурными, например, при построении диапазонных автогенераторов. Они обеспечивают и более плавное изменение коэффициента обратной связи при регулировке схемы. К двухконтурным схемам сводится анализ и более сложных схем: с распределенными параметрами, с кварцевым резонатором и ряд других.

Особенность двухконтурных АГ состоит в том, что связанные колебательные контуры имеют, наряду с индивидуальными резонансными частотами ω_{01}, ω_{02} две частоты связи ω_1 и ω_2 , на которых достигается максимум тока во вторичном контуре [14].

Если в схеме АГ ни один из связанных контуров не входит цепь ОС (например, когда нагрузкой одноконтурного АГ является резонансный контур), то коэффициент ОС имеет положительный знак на обеих частотах связи. Поэтому автоколебания могут возникать как на первой, так и на второй из этих частот, а при определенных условиях и на обеих частотах.

Если в схемах АГ один из связанных контуров входит в цепь ОС, то коэффициент ОС будет положительным только на одной из частот связи и, соответственно, возможно возникновение на ней автоколебаний.

Кроме этого, необходимо различать случаи сильной и слабой связи между контурами. Сильная связь - когда емкость связи одного порядка с емкостями C_{Ki} ($i = 1 \dots 3$), т.е. отношения $C_{св} / C_{Ki} \approx 1$. Слабая связь - когда емкость связи относительно емкостей контуров имеет порядок затухания в контуре, $C_{св} / C_{Ki} = 0,01 \dots 0,2$.

При сильной связи частоты автоколебаний практически совпадают с частотами связи ω_1, ω_2 и существенно отли-

чаются от резонансных частот контуров, которые будут работать при сильной расстройке, вдали от резонанса. Поэтому сопротивления контуров имеют активную составляющую, значительно меньше реактивной. Следовательно, коэффициент ОС является практически вещественной величиной.

При слабой связи между контурами частоты автоколебаний близки к индивидуальным резонансным частотам контуров. Следовательно, на частоте автоколебаний сопротивления контуров являются комплексными величинами. Поэтому и коэффициент ОС будет комплексным.

Возможные варианты схем двухконтурных АГ (для случая емкостной связи между контурами) представлены на рисунке 6.6. В зависимости от того, какой электрод АЭ является общим для контуров, различаются схемы с ОИЭ (рисунок 6.6, а), с ОВЭ (рисунок 6.6, б) и ОУЭ (рисунок 6.6, в).

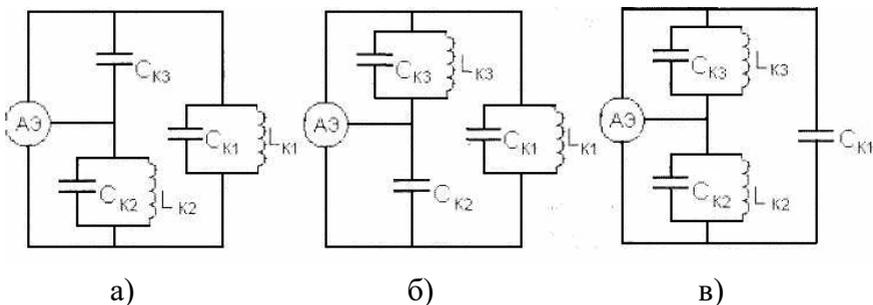


Рисунок 6.6 Варианты схем двухконтурных автогенераторов:
а) с ОИЭ; б) с ОВЭ; в) с ОУЭ

Рассмотрим качественно, как определяется частота автоколебания на примере схемы с общим ИЭ при сильной связи между контурами. Для этого воспользуемся графиком реактивного сопротивления колебательной системы (рисунок

6.7, а). Ее входное сопротивление $X(\omega)$ равно сумме сопротивлений X_1, X_2, X_3 . График $X(\omega)$ представлен на рисунке 6.7, б. На этом графике $\omega_{01} = (L_{K1}C_{K1})^{-0,5}$, $\omega_{02} = (L_{K2}C_{K2})^{-0,5}$ - индивидуальные резонансные частоты контуров. Точки пересечения $X(\omega)$ с осью абсцисс определяют собственные частоты ω_1 и ω_2 рассматриваемой системы контуров. При этом

$$X(\omega) = X_1 + X_2 + X_3 = 0, \quad (6.10)$$

а коэффициент обратной связи является вещественной величиной.

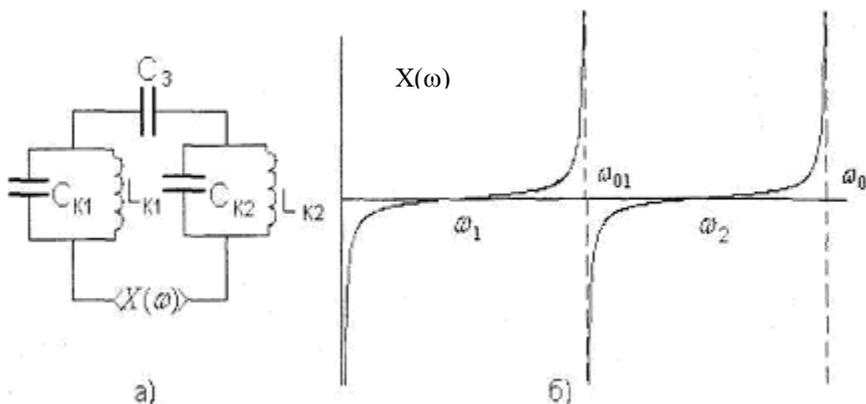


Рисунок 6.7 Схема колебаний системы автогенератора (а) и зависимости ее сопротивления от частоты (б)

Возникает вопрос о том, на какой из частот связи может установиться стационарный режим. Поскольку $X_3 < 0$, то для поддержания колебаний необходимо, чтобы реактивные сопро-

тивления X_1 и X_2 были индуктивного характера, то есть

$$X_1 > 0 \text{ и } X_2 > 0 .$$

(6.11)

Эти условия выполняются на нижней частоте связи ω_1 . Поэтому $\omega_r = \omega_1$, а схема эквивалентна индуктивной трехтонке.

Для двух других схем автоколебания возможны по схеме емкостной трехтонки. При этом генерируемая частота должна удовлетворять следующим соотношениям: для АГ по схеме с ОВЭ необходимо, чтобы

$$\omega_r < \omega_{03} \text{ и } \omega_r > \omega_{01} ,$$

(6.12)

где $\omega_{03} = (L_{K3} C_{K3})^{-0,5}$ - индивидуальная резонансная частота третьего контура;

для АГ по схеме с ОЭУ возбуждение автоколебаний возможно, если

$$\omega_r < \omega_{03} \text{ и } \omega_r > \omega_{02} .$$

(6.13)

Таким образом, резонансная частота третьего контура ω_{03} должна быть выше резонансной частоты первого контура ω_{01} для схемы с ОВЭ или резонансной частоты второго конту-

ра ω_{02} для схемы с ОУЭ. При этом частота связи должна быть заключена между резонансными частотами контуров. Этому требованию может удовлетворять только верхняя частота связи ω_2 . Среди практических схем двухконтурных АГ следует отметить схему на МОП - транзисторах. [15]. Это устройство, реализованное по схеме с ОИЭ, позволяет существенно увеличить коэффициент перекрытия по частоте за счет изменения емкости C_{k2} внутреннего контура, определяющего частоту автоколебаний. При этом внешний контур (L_{k3} , C_{k3}) настроен на частоту, при которой обеспечивается наибольшее вносимое сопротивление в основной контур при настройке на самую высокую частоту перекрываемого диапазона частот. При изменении частоты внутреннего контура с помощью конденсатора режим генерирования остается примерно одинаковым без использования специального согласующего конденсатора.

Такой АГ реализуется в двух вариантах практических схем. В первом отрицательное сопротивление в колебательный контур вносится только через проходную емкость транзистора, а во втором - через проходную емкость и цепь ОС, как в одноконтурной схеме.

6.6. Контрольные вопросы

1. Каким образом достигается неустойчивое состояние схемы АГ?
2. Какой физический смысл условий баланса фаз и балан-

са амплитуд?

3. Приведите необходимые условия возникновения автоколебаний в трёхточечных АГ. Каков их смысл?

4. Как связана частота автоколебаний с резонансной частотой колебательного контура?

5. Какие параметры АЭ влияют на частоту автоколебаний?

6. Какому из транзисторов (БТ или ПТ) следует отдать предпочтение, при построении схемы маломощного АГ? Мощного АГ.

7. Какие преимущества (недостатки) схемы с ёмкостной обратной связью по сравнению со схемой с индуктивной обратной связью?

8. Почему в трёхточечных схемах контур АГ подключается к АЭ не полностью?

9. Как выбрать параметры элементов контура АГ, чтобы реализовать $K_{oc} > 1$; $K_{oc} = 1$; $K_{oc} < 1$?

10. Как определить коэффициент включения контура по известным параметрам элементов его контура?

11. При каких значениях K_{oc} (меньше единицы или больше единицы) можно реализовать АГ с большей стабильностью частоты?

12. Влияют ли сопротивления потерь в катушках индуктивности L_1, L_2, L_K (рисунок 6.2) на величину фазового сдвига φ_K ?

13. Как рассчитать требуемый коэффициент включения контура в схеме АГ с ёмкостной обратной связью?

14. Почему катушки индуктивности с малым характеристическим сопротивлением имеют меньшую добротность (в случае, если намоточный провод имеет одинаковое удельное

сопротивление)?

15. Почему в схеме с ёмкостной обратной связью и дополнительным конденсатором (рисунок 6.3) для заданного значения генерируемой частоты ω_T требуется контур с большим ρ , чем в схеме с ёмкостной обратной связью (рисунок 6.2,а)?

16. Чем обусловлена инерционность АЭ? Как влияет инерционность АЭ на условие возникновения автоколебаний?

17. Почему в схемах АГ на БТ с ростом генерируемой частоты значительно уменьшается мощность в нагрузке и ухудшается стабильность частоты?

18. Какими способами в схемах на БТ можно уменьшить влияние инерционности на характеристики АГ?

19. Сформулируйте принципы составления схем автогенераторов.

20. Нарисуйте проходную характеристику АЭ, при использовании которой отпадает необходимость в отпирающем смещении для возбуждения АГ.

21. Для какой цели в схемах АГ на БТ используются отпирающее и запирающее смещения?

22. Как изменится режим работы АГ, если схема выполнена на БТ, а автосмещения нет?

23. Каким путём (изменением параметров каких элементов схемы) можно регулировать напряжённость режима работы АГ?

24. Нарисуйте возможные варианты схем автоматического смещения для АЭ, которые целесообразно использовать при построении АГ?

25. Какая схема питания выходного электрода АЭ имеет преимущества при построении схемы автогенератора АГ?

26. Сформулируйте общие соображения по выбору экви-

валентной схемы одноконтурного АГ и активного элемента.

27. Какое влияние оказывает инерционность АЭ на стабильность частоты автоколебаний?

28. Какое влияние оказывают входное и выходное сопротивление АЭ на стабильность частоты генерируемых колебаний?

29. Почему в АГ возникает прерывистая генерация? Какие возможные пути устранения прерывистой генерации?

30. При каких углах отсечки работает АЭ в стационарном режиме? В момент возникновения автоколебаний?

31. Изменением каких напряжений (параметров элементов) можно изменять угол отсечки тока, протекающего через АЭ?

32. КПД каких автогенераторов выше: на БТ или ПТ и почему?

33. Назовите основные преимущества АГ на ПТ по сравнению с АГ на БТ?

34. Поясните что П-контур (рисунок 6.2, а) имеет лучшие фильтрующие свойства по сравнению с параллельным контуром (рисунок 6.2, б).

35. Почему гармоники генерируемой частоты влияют на стабильность частоты?

36. Какие значения относительной нестабильности частоты могут быть достигнуты в схемах LC-автогенераторов?

37. Как влияет точка заземления схемы на стабильность частоты?

38. Влияет ли коэффициент включения контура на стабильность частоты?

39. Почему при подключении внешней нагрузки стабильность частоты АГ уменьшается?

40. Возможно ли возникновение автоколебаний в двух-

контурных АГ на двух частотах связи одновременно?

41. Поясните смысл понятий: сильная связь между контурами; слабая связь между контурами?

42. Влияет ли степень связи между контурами на условия возникновения автоколебаний?

43. В каких пределах изменяется фаза коэффициента обратной связи за счёт настройки контуров?

44. Каким образом можно изменять фазу коэффициента обратной связи в схеме с ОИЭ? В схеме с ОУЭ? В схеме ОВЭ двухконтурного АГ?

45. Как осуществить срыв автоколебаний в схемах АГ (рисунок 6.6)?

46. Как сказываются сопротивления потерь связанных контуров на частоты автоколебаний двухконтурных АГ?

47. Каким требованиям должен удовлетворять АЭ двухконтурного АГ?

48. В каких схемах двухконтурных АГ возможно скачкообразное изменение частоты автоколебаний?

49. Для какой цели между АГ и внешней нагрузкой включают буферный каскад?

50. Какая из схем автогенераторов (одноконтурный или двухконтурный) и почему является более высокочастотной (для случая использования АЭ с равной инерционностью)?

51. Почему в двухконтурных АГ по сравнению с одноконтурными возможно более плавное изменение частоты и режима работы?

52. Возможно ли возбуждение двухконтурного АГ на резонансной частоте одного из контуров?

53. Приведите качественную картину установления частоты автоколебаний в АГ?

54. Каким путём можно обеспечить широкодиапазонную

работу двухконтурного АГ?

55. Влияет ли величина связи между контурами на условия возникновения автоколебаний?

56. Изменяются ли условия возникновения автоколебаний, если в качестве элемента связи использовать индуктивность связи?

57. Определите ориентировочно значения параметров элементов колебательной системы двухконтурного АГ по заданной величине генерируемой частоты.

7. АВТОГЕНЕРАТОРЫ НА СЛОЖНЫХ АКТИВНЫХ ЭЛЕМЕНТАХ

Часто несколько трехэлектродных АЭ, как правило, БТ и ПТ, объединяются, образуя составные транзисторные (СТ), каскадные схемы (КС), дифференциальные каскады (ДК) и другие более сложные схемы, выполненных в виде интегральных микросхем (ИМС). На основе полученных таким образом новых АЭ строятся различные ЛС – автогенераторы.

7.1. Автогенераторы на дифференциальном каскаде

Дифференциальный каскад, работающий в усилительном режиме, ослабляют синфазные составляющие входного сигнала, имеет широкий диапазон рабочих частот. Основные параметры ДК не зависят от напряжений источника питания. Это позволяет использовать источники питания с относительно невысокой стабильностью напряжения и облегчает развязку каскадов многокаскадной схемы. Поэтому АГ, выполненные на основе ДК, имеют ряд достоинств: малый уровень нелинейных

искажений, высокую стабильность частоты.

ДК целесообразно реализовывать на транзисторах, выполненных в виде дифференциальных пар транзисторов, что позволяет более полно реализовать их преимущества.

На основе ДК могут реализовываться различные варианты схем АГ. На рисунке 7.1 приведена схема наиболее простого АГ с трансформаторной ОС. Колебательный контур L_K, C_K автогенератора включен между коллекторами транзисторов VT1 и VT2, а положительная ОС обеспечивается с помощью дополнительной обмотки связи L_{ce} , напряжение с которой подается на входы ДК.

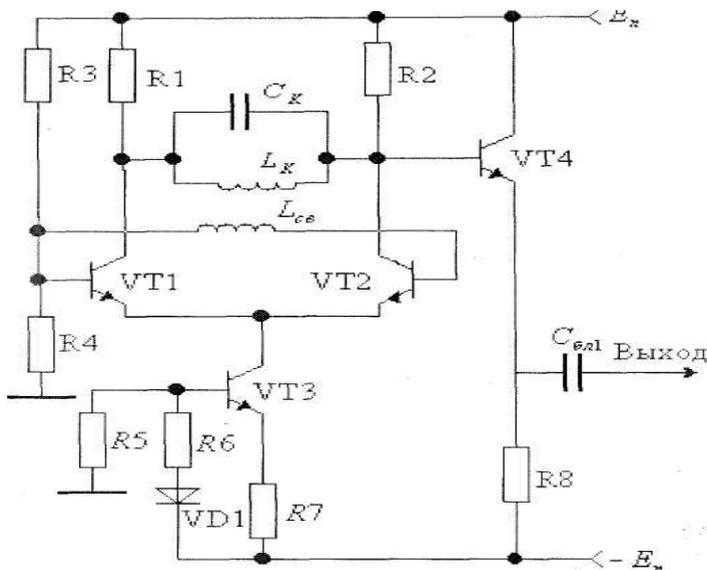


Рисунок 7.1 Принципиальная схема АГ на ДК

В рассматриваемой схеме транзисторы VT1 и VT2, в зависимости от глубины ОС, могут работать как с отсечкой, так и без отсечки токов. Выходные напряжения, снимаемые как с коллектора VT1, так и с коллектора VT2 (несимметричные вы-

ходы), являются противофазными колебаниями. Эта особенность схемы позволяет, в случае необходимости, снимать два гармонических сигнала, сдвинутых по фазе на 180° . При подключении внешней нагрузки между коллекторами VT1 и VT2 образуется симметричный выход. Для уменьшения влияния внешней нагрузки на стабильность частоты генерируемых колебаний и улучшения нагрузочной способности используется эмиттерный повторитель, собранный на транзисторе VT4. Особенностью схемы на ДК является практическое отсутствие четных гармоник в спектре выходных токов транзисторов VT1 и VT2, что обусловлено наличием отрицательной ОС по синфазному напряжению через токостабилизирующий транзистор VT3. Такая связь увеличивает коэффициент подавления синфазных сигналов, но практически не влияет на другие качественные показатели ДК. При этом резисторы $R5$ и $R6$ создают смещение на базе VT3, а резистор $R7$ и диод VD1 обеспечивают термостабилизацию его рабочей точки.

На основе ДК могут реализовываться и другие варианты схем АГ, которые обладают более высокой стабильностью частоты, меньшим влиянием изменения нагрузки на его параметры и другими достоинствами по сравнению с АГ на одиночных транзисторах.

7.2. Автогенераторы на каскодных схемах

КС называется последовательное соединение двух транзисторов без дополнительных обратных связей и избирательных нагрузок. На рисунке 7.2 приведены КС на БТ типа ОЭ-ОБ.

Поскольку транзисторы VT1 и VT2 соединены последовательно, то через них протекает практически один и тот же ток,

то есть в схеме имеется электронная связь за счет общего тока.

Основные параметры КС типа ОЭ-ОБ определяются следующими выражениями.

Коэффициент передачи тока

$$h_{21Б} = h_{21Б1} h_{21Б2}, \quad (7.1)$$

где $h_{21Б1}, h_{21Б2}$ - коэффициенты передачи по току в схеме с ОБ соответственно VT1 и VT2.

Входное сопротивление

$$R_{ВХ} \approx R_{ВХОЭ}, \quad (7.2)$$

где $R_{ВХОЭ}$ - входное сопротивление одиночного транзистора в схеме с ОЭ (VT1).

Выходное сопротивление

$$R_{ВЫХ} \approx R_{ВЫХОБ}, \quad (7.3)$$

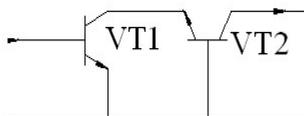


Рисунок 7.2 КС типа ОЭ-ОБ

где $R_{\text{ВЫХОД}}$ - выходное сопротивление одиночного транзистора в схеме с ОБ (VT2). Таким образом, усиление по напряжению в КС типа ОЭ-ОБ обеспечивает транзистор VT2, включенный по схеме с ОБ.

Что касается внутренних обратных связей в этой КС, то они сведены к минимуму. Поэтому входная и выходная согласующей цепи, подключаемые к этой схеме, будут развязанными.

Среди других вариантов каскодных схем на БТ заслуживает внимания схема ОК-ОБ, а также схема ОЭ-ОК. Обе эти схемы имеют относительно большие входное и выходное сопротивления, значительно меньшую внутреннюю обратную связь (по сравнению с ОЭ на одиночном БТ) и хорошую стабильность параметров в широком диапазоне температур.

В усилительных каскадах применяются также КС на ПТ и гибридные схемы. Это позволяет, особенно на более высоких частотах, получать меньший уровень шумов, устойчивость работы схемы, высокие входное и выходное сопротивления устройства. Эти достоинства КС различных типов указывают на перспективность их применения для создания АГ.

Для многих практических случаев наилучшие параметры АГ могут быть реализованы с использованием КС типа ОК-ОБ. Принципиальная схема такого устройства приведена на рисунке 7.3. На этой схеме АГ выполнен на транзисторе VT2. Колебательную систему АГ образуют элементы $L1$, $C1$, $C2$, $C3$. Коллектор VT2 через входное сопротивление VT1, включенного по схеме с ОБ, которое является малым, и сопротивление блокировочного конденсатора $C4$ по РЧ подключен к общей точке, т.е. на VT2 реализован АГ с заземленным коллектором. Так образуется электронная связь транзисторов.

7.3. Автогенераторы на микросхемах

На интегральных микросхемах реализуются как генераторы гармонических колебаний, так и прямоугольной формы. Генераторы первого вида выполняются в основном на аналоговых ИМС, а второго - как на аналоговых, так и логических схемах.

Полупроводниковая технология обеспечивает большую согласованность (идентичность) электрических характеристик и транзисторов и резисторов. Это позволило реализовать высококачественные балансные схемы: дифференциальные каскады и аналоговые перемножители, а также универсальность и многофункциональность таких устройств, как ДК, аналоговые перемножители и операционные усилители (ОУ), обеспечивающие большую надежность работы за счет меньшего числа контактных соединений, хорошие массогабаритные характеристики. Недостатки такой технологии — значительное число навесных элементов, обусловленных универсальностью применения и отсутствием конденсаторов внутри таких ИМС, а также наличием паразитных эффектов и параметров в схеме: "паразитные" транзисторы, паразитные связи. Это приводит к уменьшению частотного диапазона таких ИМС.

Гибридно-пленочная технология позволяет создавать на подложке пассивные компоненты (конденсаторы, резисторы, а в ряде случаев и индуктивности) высокой точности. Поэтому такие ИМС отличаются, как правило, лучшими частотными и температурными характеристиками, малым уровнем шумов и хорошей повторяемостью характеристик. Их недостаток -

меньшая степень интеграции и согласованности транзисторов. Поэтому достоинства балансных схем, требующих высокой идентичности как активных, так и пассивных элементов, в таких ИМС полностью не реализуются.

Классификацию ИМС по функциональному применению ориентировочно можно представить так: каскодные схемы, дифференциальные каскады - одноконтурные, двухконтурные автогенераторы относительно высоких частот (более 100...200 кГц) с различными вариантами согласующих цепей (буферных каскадов); перемножители сигналов - задающие генераторы, модуляторы радиопередающих устройств, преобразователи частоты радиоприемных устройств с отдельным и совмещенным гетеродином; наборы транзисторов - задающие генераторы, модуляторы передатчиков, преобразователи частоты приемников с отдельным и совмещенным гетеродином.

Автогенераторы на ОУ. В качестве универсальной ИМС обычно используется ОУ, на котором выполняются RC - автогенераторы относительно низких частот. Общая схема построения АГ на ОУ или компараторе сводится к двум вариантам. В первом случае в цепи положительной обратной связи включена селективная цепь, а во втором - в цепи отрицательной обратной связи включено фазосдвигающее звено, создающее фазовый сдвиг 180° на частоте генерации. Кроме этого, в схему АГ включается нелинейный элемент, обеспечивающий постоянство выходного напряжения и уменьшение нелинейных искажений. В качестве селективной цепи чаще всего используются либо мост Вина, либо двойной Т-образный мост. АГ с мостом Вина легче перестраивается. В качестве частотно-зависимой цепи, создающей фазовый сдвиг 180° , удобно использовать разновидности избирательных цепей.

Недостаток применения ОУ - необходимость использования двухполярного питания. Однако применение ОУ позволяет практически полностью устранить пульсации напряжения источника питания.

7.4. Генераторы прямоугольных импульсов на ИМС

Генерирование сигналов прямоугольной формы можно осуществить несколькими способами.

Один из них – применение автоколебательных мультивибраторов на двух транзисторах. Условие возникновения автоколебательного процесса сводится к выполнению требования, согласно которому коэффициент петлевого усиления в цепи положительной ОС при работе транзисторов в активном состоянии больше единицы.

Такие устройства реализованы в виде ИМС. Для создания автоколебательного режима в этих ИМС необходимо к их выходным выводам подключить внешние конденсаторы. Внутри ИМС для улучшения формы выходных импульсов используется инверторы с нелинейной ОС, выполненной на диодах, и отключающие коллекторные диоды.

Во многих случаях автоколебательный мультивибратор проще реализовать на логических элементах 2И-НЕ, которые содержатся во всех сериях цифровых ИМС. На рисунке 7.4,а приведена схема мультивибратора. Генератор содержит два логических элемента 2И-НЕ. Положительная ОС конденсатором С1. Частота выходного сигнала определяется номиналами резисторов R1, R2 и конденсаторов С1, С2.

При $R_1=R_2=R$, $C_1=C_2=C$ частота

$$f_T = 1/2,5RC. \quad (7.4)$$

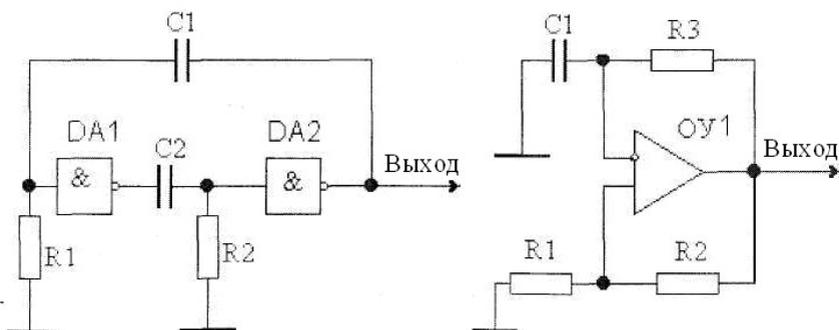


Рисунок 7.4 Схемы генераторов прямоугольных сигналов: а) на 2И-НЕ; б) на ОУ

Недостаток схемы - неустойчивость момента возбуждения, устраняемая изменением номиналов резисторов R_1 и R_2 .

Кроме рассмотренной схемы (рисунок 7.4, а), на логических элементах реализуются и другие варианты схем, в частности, на трех элементах, с дополнительными ОС. Путем применения этих мер достигается мягкость режима возбуждения схемы, диапазонность ее работы.

Для генерирования сигналов прямоугольной формы используются и аналоговые ИМС, например ОУ. Схема такого генератора приведена на рисунке 7.4, б. Это устройство имеет две цепи ОС. Одна из них положительная ОС создается резистивным делителем R_1 , R_2 . Вторая отрицательная ОС, образуется цепочкой R_3 , C_1 . Схема имеет два состояния квазиравновесия. В одном из них, когда выходное напряжение имеет положительный знак, происходит заряд конденсатора C_1 через резистор R_3 . Одновременно напряжение с конденсатора C_1 поступает на инвертирующий вход ОУ. Напряжение на неинвер-

тирующем входе ОУ при этом остается постоянным. При равенстве этих напряжений происходит переключение схемы и на ее выходе появляется отрицательное напряжение. Конденсатор С1 начинает разряжаться через резистор R3. В момент, когда это напряжение вновь совпадает по величине с напряжением на неинвертирующем входе, происходит переключение схемы.

Устройство имеет достоинства:

благодаря мостовому принципу построения схемы нагрузка оказывает небольшое влияние на стабильность частоты сигнала на выходе;

изменение напряжения питания также приводит к относительно малому изменению частоты следования импульсов.

Недостаток рассмотренных методов формирования сигнала прямоугольной формы - невысокая стабильность частоты.

7.5. Контрольные вопросы

1. Нарисуйте схему резонансного усилителя на ДК.
2. Почему усилитель на ДК ослабляет синфазные помехи?
3. Изменением параметров каких элементов в усилителе ДК можно регулировать коэффициент ослабления синфазных составляющих?
4. Каким образом в усилителе на ДК можно регулировать потребляемый ток?
5. Как создать режим работы АГ (рисунок 7.1.) с отсечкой тока? Без отсечки тока?
6. Можно ли в автогенераторе на ДК использовать источник питания с одним заземлением (подключённый к общей точке) зажимом?
7. Почему стабильность частоты АГ на ДК выше, чем на

АГ на одиночном АЭ с такими же параметрами?

8. Нарисуйте схему АГ с ёмкостной ОС, на основе ДК. Какой вывод схемы ДК целесообразно при этом подключить к общей точке?

9. Какие недостатки имеют операционные усилители в схемах АГ по сравнению с ДК?

10. Каково назначение резисторов R_1 и R_2 в схеме АГ (рисунок 7.1)? Можно ли эти резисторы закортить. Заменить на блокировочные индуктивности (ёмкости), фильтры нижних (верхних) частот.

11. Какой из вариантов схем АГ на ДК (с ёмкостной ОС или индуктивной ОС) обеспечивает более высокие технические параметры на высоких частотах?

12. Какова связь параметров СТ с параметрами одиночных транзисторов?

13. Почему АГ на СТ возбуждается при значительно меньшей мощности в цепи положительной ОС по сравнению с АГ на одиночном транзисторе?

14. Почему мощный управляемый АГ на СТ технически выполнить проще, чем на одиночном транзисторе?

15. Нарисуйте схему АГ на СТ с ёмкостной ОС.

16. Нарисуйте схему АГ на СТ с индуктивной ОС.

17. Какая из КС, выполненная на БТ или ПТ, позволяет реализовать более высокие параметры АГ?

18. Почему в некоторых видах КС внутренняя обратная связь минимальна?

19. Почему в схеме АГ (рисунок 7.3) нагрузка оказывает малое влияние на стабильность частоты генерируемых колебаний?

20. По какой схеме (ОЭ, ОБ, ОК) включён транзистор АГ, выполненного на КС (рисунок 7.3)?

21. Какие преимущества применения ИМС в схемах генераторов?
22. Какие недостатки применения ИМС в схемах генераторов?
23. В чём состоит особенность применения гибридных ИМС?
24. Почему на ОУ достаточно просто реализовать генераторы как гармонических колебаний, так и прямоугольной формы?
25. Почему мощные АГ, в основном, строятся на дискретных элементах?
26. Почему схемы АГ на ОУ являются в основном низкочастотными?
27. Почему генераторы импульсов на ОУ имеют более высокую стабильность по сравнению с устройствами на логических элементах?
28. В каких схемах автоколебательных мультивибраторов достигается широкодиапазонность?
29. Почему схемы АГ на ОУ мало чувствительны к изменению напряжения источника питания?

8. РАЗРАБОТКА СХЕМ АВТОГЕНЕРАТОРОВ

8.1. Общий подход к разработке схем автогенераторов

Разработку схемы АГ целесообразно разделить на два этапа: составление принципиальной схемы и выполнение ее электрического расчета. В свою очередь каждую из этих задач можно представить в виде более мелких вопросов. Так, составление принципиальной схемы необходимо выполнять в следующей последовательности:

выбор структуры схемы АГ; выбор общего электрода АЭ; выбор типа АЭ; выбор режима работы.

Электрический расчет включает следующие пункты: расчет параметров АЭ; расчет электрического режима; расчет параметров элементов колебательной системы; расчет элементов цепей питания.

Выбор схемы АГ определяется конкретными требованиями к устройству. При этом возможны различные варианты схем. Первым критерием в этом вопросе должна быть простота схемы. Этому условию в большинстве случаев удовлетворяют одноконтурные схемы и, если нет никаких конструктивных ограничений, предпочтение имеет схема с емкостной обратной связью и дополнительным конденсатором (схема Клаппа). Если из предварительного анализа схемы видно, что этот вариант не удовлетворяет заданным на проектировании требованиям, то необходимо перейти к другому варианту: двухконтурному или на сложном АЭ. Это целесообразно сделать в ряде случаев: при низкоомной нагрузке; нагрузке, имеющей большую реактивную составляющую, зависящую от напряжения источника питания и других факторов. Если высо-

ких требований к характеристикам АГ не предъявляется, то можно выбрать одноконтурный вариант на простом АЭ. Эквивалентная схема такого устройства приведена на рисунке 6.3.

При составлении принципиальной схемы в начале необходимо определиться с тем, какой электрод принять за общий. Это условие вытекает из требований к устройству. Если АГ предназначен для работы в диапазоне частот, то целесообразно выбрать схему с общим выходным электродом как потенциально обеспечивающую большую диапазонность. При работе в широком диапазоне температур наибольшую стабильность частоты обеспечивает схема с общим управляющим электродом. Схема с общим истоковым электродовым потенциально имеет более высокий КПД.

Остановимся на последнем варианте, имеющем большую наглядность. Принципиальная схема этого устройства приведена на рисунке 8.1.

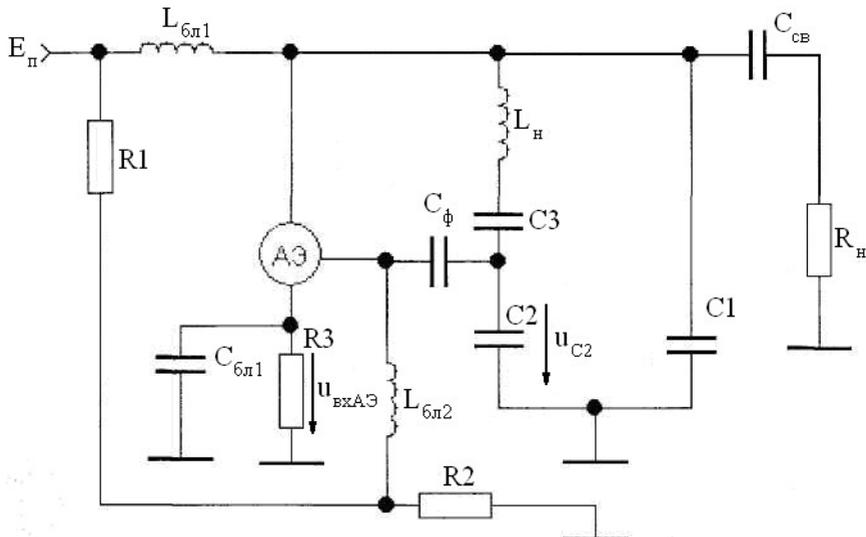


Рисунок 8.1 Принципиальная схема АГ

На этой схеме для простоты нагрузка представлена в виде омического сопротивления R_n . Для уменьшения влияния ее шунтирующего действия на колебательную систему АГ включен конденсатор связи $C_{св}$. В схеме возможно фазирование [1], если фазирующую цепь (рисунок 8.2) состоящую из конденсатора C_ϕ и входного сопротивления активного элемента $R_{вх}$, представляющего параллельно включенные входное сопротивление АЭ и делителя $R1$ и $R2$ с учетом последовательно включенной с ним блокировочной индуктивности $L_{б/12}$.

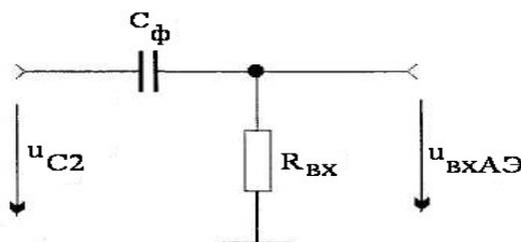


Рисунок 8.2 Схема фазирующей цепочки

При выборе типа АЭ будем считать, что используются только транзисторы БТ или ПТ. При этом необходимо учитывать, что с р-п-переходом имеют большую кратковременную стабильность частоты, так как при относительно больших расстройках (несколько десятков килогерц) величина спектральной плотности флуктуации частоты у них примерно на два порядка меньше, чем в АГ на БТ. Из трех составляющих шума: тепловой, дробовой и полупроводниковый (избыточной) в диапазоне частот до 100 МГц в БТ преобладает дробовая, мощность, которая пропорциональна току, а в ПТ - тепло-

вая, определяемая внутренним (выходным) сопротивлением прибора и мало зависящая от величины тока, протекающего через транзистор. Поэтому АГ на БТ при больших токах по уровню шума существенно уступают аналогичным устройствам, выполненным на ПТ. Однако не все полевые транзисторы обладают указанным преимуществом, а только часть их приборов с горизонтальным каналом. Так, при использовании таких транзисторов в усилителе, построенном на основе автогенератора, мощностью 2,5 Вт в диапазоне частот 30...80 МГц получен уровень шума 156 дБ в полосе 20 кГц при отстройках от частоты сигнала на 2 % и более [16]. Что касается малых расстроек, то преимущество сохраняется за АГ на БТ.

Что касается энергетических характеристик, то в этом случае преимущество имеют БТ за счет того, что у них меньше сопротивление насыщения и поэтому больший коэффициент использования выходного напряжения.

При выборе типа проводимости БТ (р-п-р или п-р-п) необходимо учитывать, что лучшую температурную стабильность параметров в области положительных температур имеют п-р-п структуры, а в области отрицательных - р-п-р.

С повышением рабочей частоты АГ начинает заметно сказываться инерционность транзистора, которая приводит к уменьшению как мощности в нагрузке, так и стабильности частоты.

Инерционность проявляется в том, что с ростом генерируемой частоты увеличивается модуль фазового угла φ_s , что приводит к ухудшению стабилизирующих свойств автогенератора, к изменению параметров транзистора. Это обусловлено тем, что с ростом частоты уменьшается модуль крутизны и увеличиваются вещественные составляющие входной и выход-

ной проводимостей АЭ.

В зависимости от соотношения между генерируемой частотой f_r , частотами f_s и f_T транзистор является безинерционным, если $f_r < 0,5f_s$, инерционным при $0,5f_s < f_r < f_s$ и сильно выраженной инерционностью, когда f_r близко к f_T .

Инерционность наиболее сильно проявляется в БТ. Для них f_s , даже в случае маломощных транзисторов, как показывают расчеты, в несколько раз меньше f_T . Что касается мощных БТ, то для них f_{SL} в несколько десятков раз меньше f_T .

Аналогичные расчеты, выполненные для ПТ, показывают, что в этом случае f_s всего в несколько раз меньше частоты f_T даже для мощных МДП-транзисторов.

Уменьшить влияние дестабилизирующих факторов на АГ можно, если использовать транзисторы, у которых на частоте генерации инерционные свойства не проявляются. Для этого достаточно, чтобы

$$f_r < 0,5f_s. \quad (8.1)$$

Однако на высоких частотах это условие не выполняется. Поэтому применяются меры фазовой компенсации в цепи обратной связи, увеличивающей фиксирующую способность автогенератора.

На стабильность частоты АГ влияют и входная и выходная емкости транзистора, поскольку они входят в эквивалентную емкость АГ, а их величины сильно зависят от дестабилизирующих факторов и, прежде всего, от питающих напряжений.

Для уменьшения влияния выходной и входной емкостей

на стабильность частоты необходимо выбрать АЭ, у которых проводимости этих емкостей были значительно меньше проводимостей соответствующих ветвей колебательной системы АГ. Этому требованию удовлетворяют маломощные АЭ, имеющие меньшие входные и выходные емкости.

На работу АГ не должны оказывать влияние и активные составляющие входной и выходной проводимостей АЭ. Чтобы это условие реализовать, необходимо выбирать маломощные АЭ, у которых эти проводимости меньше. При этом, если сравнить БТ и ПТ, то преимущество имеет последний.

Кроме того, при выборе типа АЭ влияние изменения параметров входной и выходной цепей АЭ зависит от величины коэффициента обратной связи K_{oc} , поскольку его величина определяется через параметры АЭ и параметры элементов колебательной системы АГ. Это влияние проявляется по-разному: уменьшение K_{oc} приводит к уменьшению влияния входной цепи и увеличению влияния выходной цепи и наоборот. Поэтому существует оптимальное значение K_{oc} , при котором обеспечивается максимальная стабильность частоты.

Стабилизирующие свойства АГ существенно зависят от добротности колебательной системы АГ, так как с увеличением добротности фиксирующая способность АГ увеличивается. Поэтому уменьшаются все составляющие нестабильности частоты. Добротность колебательной системы АГ определяется конструктивной добротностью катушки индуктивности, которая увеличивается с ростом волнового сопротивления ρ . Из этих условий необходимо выбирать контур с высоким ρ . Однако при этом уменьшаются номиналы емкостей колебательной системы АГ и, соответственно, увеличивается влияние

входной и выходной емкостей АЭ. Поэтому существует оптимальное значение ρ , обеспечивающее наибольшую стабильность частоты, составляющее величину 100...500 Ом. Большой разброс возможных значений ρ определяется сложностью реализации контура с высоким ρ на более высоких частотах.

На стабильность частоты влияет и напряженность режима работы АЭ. Это вызвано тем, что в искаженном импульсе выходного тока, богатого гармониками, усиливается влияние высших гармоник на частоту автоколебаний. Поэтому стабильность частоты в перенапряженном режиме меньше, чем в недонапряженном. Кроме этого в перенапряженном режиме сильно возрастает входной ток АЭ, что увеличивает его входную проводимость, которая, в свою очередь, сильно зависит от питающих напряжений. В АГ с повышенной стабильностью частоты режим работы АЭ выбирают сильно недонапряженным, с коэффициентом использования выходного напряжения $\xi \leq 0,2...0,3$.

В таком режиме КПД оказывается невысоким: $\eta = 0,1...0,2$. При этом большая часть мощности, потребляемой от источника питания, рассеивается на выходном электроде АЭ и элементах цепей питания.

Поэтому для облегчения режима работы АЭ необходимо амплитуду импульса тока и напряжения источника питания выбирать из условия

$$I_{ВЫХm} \leq (0,2...0,4)I_{ВЫХдоп}, E_n \leq (0,3...0,5)U_{ВЫХдоп}, \quad (8.2)$$

где $I_{ВЫХдоп}, U_{ВЫХдоп}$ - допустимые по паспортным данным значения импульса выходного тока и напряжения.

При выборе $I_{\text{ВЫХ}m}$ необходимо учитывать, что значительное его снижение ($I_{\text{ВЫХ}m} < 2...3 \text{ мА}$) приводит к сильной зависимости параметров АЭ от температуры. Кроме этого с уменьшением $I_{\text{ВЫХ}m}$ ухудшается отношение сигнал/шум на выходе АГ, что увеличивает уровень паразитной амплитудной и фазовой модуляции. Это равносильно росту нестабильности частоты. При увеличении выходного тока наблюдается сначала рост $|S_1|$. Однако при этом увеличивается и $|\varphi_s|$, что снижает стабильность частоты. Поэтому как при малых, так и при больших выходных токах стабильность частоты снижается.

Для получения высокой стабильности частоты необходимо предъявить ряд требований и к источнику питания E_n . При малых напряжениях питания проявляется изменение выходной емкости АЭ на частоту. Кроме этого, при малых E_n небольшие колебания ΔE_n могут вызвать перенапряженный режим. Следует отметить, что в случаях, когда в маломощных АГ требования к стабильности частоты не являются определяющими, то выбор транзистора по допустимым параметрам может быть не столь жестким, как это следует из (8.2). Это относится также и к АГ, с высокими энергетическими характеристиками. В этом случае выбор транзистора АГ можно осуществлять аналогично УМ [1,2,4,].

Изменение напряжения источника питания E_n приводит к изменению напряжения на выходном и управляющем электродах АЭ. Это вызывает изменение его выходной и входной емкостей и, соответственно, выходной частоты. Однако изменение напряжения на управляющем электроде обусловлено изменением и составляющей выходного тока, что, в свою очередь,

ведет к резкому изменению параметров АЭ.

Поэтому необходимо в первую очередь уменьшить приращение выходного тока от смещения. Это можно достичь, включением сопротивления автосмещения в цепь общего электрода, а также соответствующей стабилизацией напряжения и прежде всего питающего УЭ. Для его питания можно использовать и отдельный маломощный стабилизированный источник питания.

8.2. Методика электрического расчета схемы автогенератора

В процессе электрического расчета, по заданным исходным данным, определяются параметры АЭ и электрический режим его работы, оптимальное сопротивление нагрузки АЭ, напряжение смещения и питания выходного электрода, а также параметры элементов колебательной системы и цепей питания. В качестве данных для расчета обычно принимается генерируемая частота f_r , сопротивление нагрузки R_H , выходная мощность P_H или выходное напряжение U_H . Могут использоваться также и другие величины.

Параметры выбранного АЭ определяются либо по соотношениям, приведенным в п. 2.3 (в случае выбора БТ) или в п. 2.4 (для ПТ), либо необходимо воспользоваться [1,2,4.].

Электрический режим АГ рассчитывается в основном по тем же формулам, что и в случае УМ. Однако имеются и отличия. Так, при выборе угла отсечки необходимо исходить из условия мягкого режима возбуждения, что достигается обеспечением запаса по возбуждению

$$SK_{oc} = (3 \dots 5) / R'_{\Sigma},$$

(8.3)

Стационарному режиму, при условии (8.3), соответствует $\gamma_1(\theta) = 0,2 \dots 0,3$. Поэтому мягкий режим возбуждения реализуется при $\theta = 60 \dots 80^\circ$ [2]. В этом случае достигается и высокая энергетическая эффективность АГ. Однако для обеспечения высокой стабильности амплитуды колебаний угол отсечки в стационарном режиме выбирают из условия $60^\circ < \theta < 120^\circ$. Величина K_{oc} определяется из следующих условий. При малых K_{oc} максимальна амплитуда выходного напряжения, поэтому максимальна выходная мощность и КПД.

Однако при этом в значительной степени проявляется нелинейность барьерной емкости C_K . При больших K_{oc} возрастает влияние входной проводимости транзистора. Поэтому наибольшая стабильность частоты в транзисторных АГ реализуется при $K_{oc} = 1 \dots 3$. На практике часто принимают $K_{oc} = 1$. Если требуется повысить энергетическую эффективность, то необходимо уменьшить K_{oc} до $0,3 \dots 0,5$ [2].

Расчет колебательной системы АГ начинается с выбора волнового сопротивления ρ . Для маломощных автогенераторов величиной ρ обычно задается в пределах $200 \dots 300$ Ом в диапазоне ВЧ и $100 \dots 200$ Ом в диапазоне ОВЧ. На более низких (высоких) частотах ρ можно выбрать больше (меньше) приведенных значений. Частоту автоколебаний f_r можно принять равной резонансной частоте контура $f_o = 1 / (2\pi \sqrt{L_K C_\Sigma})$.

Для схемы (рисунок 8.1) $C_\Sigma^{-1} = C_1^{-1} + C_2^{-1} + C_3^{-1}$.

Работоспособность схемы во многом определяется от правильного выбора параметров элементов цепи питания и прежде всего управляющего электрода.

Напряжение смещения на управляющем электроде должно быть равно полученному в результате расчета значению. В рассматриваемом примере напряжение смещения определяется равенством

$$E_C = R_g E_n / R_1 - I_{\text{ВЫХО}} R_3 - I_{\text{ВХО}} R_g, \quad (8.4)$$

где $R_g = R_1 R_2 / (R_1 + R_2)$ - сопротивление делителя; $I_{\text{ВЫХО}}$, $I_{\text{ВХО}}$ - постоянные составляющие выходного и входного токов АЭ соответственно.

Как следует из (8.4), напряжение смещения представляет сумму составляющих: фиксированного отпирающего смещения

$$E_O = R_g E_{II} / R_2, \quad (8.5)$$

созданного делителем R_1 , R_2 за счет источника питания выходной цепи АЭ, и автоматического смещения, образованного протеканием постоянной составляющей выходного тока $I_{\text{ВЫХО}}$ через резистор R_3 , а также постоянной составляющей входного тока $I_{\text{ВХО}}$ через сопротивление R_g .

Выбор параметров элементов, с использованием (8.4) можно осуществлять из нескольких условий. Так для увеличения стабильности частоты необходимо, чтобы автосмещение создавалось выходным током. Поэтому существует оптимальное значение $R_{3\text{ОПТ}}$, которое для ПТ и маломощных БТ определяется из условия

$$R_{3\text{ОПТ}} = (25 \dots 50) / S_O.$$

(8.6)

Для обеспечения малого шунтирующего действия делителя на колебательную систему АГ это сопротивление должно быть значительно больше сопротивления X ветви контура между управляющим и истоковым электродами АЭ.

Полученные выражения, при известных значениях X_{C2} и $R_{3\text{опт}}$, позволяют выбрать сопротивление $R_g = R_1 R_2 / (R_1 + R_2)$, а затем определить и номиналы сопротивлений R_1 , и R_2 :

$$R_1 = R_g \frac{E_{II}}{(E' + I_{\text{ВЫХО}} R_{3\text{опт}})}; \quad (8.7)$$

$$R_2 = R_g \frac{R_1}{R_1 - R_g}. \quad (8.8)$$

Требования к блокировочным элементам и расчет их номиналов изложены в п. 1.4, 1.5. С другой стороны, необходимо выполнить условие устойчивости стационарного режима автоколебаний, то есть отсутствие прерывистой генерации и самомодуляции. С учетом указанных требований при известных R_3 , нагруженной добротности Q_n колебательного контура АГ постоянная времени $\tau_{II} = R_3 C_{6П}$ должна выбираться из условия

$$\tau_{II} = \tau_K / (5 \dots 10), \quad (8.9)$$

где $\tau_{\kappa} = 2L_{\kappa} / r_{\kappa \Sigma}$ - постоянная времени колебательного контура; $r_{\kappa \Sigma} = \rho / Q_{\text{н}}$ - суммарные потери в контуре.

8.3. Пример электрического расчёта принципиальной схемы автогенератора

В качестве примера выбираем каскадную схему АГ, приведенную на рисунке 7.3. Пусть заданы: генерируемая частота $f_{\Gamma} = 50 \text{ МГц}$; потребляемый ток $I_0 = 5 \text{ мА}$; напряжение источника питания $E_{\text{п}} = 12 \text{ В}$; $R_{\text{н}} = 180 \text{ Ом}$ - сопротивление нагрузки.

Эквивалентная схема колебательного контура АГ приведена на рисунке 8.3. На этой схеме в скобках приведены порядковые номера элементов, соответствующие номерам на рисунке 7.3.

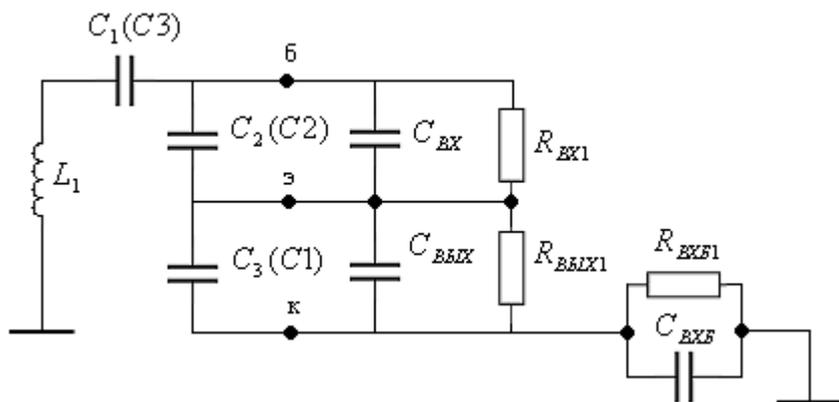


Рисунок 8.3 Эквивалентная схема колебательного контура АГ

$R_{\text{вых1}}$, $C_{\text{вых}}$ - усреднённые входное сопротивление и входная

ёмкость транзистора VT2 соответственно; $R_{\text{вых1}}$, $C_{\text{вых}}$ - усреднённое выходное сопротивление и выходная ёмкость этого транзистора; $R_{\text{вх1}}$, $C_{\text{вх}}$ - входное сопротивление и входная ёмкость транзистора VT1 соответственно.

Расчёт выполняется в следующей последовательности [17].

1. Выбираем тип транзистора КТ368А.

Справочные параметры транзистора: $f_T = 900 \text{ МГц}$;

$\tau_\kappa = 15 \text{ нс}$; $C_K = 1,7 \text{ нФ}$; $C_{\text{об}} = 3 \text{ нФ}$; $h_{21Э} = 50 \dots 300$;

$P_{\text{кдоп}} = 225 \text{ мВт}$.

2. Расчёт параметров транзистора VT2:

2.1. Параметры элементов модели транзистора (п. 2.3) определяются для $h_{21Э} = 122,5$.

$$C_{KA} = C_K / 2 = 0,85 \text{ нФ}; r_{\text{об}} = \tau_\kappa / C_{KA} = 17,6 \text{ Ом};$$

$$S_{II} = I_0 / \varphi_T = 192,3 \text{ мА/В};$$

$$r_s = 1 / S_{II} = 5,2 \text{ Ом}; r_\beta = h_{21Э} / S_{II} = 637 \text{ Ом}.$$

2.2. Малосигнальные низкочастотные параметры транзистора.

Малосигнальная крутизна проходной характеристики

$$S_0 = S_{II} \cdot r_\beta / (r_\beta + r_{\text{об}}) = 187,1 \text{ мА/В},$$

Граничная частота транзистора по крутизне

$$f_s = f_T / (S_0 r_{\text{об}}) = 273,3 \text{ МГц}.$$

2.3. Малосигнальные высокочастотные параметры транзистора:

Входная проводимость

$$g_{11} = \frac{1 + \varepsilon \cdot b \cdot h_{21Э}}{(r_\beta + r_{\text{об}}) \cdot (1 + \varepsilon^2)},$$

где $\varepsilon = f_T / f_s$; $b = f_T / f_T \cdot g_{11} = 3,44 \cdot 10^{-3} \text{ См}$.

Входная ёмкость

$$C_{11} = \frac{h_{21Э} - (\varepsilon / b)}{2\pi f_T \cdot (r_\beta + r_{\text{об}}) \cdot (1 + \varepsilon^2)} = 16,2 \text{ нФ}.$$

Активная составляющая крутизны проходной характеристики

$$S = S_0 / (\sqrt{1 + \varepsilon^2}) \cdot \cos \varepsilon = 180,8 \text{ мА} / \text{В}.$$

Реактивная составляющая крутизны проходной характеристики

$$b_{21} = S_0 / (\sqrt{1 + \varepsilon^2}) \cdot \sin \varepsilon = 33,5 \text{ мА} / \text{В}.$$

Активная составляющая выходной проводимости

$$g_{22} = \frac{2\pi\varepsilon^2 f_T \cdot C_{КМ}}{(1 + \varepsilon^2)} = 8,8 \cdot 10^{-4} \text{ См}.$$

Выходная ёмкость

$$C_{22} = \left[\frac{\varepsilon \cdot C_{КМ}}{b(1 + \varepsilon^2)} + 1 \right] \cdot C_K = 4,4 \text{ пФ}.$$

2.4. Усреднённые высокочастотные параметры транзистора:

Усреднённая крутизна

$$S_1 = S \cdot \gamma_1(\theta),$$

Для $\theta = 90^\circ$, $S_1 = 90,4 \text{ мА} / \text{В}$.

Усреднённое входное сопротивление

$$R_{вх1} = 1 / [g_{11} \cdot \gamma_1(\theta)] = 581,4 \text{ Ом}.$$

Усреднённая входная ёмкость

$$C_{вх} = C_{11} \cdot \gamma_1(\theta) = 8,1 \text{ пФ}.$$

Усреднённое выходное сопротивление

$$R_{вых1} = 1 / [g_{22} \cdot \gamma_1(\theta)] = 2,27 \text{ кОм}.$$

Усреднённая выходная ёмкость

$$C_{вых} = \left[\frac{\varepsilon \cdot \gamma_1(\theta) \cdot C_{КМ}}{b(1 + \varepsilon^2)} + 1 \right] \cdot C_K = 3,1 \text{ пФ}.$$

3. Расчёт энергетического режима

Амплитуда первой гармоники тока коллектора

$$(I_{K0} \approx I_0)$$

$$I_{K1} = [\alpha_1(\theta) / \alpha_0(\theta)] \cdot I_{K0} = 7,84 \text{ мА.}$$

Амплитуда напряжения на эмиттере транзистора VT2

$$U_{\varepsilon} = I_{K1} \cdot R_{\text{эонт}},$$

где $R_{\text{эонт}} = 100 \dots 200 \text{ Ом}$ - эквивалентное сопротивление нагрузки транзистора в режиме автоколебаний [1].

Принимаем $R_{\text{эонт}} = 150 \text{ Ом}$, тогда $U_{\varepsilon} = 1,2 \text{ В}$.

Амплитуда напряжения на базе VT2

$U_{\delta} = K_{oc} \cdot U_{\varepsilon}$. Принимаем $K_{oc} = 1$, получаем

$$U_{\delta} = 1,2 \text{ В.}$$

Генерируемая мощность автогенератором

$$P_1 = \frac{1}{2} \cdot I_{K1} \cdot U_{\varepsilon} = 4,7 \text{ мВт.}$$

Потребляемая мощность транзистором VT2

$$P_{02} = I_{K0} \cdot U_{K02},$$

где U_{K02} - постоянное напряжение между выходными электродами транзистора VT2. Принимаем $U_{K02} = 5 \text{ В}$, тогда

$$P_0 = 25 \text{ мВт.}$$

4. Расчёт элементов колебательного контура автогенератора (рисунок 7.3).

Задаёмся $\rho_1 = 150 \text{ Ом}$, $Q_{01} = 150$ - волновое сопротивление и добротность ненагруженного контура автогенератора; $Q_{n1} = 100$ - нагруженная добротность контура автогенератора.

Индуктивность катушки контура

$$L_1 = \rho_1 / (2\pi f_{\Gamma}) = 0,48 \text{ мкГн.}$$

Эквивалентная (суммарная) ёмкость контура автогенератора

$$C_{\Sigma} = 1 / (2\pi f_{\Gamma} \cdot \rho_1) = 21,2 \text{ пФ.}$$

Коэффициент включения контура АГ в выходную цепь

транзистора VT2 (рисунок 7.3)

$$\rho_1 = \sqrt{R_{\text{омт}} / R_{\text{э1}}},$$

где $R_{\text{э1}} = Q_{\text{н1}} \cdot \rho_1$ - эквивалентное сопротивление нагруженного контура автогенератора. При выбранных $R_{\text{омт}}$ и $R_{\text{э1}}$ имеем $\rho_1 = 0,1$.

Ёмкость между коллектором и эмиттером

$$C_{3\Sigma} = C_{\Sigma} / \rho_1 = 212 \text{ нФ.}$$

Ёмкость внешнего конденсатора (с учётом $C_{\text{вых}}$)

$$C_3 = C_{3\Sigma} - C_{\text{вых}} = 208,9 \text{ нФ.}$$

Принимаем $C_3 = 210 \text{ нФ.}$

Ёмкость конденсатора, включенного между базой и эмиттером VT2

$$C_{2\Sigma} = C_{3\Sigma} / K_{\text{oc}} = 218 \text{ нФ.}$$

Ёмкость внешнего конденсатора (с учётом C_{ex})

$$C_2 = C_{2\Sigma} - C_{\text{ex}} = 203,9 \text{ нФ.}$$

Принимаем $C_2 = 200 \text{ нФ.}$

Ёмкость дополнительного конденсатора

$$C_1 = C_{\Sigma} / [1 - \rho_1(1 + K_{\text{oc}})] = 26,5 \text{ нФ.}$$

Принимаем $C_1 = 27 \text{ нФ.}$

Приводим нумерацию элементов колебательного контура в соответствии с принципиальной схемой (рисунок 7.3). В результате получаем: $C1 = 210 \text{ нФ; } C2 = 200 \text{ нФ; } C3 = 27 \text{ нФ.}$

5. Расчёт элементов цепи смещения.

Определяем номинал резистора

$$R_{4\text{омт}} = (25...50) / S_0.$$

Задаёмся $R_4 = 40 / S_0$. В результате получаем

$$R_4 = 213,8 \text{ Ом.}$$

Принимаем $R_4 = 220 \text{ Ом}$.

Постоянное напряжение на базе VT2

$$U_{\bar{\sigma}02} = E_{C2} + I_{K0} \cdot R_4,$$

где $E_{C2} = E' - U_{\bar{\sigma}} \cdot \cos \theta$; $E' = 0,6 \text{ В}$ - напряжение отсечки. Получаем $U_{\bar{\sigma}02} = 1,7 \text{ В}$.

Ток резистивного делителя $R1, R2, R3$

$$I_{\sigma 0} = (5 \dots 10) I_{K0} / h_{21D}.$$

Принимаем $I_{\sigma 0} = 7 I_{K0} / h_{21D}$, получаем

$$I_{\sigma 0} = 0,286 \text{ мА.}$$

Сопротивление резистора

$$R_3 = U_{\bar{\sigma}02} / I_{\sigma 0} = 5,94 \text{ кОм.}$$

Принимаем $R_3 = 6,2 \text{ кОм}$.

Постоянное напряжение на базе VT1

$$U_{\bar{\sigma}01} = U_{K02} + I_{K0} \cdot R_4 + E_{C1} = 6,7 \text{ В.}$$

Сопротивление резистора

$$R_2 = (U_{\bar{\sigma}01} - U_{\bar{\sigma}02}) / I_{\sigma 0} = 17,5 \text{ кОм.}$$

Принимаем $R_2 = 18 \text{ кОм}$.

Сопротивление резистора

$$R_1 = (E_{II} - U_{\bar{\sigma}01}) / I_{\sigma 0} = 18,5 \text{ кОм.}$$

Принимаем $R_1 = 18 \text{ кОм}$.

6. Расчёт параметров элементов буферного каскада, собранного на транзисторе VT1 (рисунок 7.3) по схеме с общей базой.

Усреднённое входное сопротивление транзистора VT1

$$R_{\text{вх } \bar{\sigma}1} = 1 / [(g_{11} + S_1) \cdot \gamma_1(\theta)] = 10,9 \text{ Ом.}$$

Усреднённая входная ёмкость

$$C_{\text{вх } \bar{\sigma}1} = [C_{11} + b_{21} / (2\pi f_r)] \cdot \gamma_1(\theta) = 61,4 \text{ нФ.}$$

Усреднённое выходное сопротивление

$$R_{\text{вых} \bar{\sigma}1} \approx R_{\text{вых}1} = 2,27 \text{ кОм.}$$

7. Расчёт параметров элементов колебательного контура L_2, C_5, C_6 (рисунок 7.3). Задаётся $\rho_2 = 100 \text{ Ом}$, $Q_{02} = 100$ - волновое сопротивление и добротность контура буферного каскада соответственно.

Индуктивность катушки

$$L_2 = \rho_2 / (2 \cdot \pi \cdot f_{\Gamma}) = 0,32 \text{ мкГн.}$$

Суммарная ёмкость контура

$$C_{\Sigma} = C_5 \cdot C_6 / (C_5 + C_6) = 1 / (2 \cdot \pi \cdot f_{\Gamma} \cdot \rho_2) = 31,8 \text{ пФ.}$$

Принимаем $R'_n = 360 \text{ Ом}$ - сопротивление внешней нагрузки R_n , пересчитанное непосредственно к выходным зажимам транзистора VT1.

Воспользовавшись [14], определяем требуемый коэффициент включения

$$p_2 = \sqrt{R'_n / R_{\sigma 2}},$$

где $p_2 \cong C_6 / (C_5 + C_6)$ - коэффициент включения, определяемый через параметры элементов колебательного контура; $R_{\sigma 2} = R_{\sigma 02} \cdot R_{\text{вых} \bar{\sigma}1} / (R_{\sigma 02} + R_{\text{вых} \bar{\sigma}1})$ - эквивалентное сопротивление контура L_2, C_5, C_6 с учётом шунтирующего действия транзистора VT1.

Используя полученные выше данные, имеем

$$R_{\sigma 2} = 1,85 \text{ кОм, } p_2 = 0,44.$$

Этому требованию удовлетворяют $C_5 = 72,3 \text{ пФ}$, $C_6 = 56,8 \text{ пФ}$. Принимаем $C_5 = 75 \text{ пФ}$, $C_6 = 56 \text{ пФ}$.

8. Расчёт напряжения на внешней нагрузке R_n .

Коэффициент усиления по напряжению каскада с ОБ

$$K_{\bar{\sigma}} = R_n / R_{\text{вых} \bar{\sigma}1} = 16,5.$$

Амплитуда напряжения на внешней нагрузке

$$U_{II} = U_{\text{эхб}} \cdot K_{\sigma},$$

где $U_{\text{эхб}} \approx I_{\text{эхб}} / (R_{\text{эхб}} + R_{\text{вонт}}) / U_{\text{э}} = 0,081 \text{ В}$.

В результате имеем $U_{II} = 1,34 \text{ В}$.

9. Расчёт емкостей блокировочных конденсаторов (рисунок 7.3).

Сопротивление конденсатора С4 определяем из условия

$$X_{c4} = R_{\text{эхб}} / (10 \dots 20).$$

Задаёмся $X_{c4} = R_{\text{эхб}} / 15$. Получаем $C_4 = 4,3 \text{ нФ}$.

Принимаем $C_4 = 5,1 \text{ нФ}$.

Сопротивление конденсатора С7 выбираем из условия

$$X_{c7} = 0,1 \dots 1 \text{ Ом}.$$

Задаёмся $X_{c7} = 0,5 \text{ Ом}$, получаем $C_7 = 6,4 \text{ нФ}$.

Принимаем $C_7 = 10 \text{ нФ}$.

10. Энергетические показатели АГ.

Мощность РЧ колебаний в нагрузке

$$P_{II} = U_{II}^2 / 2R_{II} \approx 5 \text{ мВт}.$$

Мощность потребляемая от источника питания

$$P_0 \approx I_0 \cdot E_{II} = 60 \text{ мВт}.$$

КПД устройства

$$\eta = P_{II} / P_0 = 8,3 \%$$

8.4. Влияние параметров элементов схемы автогенератора на стабильность частоты

Во всех схемах АГ наблюдаются общие закономерности влияния параметров LC- контура, сопротивления нагрузки, АЭ и ряда других элементов на стабильности частоты. Причём в различных схемах это проявляется по-разному. В общих чертах это сводится к следующему.

Параметры LC -контура оказывают наибольшее влияние

на стабильность частоты. Это, прежде всего его конструктивная добротность, которая должна быть большой. Реализация этого требования сводится к выбору контура с большим характеристическим сопротивлением (при малом ρ добротность контура также мала), а следовательно, и его высокого эквивалентного сопротивления (десятки кОм). Кроме этого, элементы L и C контура должны иметь стабильные параметры как при изменении температуры, так и воздействия других дестабилизирующих факторов. Для повышения температурной стабильности частоты часто используется подбор L и C с противоположными температурными коэффициентами.

Сопротивление нагрузки $Z_H = R_H + jX_H$. Если нагрузка низкоомная (R_H в несколько раз меньше R_3), то при ее подключении к контуру заметно уменьшается общее сопротивление и, как следствие, стабильность частоты. Составляющая X_H изменяет резонансную частоту контура и, следовательно, генерируемую частоту. Кроме этого, R_H и X_H нестабильны во времени и зависят от режима работы. Поэтому необходимо, чтобы АГ работал на высокоомную нагрузку. Наиболее устойчивы к изменению нагрузки являются схемы с малым коэффициентом включения или схемы с практически полной развязкой контура АГ от нагрузки. Часто для этих целей используются и специальные развязывающие цепи (буферные каскады).

Выполнение первого требования уменьшает шунтирующее действие АЭ на контур, а второго - составляющую этих емкостей в суммарной емкости колебательного контура АГ. Кроме этого, уменьшить влияние $Z_{вх}$ и $Z_{вых}$ можно и выбором недонапряженного режима работы АЭ, а также применением стабилизированного источника питания.

Установлено, что стабильность частоты увеличивается

при понижении средней крутизны АЭ, которая в значительной степени зависит от постоянной составляющей выходного тока. Поэтому при построении схем АГ необходимо выбирать мало-мощные АЭ.

Чтобы устранить влияние инерционных свойств, необходимо выбирать АЭ с граничной частотой ω_s в несколько раз превышающей ω_r .

Точка заземления схемы по РЧ также влияет на стабильность частоты. Так схема с заземленным УЭ имеет более высокую температурную стабильность частоты по сравнению со схемой, в которой заземлен ИЭ. Повышенную стабильность частоты имеет и схема с заземленным ВЭ. Поэтому эти факторы необходимо учитывать при разработке конкретной принципиальной схемы АГ.

Рассмотренные выше схемы АГ (при одинаковых параметрах элементов схемы) по стабильности частоты неодинаковы. Из одноконтурных схем менее стабильной является схема с индуктивной ОС. Большую стабильность частоты обеспечивает АГ с емкостной ОС и еще большую - автогенератор с емкостной ОС и дополнительным конденсатором. Потенциально высокую стабильность частоты имеют двухконтурные АГ.

При оптимальном выборе схемы АГ, параметров элементов контура, АЭ и нагрузки реально обеспечить нестабильность частоты LC - автогенератора порядка, $10^{-4} \dots 5 \cdot 10^{-5}$.

Конструктивные и технологические характеристики схем также необходимо учитывать при разработке конкретных устройств. Наиболее простой является схема одноконтурного АГ с индуктивной ОС. В ней возможна раздельная регулировка $K_{ос}$ и сопротивления нагрузки, изменять $K_{ос}$ при сохранении неизменной ω_r . Ее недостаток - возможность возникновения

паразитных колебаний. Для их устранения в схему АГ включаются антипаразитные резисторы.

Применение двухконтурных АГ целесообразно в тех случаях, когда необходимо разделить функции контуров. Один из них выполняется с высокими качественными показателями, находится в ненагруженном состоянии и поэтому обеспечивает высокую стабильность частоты. Ко второму контуру подключена нагрузка, которая может быть достаточно низкоомной и нестабильной. С этой нагрузки снимается полезная мощность.

Применение ИМС не обеспечивает улучшение технических параметров АГ, что связано с ограниченными возможностями оптимизации режима ее работы. Однако в ряде случаев использование ИМС оправдано ввиду более высокой технологичности, повторяемости параметров при замене схем, небольших габаритах.

Низкочастотные генераторы синусоидальных колебаний, реализованные на ОУ с использованием RC-цепей, имеют меньшую стабильность частоты по сравнению с АГ на LC –элементах. Принято считать, что относительная нестабильность RC-генераторов составляет порядка 10^{-3} .

Генераторы сигналов прямоугольной формы, как правило, имеют меньшую стабильность частоты по сравнению с RC-генераторами гармонических колебаний. Однако стабильность частоты этих устройств зависит от способа получения выходного сигнала. Так генераторы прямоугольных сигналов на ОУ имеют стабильность частоты выше, чем аналогичные устройства на логических элементах. Однако эти устройства находят применение из-за своей простоты и технологичности.

9. ПРАКТИЧЕСКИЕ СХЕМЫ ГЕНЕРАТОРОВ

9.1. Усилитель мощности радиовещательного передатчика на полевых транзисторах

УМ предназначен для усиления частотномодулированных колебаний с уровня 3 Вт до 300 Вт в диапазоне частот 90...100 МГц и предварительной фильтрации гармоник несущей частоты. Схема УМ (рисунок 9.1) представляет однокаскадный двухтактный усилитель, выполненный на балансном полевом транзисторе VT1 с заземленным истоком. Применение балансного транзистора обеспечивает хорошую симметрию обоих плеч усилителя и значительно уменьшает индуктивность общего электрода. Реализация на полевом транзисторе усилителя мощности, работающего на изменяющуюся нагрузку (антенну), позволяет реализовать его главное преимущество – устойчивую работу на рассогласованную нагрузку.

Входная согласующая цепь, выполненная на широкополосном трансформаторе T1 трубчатой конструкции [10], обеспечивает согласование входного сопротивления усилителя (50 Ом) с низким (менее 10 Ом) входным сопротивлением балансного транзистора VT1. Вторичная обмотка T1 состоит из одного витка, образованного двумя трубчатыми проводниками, соединенными с одной стороны перемычкой. Ферритовый сердечник реализован в виде набора колец, размещенных на

этих трубках. Первичная обмотка трансформатора, содержащая три витка, размещена внутри вторичной обмотки. При этом коэффициент трансформации сопротивления составляет 9/1.

Выходная согласующая цепь УМ, состоящая из двух широкополосных трансформаторов и П-контура, трансформирует сопротивление нагрузки транзистора VT1 (около 12 Ом на оба плеча), при котором усилитель работает в перенапряженном режиме. Первый трансформатор, выполненный на коаксиальных кабелях W3 и W4 несимметричный и трансформирует сопротивление нагрузки в два раза (до 25 Ом), а второй, реализованный на полосковых линиях W1 и W2, используется для перехода к симметричному выходу активного элемента (VT1) и понижению сопротивления нагрузки еще в два раза.

П-контур, выполненный на элементах C22...C24, C35, C36, C40 и отрезка коаксиального кабеля W5, имеет коэффициент трансформации, близкий к единице, обеспечивает ослабление гармонических составляющих не менее 20 дБ. Окончательная фильтрация гармоник осуществляется фильтром гармоник, включенным между УМ и антенной. На схеме (рисунок 9.1) фильтр гармоник не приведен. Конденсаторы C27...C29 и C30...C32 – блокировочные.

Напряжение смещения на затворы транзистора VT1 подается со входа «АРМ» через среднюю точку вторичной обмотки трансформатора T1 совместно с напряжением, регулирующим коэффициент усиления УМ. В номинальном режиме напряжение смещения составляет 2,7 В стабилизируется параметрическим стабилизатором напряжения, выполненном на элементах R12, VD2, VD3, VD6, VD7 и C20 и далее через резистор R11, потенциометр R10, резистор R1 и вторичную обмотку T1 передается на базы VT1. В оптимальном режиме

напряжение смещения равно напряжению отсечки транзистора VT1.

В процессе работы УМ напряжение смещения может автоматически изменяться таким образом, чтобы обеспечить закрывание транзистора VT1. Резисторы R2...R9 и блокировочные конденсаторы C8, C9, C11...C16 образуют цепь автосмещения и используются для более точного согласования входного сопротивления транзистора VT1 с выходным сопротивлением трансформатора T1 и регулировки коэффициента усиления усилителя в процессе его окончательной настройки. Емкость конденсатора C10 подбирается в процессе настройки. Конденсаторы C5, C6 и C17 блокировочные.

Напряжение питания 45 В на сток транзистора VT1 подается с помощью схемы, питания, выполненной на элементах R21, L2, C21, C25, C26, C33 и C34. Остальные элементы схемы, совместно с элементами, выведенными на плату автоматики, и обеспечивают работу системы автоматики. На схеме (рисунок 9.1) эти элементы не приведены.

Коэффициент усиления усилителя около 100. КПД в номинальном режиме составляет 68...70 % при использовании в качестве VT1 транзистора BLF 278.

9.2. Широкополосный линейный усилитель мощности диапазона ВЧ

В диапазоне ВЧ используется однополосная модуляция (ОМ). Для усиления ОМ сигнала используются линейные усилители мощности (ЛУМ) с линейной амплитудной и фазочастотной характеристиками. Такие усилители строятся широкополосными и имеют, как правило, большой коэффициент усиления.

Каскады усиления ЛУМ делятся на предварительные и мощные оконечные. Основными требованиями для предварительных каскадов является высокая линейность, широкополосность и максимальная надёжность. Получение этих характеристик достигается, как правило, за счёт уменьшения КПД. В оконечных каскадах выбор между высоким КПД и высокой линейностью решается компромиссным путём.

Линейный усилитель мощности предназначен для усиления сигнала с однополосной модуляцией с 80 мВт до 80 Вт в диапазоне частот 2...30 МГц. Ширина полосы частот при больших уровнях мощности в значительной степени определяется межкаскадными согласующими цепями, а также цепями коррекции амплитудночастотных характеристик и обратной связи.

Схема усилителя приведена на рисунке 9.2 и предназначена для радиопередатчика ОМ сигнала мощностью 50 Вт. Широкополосность усилителя достигнута, прежде всего, применением в качестве межкаскадных согласующих цепей трансформаторов специальной трубчатой конструкции (Т1, Т2 и Т4).

Особенность усилителя – относительно низкий уровень нежелательных колебаний и сравнительно малая неравномерность АЧХ. Эти параметры достигаются применением частотнозависимой отрицательной обратной связи в выходном каскаде (со вторичной обмотки трансформатора Т3 через резисторы R11 и R12 на базы транзисторов VT3 и VT4) и в предоконечном каскаде (с помощью резисторов R4...R7), а также корректирующими цепями R2, C2; R3, C3 и R1, L1, C1.

Кроме этого, неравномерность АЧХ в полосе усиливаемых частот уменьшена за счёт применения цепи коррекции на входе оконечного каскада (конденсатор C7 и индуктивности

проводников АБ и ВГ, представляющих собой полоски длиной 30 и шириной 4 мм), и на выходе усилителя (индуктивность выходной обмотки трансформатора Т4 и ёмкость конденсатора С13).

Основные технические параметры усилителя приведены в таблице 9.1.

Таблица 9.1

№	Параметр	Значение
1	Выходная мощность, Вт, не менее	80
2	Напряжение питания, В	27
3	Сопротивление нагрузки, Ом	50
4	Входное сопротивление, Ом	50
5	Входное напряжение, В, не менее	2
6	Уровень второй гармоники, дБ, не более	-34
7	Уровень третьей гармоники, дБ, не более	-18
8	Уровень комбинационных колебаний третьего порядка в пике дБ, не более	-36
9	Уровень колебаний паразитной амплитудной модуляции дБ, не более	-20
10	Уровень интермодуляционных колебаний третьего порядка дБ, не более	-16
11	Ток потребления при номинальной выходной мощности А, не более	8
12	Диапазон рабочих температур окружающей среды (при температуре корпуса транзисторов не более +110 °С), град	-50...+50

Данные используемых элементов сведены в таблицу 9.2.

Таблица 9.2.

Обозначение	Конструкция сердечника трансформатора или дросселя, вид материала и типоразмер	Число витков в первичной I и вторичной II обмотках, марка провода, вид намотки, особенности конструкции
L3, L4	1 тороидальный сердечник, 100НМ-3Б, К10Х6Х3	I – 5 витков провода ПЭВ – 0,43
L5	2 тороидальных сердечника, 400НН-4, К12Х6Х4,5	I – 8 витков провода ПЭВ – 0,43
T1	2 столбика из 6 тороидальных сердечников каждый, 1000НМ-3Б, К5Х3Х1,5	I – 2 витка провода МПО – 0,2; II – 1 виток трубчатой конструкции с отводом от середины; I – обмотка расположена внутри II
T2	2 столбика из 5 тороидальных сердечников каждый, 1000НМ-3Б, К7Х4Х2	I – 2 витка по 2 провода МПО – 0,2 с отводом от точки соединения конца 1 провода с началом 2; II – 1 виток трубчатой конструкции с отводом от середины; I – обмотка расположена внутри II

Продолжение таблицы 9.2

Т3	1 тороидальный сердечник, 100НН-4, К16Х8Х6	I – 6 витков из 16 скрученных проводов ПЭВ – 0,31, разделённых на две группы по 8 проводов, с отводом от точки соединения конца 1 группы с началом 2; II – 1 виток провода МГШВ – 0,35 10 см
Т4	2 столбика из 7 тороидальных сердечников каждый, 400НН-4, К16Х8Х6	I – 1 виток трубчатой конструкции с отводом от середины; II – 2 витка из 10 проводов МПО – 0,2, включённых параллельно; II – обмотка расположена внутри I

Широкополосные трансформаторы, используемые в усилителе, способны обеспечить удовлетворительное согласование не только в диапазоне ВЧ, но и на более высоких частотах.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе изложены вопросы построения принципиальных схем усилителей мощности и автогенераторов на основе обобщенных структурных схем этих устройств. Приведены и конкретные методики реализации принципиальных схем этих устройств с использованием различных видов активных элементов и принципиальных схем их функциональных узлов: цепей питания, смещения и согласующих цепей.

Получены как упрощенные расчетные соотношения для определения параметров четырехполюсников для генераторных биполярных и полевых транзисторов с использованием физических моделей этих транзисторов, так и более точные, на основе которых реализуются инженерные методики расчета усилителей мощности и автогенераторов.

Приведены и конкретные примеры расчета согласующих цепей различных типов, а также принципиальной схемы автогенератора, выполненного по каскадной схеме.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Устройство генерирования и формирования сигналов: учебник для вузов / Л.А. Белова, В.М. Богачев, М.В. Благовещенский и др.; под ред. Г.М. Уткина, В.Н. Кулешова, М.В. Благовещенского. – М.: Радио и связь, 1994.

2. Петров Б.Е. Радиопередающие устройства на полупроводниковых приборах: учеб. пособие для радиотехн. спец. вузов/ Б.Е. Петров, В.А. Романюк. – М.: Высш. шк., 1989.

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

4. Проектирование радиопередатчиков. учеб. пособие для вузов / В.В. Шахгильдян, М.С. Шумилин, В.Б. Козырев и др.; под ред. В.В. Шахгильдяна. – М.: Радио и связь, 2000.

5. Титов А.А. Транзисторные усилители мощности МВ и ДМВ. - А.А. Титов. М.:СОЛОН-ПРЕСС, 2006.

6. Полупроводниковые приборы. Транзисторы средней и большой мощности: справочник / А.А. Зайцев, А.И. Миркин, В.В. Мокряков и др.; под ред. А.В. Голомёдова. - М.: Радио и связь, 1994.

7. Петухов В.М. Транзисторы и их зарубежные аналоги.: справочник в 4 томах. В.М. Петухов –М.: Радио Софт, 2000.

8. Бадалов А.Л. Нормы на параметры электромагнитной совместимости РЭС: справочник. А.Л. Бадалов., А.С. Михайлов – М.: Радио и связь, 1990.

9. Павлов В.Н. Аналоговые электронные устройства/В.Н. Павлов, В.Н. Ногин- М.: Радио и связь, 2003.

10. Рэд Э. Справочное пособие по высокочастотной схемотехнике: Схемы, блоки, 50-омная техника: пер. с нем./ Э.

Рэд. – М.: Мир, 1990.

11. Справочник по расчёту и конструированию СВЧ плосковых устройств/ С.И. Бахарев, В.И. Вольман, Ю.Н. Либ и др.; под ред. В.И. Вольмана. – М. Радио и связь, 1982.

12. Ханзел Г. Справочник по расчету фильтров./ Г. Ханзел – М.: Сов. радио ,1974.

13. Зааль Р. Справочник по расчету фильтров./Р. Зааль – М.: Радио и связь, 1983.

14. Попов В.П. Основы теории цепей: учеб. для вузов./ В.П. Попов - М.: Высш. шк., 2005.

15. Шитиков Г.Т. Стабильные автогенераторы метровых и дециметровых волн./ Г.Т. Шитиков – М.: Радио и связь, 1983.

16. Завражнов Ю.В. Усилители мощности, автогенераторы, умножители частоты для радиопередатчиков подвижной связи: учеб. пособие./ Ю.В. Завражнов. Воронеж: ВГТУ, 2002.

17. Бочаров М.И. Методика расчёта высокочастотного транзисторного автогенератора/ М.И. Бочаров, Д.Е. Горбунов.// Вестник ВГТУ. Сер. «Радиоэлектроника и системы связи». Воронеж 2002. Выпуск 42. С. 20 ... 24.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Введение.....	3
1. Усилители мощности.....	4
1.1. Обобщённая структурная схема усилителей мощности	4
1.2. Общие принципы построения принципиальных схем усилителей мощности	6
1.3. Схемы питания выходного электрода активного элемента.....	7
1.4. Схемы подачи отпирающего смещения на управляющий электрод.....	10
1.5. Схемы нулевого и запирающего смещения.....	14
1.6. Выбор общего электрода активного элемента.....	19
1.7. Выбор точки заземления схемы.....	20
2. Активные элементы.....	21
2.1. Генераторные биполярные транзисторы.....	21
2.2. Генераторные полевые транзисторы.....	22
2.3. Зарядовая модель биполярного транзистора.....	23
2.4. Физическая модель полевого транзистора.....	29
2.5. Контрольные вопросы.....	32
3. Трансформирующие и фильтрующие цепи.....	34
3.1. Основные понятия и положения.....	34
3.2. Узкодиапазонные трансформирующие цепи.....	36
3.3. Высокочастотный трансформатор как широкодиапазонная согласующая цепь.....	40
3.4. Широкодиапазонное согласование с использованием трансформаторов на линиях.....	43
3.5. Согласующие цепи на отрезках длинных линий.....	46
3.6. Выходные широкодиапазонные фильтры.....	49
3.7. Конструктивное выполнение согласующих цепей.....	52

3.8. Примеры расчёта согласующих цепей.....	56
3.9. Контрольные вопросы.....	59
4. Сложение мощностей активных элементов.....	60
4.1. Основные понятия и положения.....	60
4.2. Параллельное включение активных элементов.....	61
4.3. Двухтактное включение активных элементов.....	64
4.4. Мостовые устройства сложения мощности.....	68
4.5. Сложение мощностей в пространстве.....	71
4.6. Контрольные вопросы.....	73
5. Особенности построения и расчёта схем УМ различного назначения.....	75
5.1. Особенности построения принципиальных схем УМ.....	75
5.2. Методика электрического расчёта принципиальных схем УМ.....	79
5.3 Электрический расчёт принципиальной схемы транзисторного каскада.....	80
6. Одноконтурные автогенераторы.....	85
6.1. Трёхточечные схемы одноконтурных автогенераторов.....	85
6.2. Построение принципиальных схем автогенераторов.....	91
6.3. Пример составления принципиальной схемы одноконтурного автогенератора.....	94
6.4. Многоконтурные автогенераторы.....	96
6.5. Двухконтурные автогенераторы.....	97
6.6. Контрольные вопросы.....	102
7. Автогенераторы на сложных активных элементах.....	107
7.1. Автогенераторы на дифференциальном каскаде.....	107
7.2. Автогенераторы на каскадных схемах.....	109

7.3. Автогенераторы на микросхемах.....	113
7.4. Генераторы прямоугольных импульсов на ИМС.....	115
7.5. Контрольные вопросы.....	117
8. Разработка схем автогенераторов.....	120
8.1. Общий подход к разработке схем автогенераторов.....	120
8.2. Методика электрического расчёта схемы автогенератора.....	128
8.3. Пример электрического расчёта принципиальной схемы автогенератора.....	132
8.4. Влияние параметров элементов схемы автогенератора на стабильность частоты.....	139
9. Практические схемы генераторов.....	143
9.1. Усилитель мощности радиовещательного передатчика на полевых транзисторах.....	143
9.2. Широкополосный линейный усилитель мощности диапазона ВЧ.....	146
Заключение.....	152
Библиографический список.....	153

Учебное издание
Бочаров Михаил Иванович

ПОСТРОЕНИЕ И РАСЧЁТ СХЕМ ГЕНЕРАТОРОВ

В авторской редакции
Выпускающий редактор И.В. Медведева
Компьютерный набор Р.В. Веселова, Д.С. Пшеничного
Подписано в печать 10. 04. 2007.

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

Усл. печ. л. 9,8. Уч.-изд. л. 7,4. Тираж 250 экз.

Зак. №

ГОУ ВПО "Воронежский государственный технический
университет"

394026 Воронеж, Московский просп., 14