

Камчатский государственный технический университет

Кафедра радиооборудования судов

Д.А. Бакеев, А.И. Парфёнкин

Транзисторные генераторы

Рекомендовано

*Дальневосточным учебно-методическим центром (ДВ
РУМЦ) в качестве учебного пособия для студентов
и курсантов специальности 160905 «Техническая
эксплуатация транспортного радиооборудования»
вузов региона*

Петропавловск-Камчатский
2007

УДК 621.396.6(075.8)

ББК 32.848

Б19

Рецензенты:

Р.И. Пашкевич,

кандидат технических наук

Г.И. Дружин,

кандидат физико-математических наук

Бакеев Д.А., Пафёнкин А.И

Б19 Формирование и передача сигналов: Учеб. пособие. –
Петропавловск-Камчатский: КамчатГТУ, 2007. – 85 с.

Учебное пособие составлено в соответствии с требованиями к обязательному минимуму содержания дисциплины «Формирование и передача сигналов», входящей в основную образовательную программу подготовки специалистов по специальности 160905 «Техническая эксплуатация транспортного радиооборудования» государственного образовательного стандарта высшего профессионального образования.

УДК 621.396.6(075.8)

ББК 32.848

© КамчатГТУ, 2007

© Бакеев Д.А., 2007

© Парфёнкин А.И., 2007

Оглавление

Введение	4
1. Основные параметры транзисторного генератора с внешним возбуждением	5
2. Зависимость режимов работы транзисторного генератора с внешним возбуждением (ГВВ) от угла отсечки	11
3. Гармонический анализ режимов работы транзистора	18
4. Биполярный транзистор в генераторе с внешним возбуждением	23
5. Коррекция частотных характеристик транзистора ...	27
6. Нагрузочные характеристики транзисторного генератора с внешним возбуждением	31
7. Расчет режима транзистора в генераторе с внешним возбуждением	36
8. Цепи согласования генератора с внешним возбуждением	39
9. Фильтрация побочных излучений радиопередатчиков	44
10. Транзисторные умножители частоты	48
11. Параллельное и двухтактное включение транзисторов	51
12. Схемы сложения мощностей транзисторных генераторов с внешним возбуждением в мостовых устройствах	55
13. Автогенераторы на биполярных транзисторах	62
14. Амплитудная модуляция транзисторного генератора	71
15. Частотная и фазовая модуляции транзисторного генератора	77
Заключение	83
Литература	85

Введение

В радиопередающих устройствах широко используются биполярные транзисторы. Биполярные транзисторы применяются от самых низких частот до 10 ГГц.

Транзисторные каскады радиопередатчиков имеют следующие преимущества:

- устойчивость к механическим воздействиям;
- большой срок службы при условии защиты от превышения предельно допустимых напряжений и токов;
- отсутствие цепей накала;
- низкие питающие напряжения;
- широкополосность.

К недостаткам можно отнести:

- высокую стоимость из-за сложности изготовления транзисторов;
- низкий коэффициент усиления по мощности одного транзистора;
- малую мощность одного транзистора для каскада радиопередатчика;
- высокую чувствительность к перегрузкам;
- разброс параметров.

В настоящее время выпускаются радиопередатчики, в которых все маломощные каскады – транзисторные. Во многих радиопередатчиках мощностью до 100 кВт и частотой до 500 МГц транзисторы устанавливаются в выходных каскадах (применяются схемы сложения мощностей отдельных транзисторов).

Мощности современных биполярных транзисторов составляют 100–500 Вт в диапазоне частот до 100 МГц, 50–500 Вт – в диапазоне частот до 1 ГГц, 0,1–1 Вт – в диапазоне частот до 10 ГГц. Это определяет специфику применения биполярных транзисторов в радиопередатчиках, является основой схемных и конструкторских решений при проектировании.

В данном пособии рассматриваются вопросы построения электрических схем и организации их эффективной работы на высоком энергетическом уровне генератора с внешним возбуждением – основного каскада любого современного радиопередатчика.

1. Основные параметры транзисторного генератора с внешним возбуждением

Современные радиопередатчики содержат каскады, в которых происходит генерирование высокочастотных колебаний, их усиление, умножение частоты, изменение параметров колебания (модуляция) по закону сообщения: амплитуды, частоты, фазы.

Для выполнения перечисленных преобразований сигналов используется каскад, на вход которого подается высокочастотное напряжение (возбуждение) и в котором энергия источника постоянного напряжения преобразуется в энергию высокочастотных колебаний с помощью активного элемента – транзистора.

Таким образом, генератор с внешним возбуждением (ГВВ) является преобразователем энергии источника постоянного напряжения в энергию высокочастотных колебаний. Параметры этих колебаний определяются напряжением или током возбуждения, а также другими воздействиями на ГВВ при формировании заданных сигналов и их спектров.

В настоящее время при передаче радиосигналов используются в основном узкополосные радиосигналы (ширина их спектра не превышает 15–20% от несущей частоты). Для таких сигналов хорошей моделью является гармонический сигнал, определяемый по формуле

$$s(t) = A_m \sin(\omega t + \varphi),$$

где A_m – амплитуда; $(\omega t + \varphi)$ – фаза; ω – круговая частота; φ – начальная фаза.

Использование этой модели позволяет в первом приближении достаточно просто проследить прохождение сигналов, их преобразование в каскадах радиопередатчика. Можно считать, что применяемые в радиопередатчиках ГВВ возбуждаются, как правило, гармоническим напряжением или током и должны создавать на нагрузке также гармонические напряжения и токи.

Для работы активного элемента ГВВ необходимы цепи питания и смещения. Цепи питания подводят энергию, кото-

рая в дальнейшем преобразуется в высокочастотные колебания. Цепи смещения позволяют правильно выбрать исходное положение рабочей точки активного элемента, что оказывает существенное влияние на энергетические характеристики ГВВ (потребляемую от источника питания мощность, колебательную мощность на нагрузке ГВВ, коэффициент полезного действия). Цепи питания и смещения содержат блокировочные элементы, которые разделяют цепи постоянного и переменного токов ГВВ, обеспечивая его питание энергией постоянного напряжения, создавая путь для передачи колебательной мощности в нагрузку. На вход ГВВ поступает высокочастотное напряжение возбуждения от предшествующего каскада. Нагрузкой ГВВ является входное сопротивление последующего каскада либо фидер, передающий высокочастотные колебания в антенну.

Для наиболее полной передачи мощности источника возбуждения к активному элементу необходимо согласовать электрическую цепь, по которой эта мощность передается.

Согласование заключается в том, что выходное сопротивление источника возбуждения должно быть равно входному сопротивлению активного элемента. Эта задача решается включением между источником возбуждения и активным элементом специального согласующего устройства (цепи согласования), которая преобразует входное сопротивление активного элемента в выходное сопротивление источника возбуждения. Аналогично между активным элементом и нагрузкой ГВВ необходимо включить согласующее устройство, которое преобразует в общем случае комплексное сопротивление нагрузки в активное выходное сопротивление ГВВ. Структурная схема ГВВ представлена на рис. 1.1.

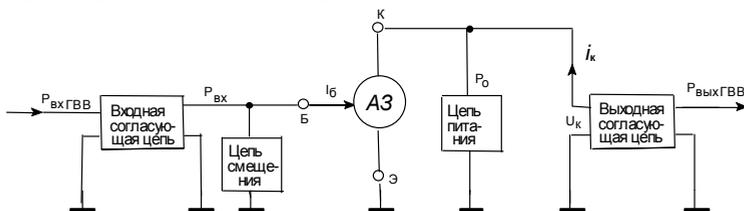


Рис. 1.1. Структурная схема генератора с внешним возбуждением

Преобразование энергии источников постоянного напряжения в энергию высокочастотных колебаний характеризуется численными величинами основных показателей ГВВ, которые позволяют оценить качество преобразования и сравнить различные ГВВ.

К энергетическим показателям транзисторного ГВВ относятся следующие:

$$P_1 = \frac{1}{2} I_{к1} U_k - \text{колебательная мощность на выходе ГВВ}$$

(мощность высокочастотных колебаний), где $I_{к1}$ – амплитуда коллекторного тока первой гармоники транзистора, U_k – амплитуда колебательного напряжения на коллекторе транзистора;

$P_0 = I_{к0} E_k$ – мощность, потребляемая от источника питания, где $I_{к0}$ – постоянная составляющая коллекторного тока, E_k – напряжение источника коллекторного питания;

$\xi = \frac{U_k}{E_k}$ – коэффициент использования коллекторного напряжения;

$$\eta = \frac{P_1}{P_0} - \text{коэффициент полезного действия ГВВ;}$$

$P_k = P_0 - P_1$ – мощность, выделяемая в виде тепла на коллекторе транзистора;

$P_6 = \frac{1}{2} I_{61} U_6$ – мощность возбуждения ГВВ, где I_{61} – амплитуда базового тока первой гармоники транзистора, U_6 – амплитуда напряжения возбуждения базы транзистора;

$P_{60} = I_{60} E_{см}$ – мощность, потребляемая от источника смещения, где I_{60} – постоянная составляющая базового тока транзистора, $E_{см}$ – напряжение смещения;

$P_{поб}$ – мощность побочных излучений на выходе ГВВ, который является оконечным каскадом радиопередатчика;

Δf – ширина полосы пропускания ГВВ.

Основные показатели биполярного транзистора, характеризующие его работу в ГВВ, являются параметрами эквивалентной схемы транзистора:

$r_b, r_э, r_k$ – сопротивления тела базы, эмиттера, коллектора;

$L_b, L_э, L_k$ – индуктивности ввода базы, эмиттера, коллектора;

$C_{\text{диф}}$ – диффузионная емкость эмиттерного перехода;

C_b – барьерная емкость эмиттерного перехода;

$C_{ка}$ – барьерная емкость активной части коллекторного перехода;

$C_{кп}$ – барьерная емкость пассивной части коллекторного перехода;

R_β – сопротивление рекомбинации неосновных носителей в базовой области;

$B = \frac{I_{к0}}{I_{б0}}$ – статический коэффициент усиления тока тран-

зистора, где $I_{к0}$ – постоянный ток коллектора, $I_{б0}$ – постоянный ток базы;

$\dot{\beta} = \frac{\dot{I}_{к1}}{\dot{I}_{б1}}$ – коэффициент усиления тока в динамическом

режиме, где $\dot{I}_{к1}$ – комплексная амплитуда первой гармоники тока коллектора, $\dot{I}_{б1}$ – комплексная амплитуда первой гармоники тока базы;

$\alpha = \frac{I_{к0}}{I_{э0}}$ – статический коэффициент передачи тока тран-

зистора;

$\dot{\alpha} = \frac{\dot{I}_{к1}}{\dot{I}_{э1}}$ – коэффициент передачи тока в динамическом

режиме.

На рис. 1.2 приведены статические вольт-амперные характеристики транзистора.

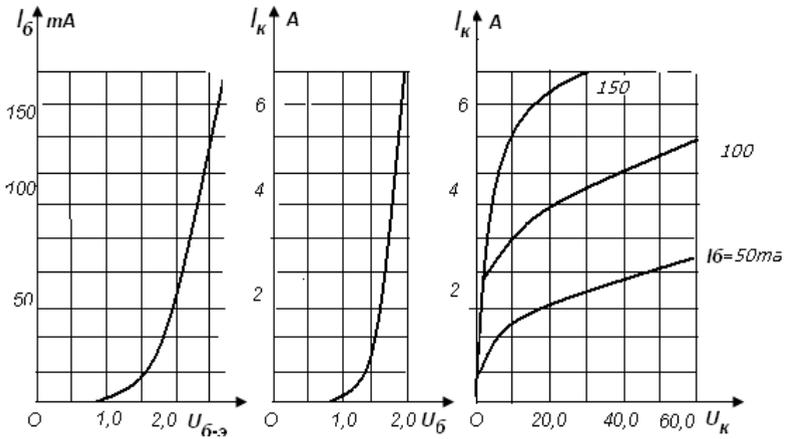


Рис. 1.2. Входная, переходная и выходная статические вольт-амперные характеристики транзистора

По переходной статической вольт-амперной характеристике определяется $S = \frac{di_k}{du_b}$ – крутизна переходной вольт-амперной характеристики.

По выходной статической вольт-амперной характеристике определяется $S_{гр} = \frac{i_k}{u_k}$ – крутизна линии граничного режима.

По входной статической вольт-амперной характеристике определяется $U_{отс}$ – начальное напряжение смещения.

Частотные свойства транзистора оцениваются граничными частотами:

f_β – частота, на которой модуль коэффициента усиления тока в динамическом режиме $|\dot{\beta}|$ уменьшается в $\sqrt{2}$ раз по сравнению со статическим коэффициентом β_0 (транзистор включен по схеме с общим эмиттером);

f_i – предельная рабочая частота транзистора, на которой $|\dot{\beta}|=1$;

f_α – частота, на которой модуль коэффициента усиления тока в динамическом режиме $|\alpha|$ уменьшается в $\sqrt{2}$ раз по сравнению со статическим коэффициентом α_0 (транзистор включен по схеме с общей базой).

На основании изложенного можно сделать вывод, что свойства биполярного транзистора очень сильно зависят от рабочей частоты. Поэтому транзистор является инерционным элементом, в котором с ростом рабочей частоты ухудшаются усилительные свойства.

На низких частотах (до частот f_β) расчет основных параметров транзисторного генератора с внешним возбуждением можно проводить по статическим вольт-амперным характеристикам (рис. 1.2).

В диапазоне рабочих частот $f_\beta \leq f \leq f_\alpha$ применяется схема с общим эмиттером, при этом расчет режима биполярного транзистора ведется по параметрам эквивалентной схемы.

На рабочих частотах $f_\alpha \leq f \leq f_t$ биполярный транзистор включают по схеме с общей базой. Расчет режима биполярного транзистора также ведется по параметрам эквивалентной схемы.

Выбор транзистора осуществляется по справочной литературе для известной рабочей частоты, мощности, допустимой мощности, выделяемой в виде тепла на коллекторе, а также по конструктивным параметрам. В настоящее время выпускается достаточно много мощных биполярных транзисторов, способных генерировать высокочастотные колебания в диапазоне частот ($10^5 \leq f \leq 2 \cdot 10^9$) Гц.

2. Зависимость режимов работы транзисторного генератора с внешним возбуждением (ГВВ) от угла отсечки

ГВВ представляет собой нелинейный резонансный усилитель, основной задачей которого является усиление напряжения частоты возбуждения и спектра частот модуляции, расположенных вблизи основной частоты. Применение нелинейного усилителя приводит к появлению гармоник частоты возбуждения. Для предотвращения появления побочных излучений эти гармоники должны быть отфильтрованы либо сразу на выходе ГВВ, либо на выходе радиопередатчика.

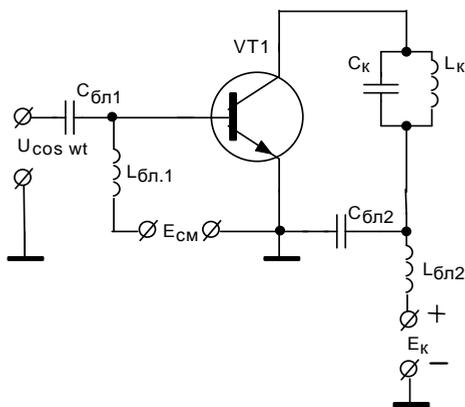
Электрические схемы ГВВ отличаются способом включения транзистора (с общим эмиттером, общей базой, общим коллектором) и способом подачи питания. В схеме, представленной на рис. 2.1, *а*, транзистор включен по схеме с общим эмиттером, питание в коллекторную цепь подается последовательно с контуром, смещение в базовую цепь подается параллельно с напряжением возбуждения. В схеме, представленной на рис. 2.1, *б*, транзистор также включен по схеме с общим эмиттером, питание в коллекторную цепь подается параллельно с контуром, смещение в базовую цепь подается последовательно с напряжением возбуждения.

Схема ГВВ содержит активный элемент (транзистор) и селективную цепь (параллельный колебательный контур L_k, C_k), выделяющий частоту возбуждения и некоторую полосу частот, примыкающую к ней (рис. 2.1).

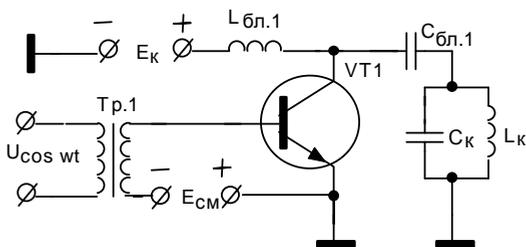
Через блокировочную индуктивность $L_{бл1}$ (рис. 2.1, *б*) подается постоянное напряжение смещения на базу транзистора. Эта индуктивность не пропускает переменное напряжение возбуждения в источник смещения.

Через блокировочные индуктивности $L_{бл2}$ (рис. 2.1, *а*) и $L_{бл1}$ (рис. 2.1, *б*) подается постоянное напряжение питания на коллектор транзистора. Эта индуктивность не пропускает переменное напряжение на коллекторе в источник коллекторного питания.

Емкость $C_{бл1}$ (рис. 2.1, а) не пропускает постоянное напряжение смещения в источник возбуждения и пропускает переменное напряжение возбуждения на базу транзистора.



а



б

Рис. 2.1. Схема ГВВ с последовательным (а) и параллельным (б) питанием коллекторной цепи

Емкость $C_{бл2}$ создает путь переменной составляющей в схеме (рис. 2.1, а). Емкость $C_{бл1}$ (рис. 2.1, а) предотвращает короткое замыкание через индуктивность L_k в схеме (рис. 2.1, б).

Схемы, представленные на рис. 2.1, а, 2.1, б, примерно равноценны. В схеме с последовательным питанием коллек-

торной цепи (рис. 2.1, *a*) к индуктивности $L_{\text{бл}2}$ предъявляются менее жесткие требования по величине приложенного напряжения, чем в схеме с параллельным питанием коллекторной цепи (рис. 2.1, *б*). В схеме с параллельным питанием коллекторной цепи контур заземлен, что является большим достоинством.

На рис. 2.2 представлены временные диаграммы токов и напряжений ГВВ при отсутствии инерционных явлений в транзисторе. На диаграмме показано, как изменяется произведение коллекторного тока и колебательного напряжения на коллекторе. Это произведение представляет собой мощность $P_{\text{рас}}$, выделяемую в виде тепла на коллекторе.

Из диаграммы видно, что ГВВ работает с отсечкой коллекторного тока (форма коллекторного тока представляет собой косинусоидальный импульс с отсечкой и отличается от формы колебательного напряжения на базе). Такой режим работы (с косинусоидальным импульсом коллекторного тока и гармоническим напряжением на коллекторе) называется гармоническим режимом ГВВ. Углом отсечки называется половина части периода в градусах или радианах, в течение которой через транзистор течет ток.

В гармоническом режиме выделяемая на коллекторе мощность в виде тепла равна вполне определенной величине, которая снижается при уменьшении угла отсечки.

Достоинством гармонического режима является то, что в нагрузке ГВВ отсутствуют все гармоники, кроме первой (упрощается фильтрация высших гармоник в оконечном каскаде). Недостатком этого режима является малая величина коэффициента полезного действия. При изменении угла отсечки θ от 90° до 180° коэффициент полезного действия изменяется: $0,25 < \eta < 0,78$. При изменении угла отсечки θ от 0° до 90° коэффициент полезного действия η изменяется от $0,78$ до $1,00$. Однако при этом существенно увеличивается максимальное напряжение база – эмиттер транзистора.

В зависимости от напряжений смещения, возбуждения, питания различают три основных класса работы ГВВ.

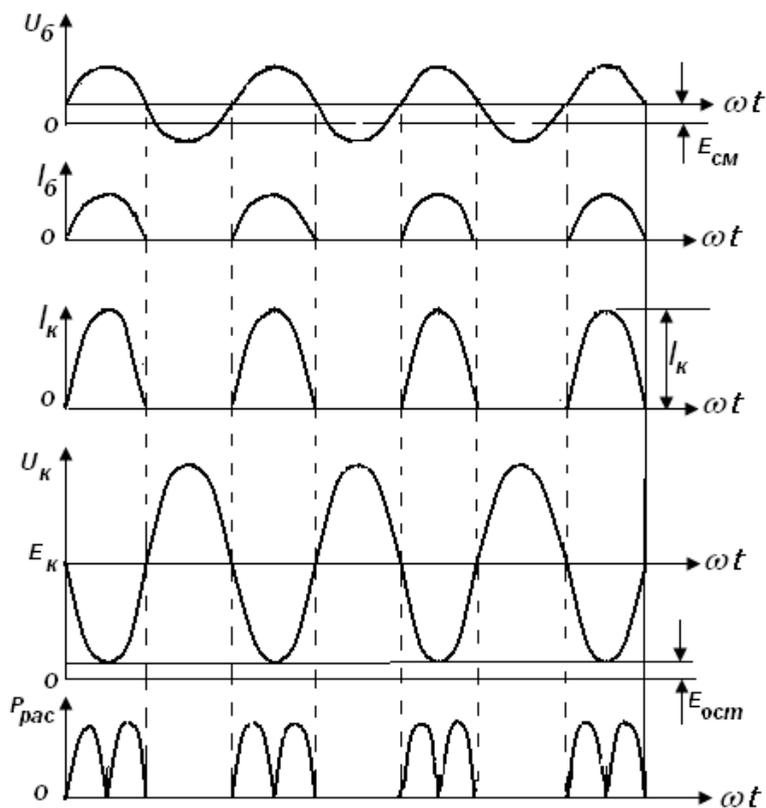


Рис. 2.2. Временные диаграммы токов и напряжений ГВВ

В классе А исходное положение рабочей точки O на статической выходной характеристике выбирается на середине нагрузочной прямой. В этом случае ГВВ работает без отсечки базового и коллекторного токов. Угол отсечки $\theta = 180^\circ$. На рис. 2.3 представлены диаграммы токов и напряжений, построенные на статической выходной вольт-амперной характеристике транзистора для класса А.

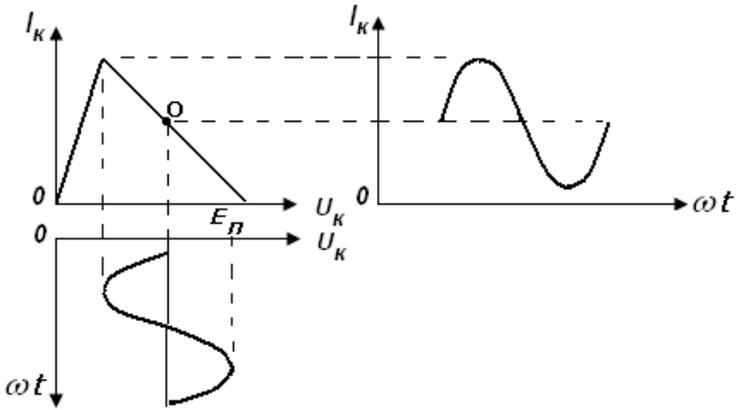


Рис. 2.3. Диаграммы токов и напряжений для класса А

В классе В исходное положение рабочей точки O на статической выходной характеристике выбирается на нагрузочной прямой при нулевом коллекторном токе. В этом случае ГВВ работает с отсечкой базового и коллекторного токов. Угол отсечки $\theta = 90^\circ$. На рис. 2.4. представлены диаграммы токов и напряжений, построенные на статической выходной вольт-амперной характеристике транзистора для класса В.

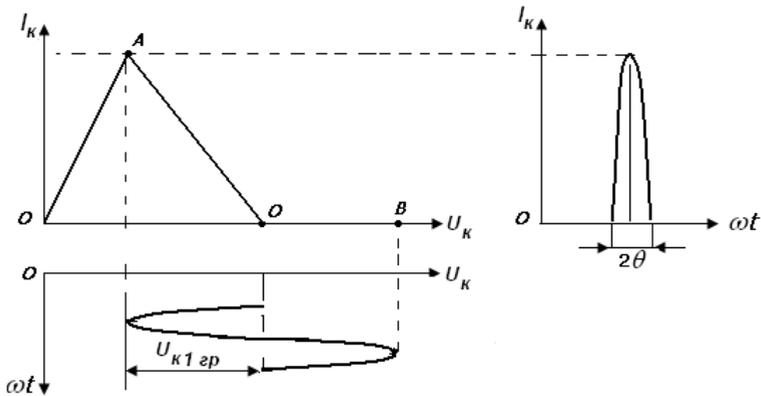


Рис. 2.4. Диаграммы токов и напряжений для класса В

В классе С угол отсечки $\theta < 90^\circ$, поэтому исходное положение рабочей точки на статической выходной характеристике выбирается справа от начала нагрузочной прямой. На рис. 2.5 представлены диаграммы токов и напряжений, построенные на статической выходной вольт-амперной характеристике транзистора для класса С.

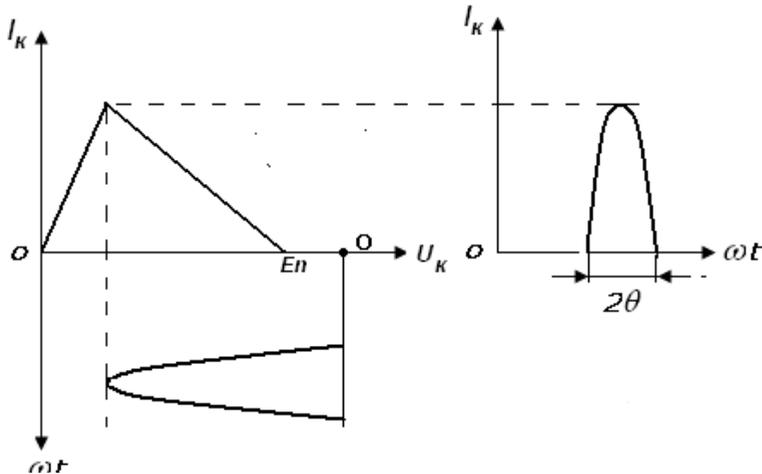


Рис. 2.5. Диаграммы токов и напряжений для класса С

При возбуждении транзистора ГВВ гармоническим током заряд накопленных в базе инжектированных из эмиттера неосновных носителей также изменяется по гармоническому закону. На рис. 2.6 представлена кулон-амперная характеристика транзистора, аппроксимированная двумя прямыми линиями.

При выполнении построений учитывалось, что $q_{отс} = C_3 U_{отс}$, где $q_{отс}$ – заряд, накопленный в базе транзистора, соответствующий напряжению $U_{отс}$; C_3 – суммарная емкость эмиттерного $p-n$ перехода; $U_{отс}$ – напряжение на базе транзистора, при котором переход эмиттер – база начинает отпираться ($U_{отс} = 0,7$ В для кремниевых транзисторов).

Постоянная составляющая заряда на суммарной емкости эмиттерного $p-n$ перехода определяется как

$$Q_{y0} = C_3 U_{эн0},$$

где $U_{эн0}$ – постоянная составляющая напряжения на эмиттерном переходе.

Для расчета крутизны наклонной части входной характеристики $U_{эн}$ применяется формула

$$S = \frac{dU_{эн}}{dq_y} = \frac{1}{C_s}.$$

На основе приведенных соотношений может быть построена входная кулон-вольтовая характеристика транзистора (зависимость напряжения на эмиттерном переходе от накопленного заряда в базе представлена в нижней части рис. 2.6). С помощью этой характеристики можно определить зависимость напряжения на базе транзистора от времени. Проведенные построения показывают, что угол отсечки напряжения на базе составляет $(\pi - \theta)$.

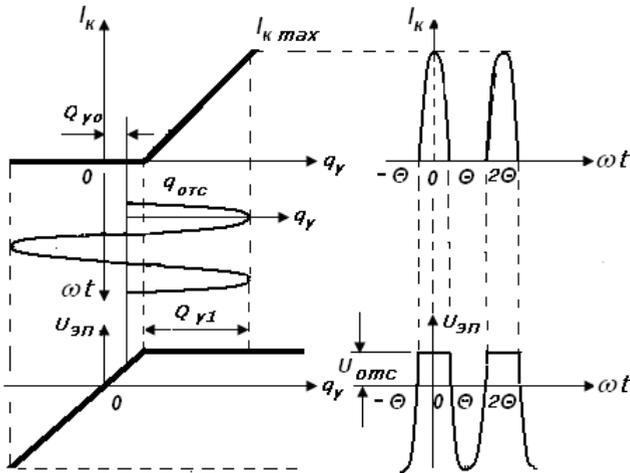


Рис. 2.6. Эпюры токов и напряжений базы транзистора

Таким образом, при возбуждении ГВВ гармоническим током форма напряжения на базе является гармонической с отсечкой, при этом угол отсечки равен $(\pi - \theta)$. Это позволяет легко рассчитывать постоянную составляющую, первую гармонику напряжения на базе аналогично тому, как это делается при расчете постоянной составляющей и первой гармоники коллекторного тока.

3. Гармонический анализ режимов работы транзистора

На транзисторный ГВВ подают напряжение источника коллекторного питания E_k , напряжение смещения $E_{см}$, переменное напряжение возбуждения $U_б$. При воздействии этих напряжений в ГВВ текут следующие токи:

$$i_k(t) = \begin{cases} I_{кмix} \cos \omega t & \text{при } -\frac{\theta}{\omega} \leq t \leq \frac{\theta}{\omega} \\ 0 & \text{при } t \geq \frac{\theta}{\omega}, t \leq -\frac{\theta}{\omega} \end{cases} - \text{импульс коллекторного тока транзистора, амплитуда которого } I_{кmax};$$

$I_{б1}$ – амплитуда базового тока первой гармоники.

Ток $i_k(t)$ можно представить в виде ряда Фурье:

$$i_k(t) = I_{к0} + I_{к1} \cos \omega t + I_{к2} 2\omega t + \dots + I_{кn} \cos n\omega t,$$

где $I_{к1}, I_{к2}, I_{кn}$ – амплитуды коллекторного тока первой, второй, n -й гармоник.

Запишем аналитическое выражение тока коллектора транзистора ГВВ от времени для классов А, В, С:

$$i_k(t) = I_k \cos \omega t - (I_k - I_{кmax}) \text{ при } -\theta < \omega t < \theta. \quad (3.1)$$

$$\text{Если } \omega t = \theta, \text{ то } i_k = 0, \text{ поэтому } I_k = \frac{I_{кmax}}{1 - \cos \theta}. \quad (3.2)$$

Подставив уравнение (2) в уравнение (1), получим:

$$i_k(\omega t) = I_{кmax} \frac{\cos \omega t - \cos \theta}{1 - \cos \theta}.$$

Постоянная составляющая коллекторного тока при $t_1 = -\frac{\theta}{\omega}, t_2 = \frac{\theta}{\omega}$ вычисляется по формуле

$$\begin{aligned}
I_{к0} &= \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_2} i_k(\omega t) dt = \frac{I_{к\max}}{T(1-\cos\theta)} \int_{t_1}^{t_2} (\cos \omega t - \cos \theta) dt = \\
&= \frac{I_{к\max}}{T(1-\cos\theta)} \left[\frac{\sin \omega t}{\omega} - (\cos \theta)t \right] \Big|_{t_1}^{t_2} = \frac{I_{к\max}}{\pi(1-\cos\theta)} (\sin \theta - \theta \cos \theta) = \\
&= \alpha_0 I_{к\max},
\end{aligned}$$

$$\alpha_0 = \frac{\sin \theta - \theta \cos \theta}{\pi(1 - \cos \theta)}.$$

Аналогично после вычислений первая гармоника коллекторного тока определяется как

$$I_{к1} = \frac{2}{T} \int_{t_1}^{t_2} i_k \cos \omega t \cdot dt = \alpha_1 I_{к\max},$$

$$\alpha_1 = \frac{\theta - \sin \theta \cdot \cos \theta}{\pi(1 - \cos \theta)};$$

n -гармоника коллекторного тока находится по формуле

$$I_{кn} = \frac{2}{T} \int_{t_1}^{t_2} i_k \cos n\omega t \cdot dt = \alpha_n I_{к\max},$$

$$\alpha_n = \frac{2[\sin(n\theta)\cos\theta - n\sin\theta\cos(n\theta)]}{\pi n(n^2 - 1)(1 - \cos\theta)}.$$

Коэффициенты $\alpha_0, \alpha_1, \dots, \alpha_n$ получили название коэффициентов Берга и являются коэффициентами разложения в ряд Фурье последовательности косинусоидальных импульсов коллекторного тока.

Отметим, что помимо коэффициентов $\alpha_0, \alpha_1, \dots, \alpha_n$ применяются коэффициенты Берга $\gamma_0, \gamma_1, \dots, \gamma_n$. Взаимосвязь коэффициентов осуществляется по формуле $\gamma_n = \alpha_n(1 - \cos\theta)$. С помощью коэффициента γ_1 , например, можно найти $I_{к1} = \gamma_1 S U_6$, где S – крутизна характеристики, U_6 – напряжение возбуждения.

Найдем значения коэффициента полезного действия в гармоническом режиме при различных классах работы ГВВ. В общем случае коэффициент полезного действия определяется как

$$\eta = \frac{P_1}{P_0} = \frac{0,5 \cdot I_{к1} U_k}{I_{к0} E_k} = 0,5 \xi g(\theta),$$

где $\xi = \frac{U_k}{E_k}$ – коэффициент использования коллекторного на-

пряжения; $g(\theta) = \frac{\alpha_1}{\alpha_0}$ – коэффициент формы.

Коэффициент использования коллекторного напряжения ξ принимает максимальные значения в зависимости от угла отсечки:

$$\text{при } \theta = 180^\circ \quad \xi \approx 0,5;$$

$$\text{при } \theta = 90^\circ \quad \xi \approx 1;$$

$$\text{при } \theta < 90^\circ \quad \xi \approx 1.$$

Коэффициент формы $g(\theta)$ принимает значения, монотонно изменяясь в зависимости от угла отсечки:

$$\theta = 180^\circ, \quad g(\theta) = 1;$$

$$\theta = 90^\circ, \quad g(\theta) = 1,56;$$

$$\theta = 0^\circ, \quad \text{коэффициент формы стремится к } g(\theta) = 2.$$

Таким образом, в зависимости от угла отсечки коэффициент полезного действия принимает следующие значения:

$$\theta = 180^\circ, \quad \eta < 0,25;$$

$$\theta = 90^\circ, \quad \eta \approx 0,78;$$

$$\theta = 0^\circ, \quad \eta = 1.$$

Отметим, что при $\theta = 0^\circ$ величина колебательной мощности равна нулю, поэтому такой режим является лишь иллюстрацией изменения коэффициента полезного действия в зависимости от угла отсечки.

Помимо гармонического режима применяется также ключевой режим транзисторного генератора с внешним возбуждением. На рис. 3.1 приведена схема ГВВ, транзистор которого работает в ключевом режиме.

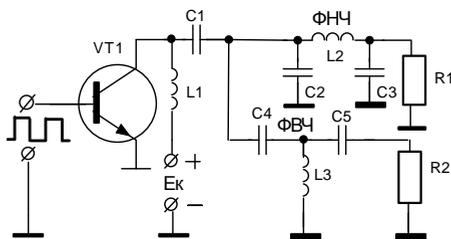


Рис. 3.1. Электрическая схема ГВВ, транзистор которого работает в ключевом режиме

Для перехода в ключевой режим с резистивной нагрузкой на базу транзистора подают напряжение в виде меандра, положительная полуволна которого открывает транзистор. На рис. 3.2 приведены диаграммы напряжений и токов ГВВ, транзистор которого работает в ключевом режиме.

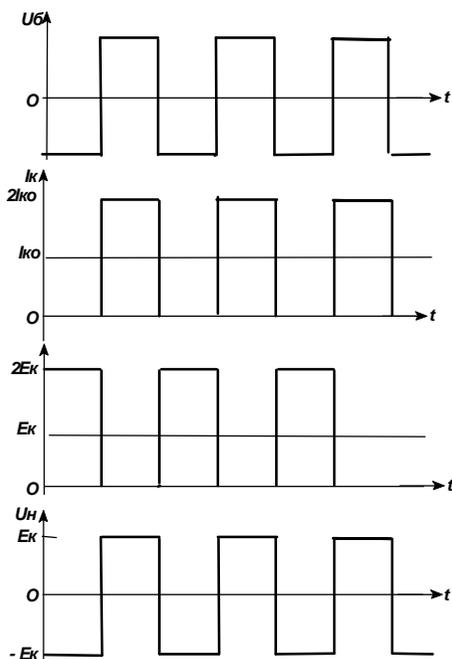


Рис. 3.2. Диаграммы напряжений и токов ГВВ, транзистор которого работает в ключевом режиме

В рассматриваемой схеме мощность потерь имеет минимальное значение при полностью открытом транзисторе (равна нулю при нулевом остаточном напряжении коллектор – эмиттер). Мощность потерь увеличивается в такие моменты времени, когда транзистор переходит из открытого состояния в закрытое, из закрытого в открытое (произведение коллекторного тока на колебательное напряжение на коллекторе не равно нулю).

Нагрузка ГВВ должна иметь чисто активный характер. Тогда форма колебательного напряжения на коллекторе повторяет форму напряжения на базе со сдвигом фазы на π .

Найдем значения коэффициента полезного действия при ключевом режиме работы ГВВ, когда коллекторный ток и коллекторное напряжение имеют форму меандра.

Максимальный ток при открытом транзисторе определяется так:

$$i_k = i_{k\max} = \frac{2E_k}{R_H}.$$

Постоянная составляющая коллекторного тока вычисляется как

$$I_{k0} = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_2} i_k dt = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_2} \frac{2E_k}{R_H} dt = \frac{2E_k}{TR_H} t.$$

Подставляя пределы $t_1 = -\frac{\theta}{\omega}$, $t_2 = \frac{\theta}{\omega}$, получим:

$$I_{k0} = \frac{2E_k \theta}{\pi R_H}.$$

При $\theta = \frac{\pi}{2}$ $I_{k0} = \frac{E_k}{R_H}$.

Ток первой гармоники определяется по формуле

$$\begin{aligned} I_{k1} &= \frac{2}{T} \int_{t_1}^{t_2} i_k \cos \omega t \cdot dt = \frac{2}{T} \int_{t_1}^{t_2} \frac{2E_k}{R_H} \cos \omega t \cdot dt = \frac{4E_k}{TR_H} \int_{t_1}^{t_2} \cos \omega t \cdot dt = \\ &= \frac{4E_k}{2\pi R_H} 2 \cos \theta = \frac{4E_k}{\pi R_H} \cos \theta. \end{aligned}$$

$$\text{При } \theta = \frac{\pi}{2} \quad I_{\text{к1}} = \frac{4E_{\text{к}}}{\pi R_{\text{н}}}.$$

Напряжение первой гармоники находится так:

$$U_{\text{к1}} = \frac{2}{T} \int_{t_1}^{t_2} 2E_{\text{к}} \cos \omega t \cdot dt = \frac{4E_{\text{к}}}{\pi}.$$

Коэффициент полезного действия ключевого ГВВ вычисляется по формуле

$$\eta = \frac{P_1}{P_0} = \frac{0,5 \cdot I_{\text{к1}} U_{\text{к1}}}{I_{\text{к0}} E_{\text{к}}} = \frac{8}{\pi^2} \approx 0,81.$$

4. Биполярный транзистор в генераторе с внешним возбуждением

В эквивалентной схеме биполярного транзистора (рис. 4.1) свойства транзистора как активного элемента учтены генератором коллекторного тока $I_{\text{к}}(U_{\text{эп}})$, зависящего от мгновенного напряжения на эмиттерном переходе $U_{\text{эп}}$. Сопротивления $r_{\text{б}}$, $r_{\text{э}}$, $r_{\text{к}}$ учитывают потери в телах базы, эмиттера, коллектора; индуктивности вводов транзистора учитываются индуктивностями $L_{\text{б}}$, $L_{\text{э}}$, $L_{\text{к}}$; R_{β} – сопротивление рекомбинации; $C_{\text{диф}}$, $C_{\text{э}}$ – диффузионная и барьерная емкости эмиттерного перехода; $C_{\text{ка}}$ – барьерная емкость активной части коллекторного перехода; $C_{\text{кп}}$ – барьерная емкость пассивной части коллекторного перехода.

Из схемы следует, что частотные свойства транзистора зависят от реактивных элементов (индуктивности вводов $L_{\text{б}}$, $L_{\text{э}}$, $L_{\text{к}}$ и емкостей $C_{\text{диф}}$, $C_{\text{э}}$, $C_{\text{ка}}$, $C_{\text{кп}}$).

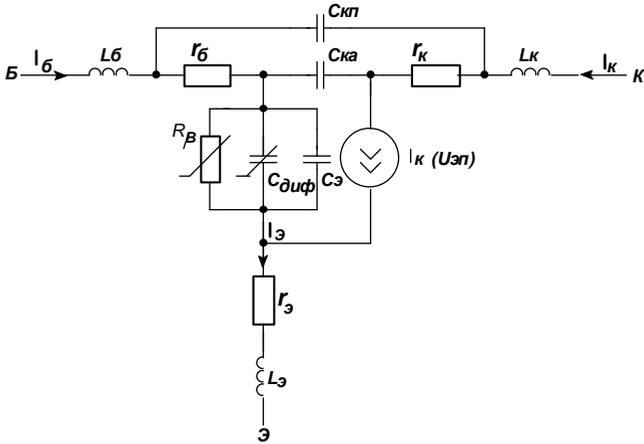


Рис. 4.1. Эквивалентная схема биполярного транзистора

При анализе ГВВ на биполярном транзисторе используют параметры эквивалентной схемы $r_б$, $r_э$, $r_к$, $L_б$, $L_э$, $L_к$, $C_{диф}$, $C_э$, $C_{ка}$, $C_{кп}$, коэффициенты передачи тока, параметры статических вольт-амперных характеристик и граничные частоты.

Частотные свойства биполярного транзистора оценивают граничными частотами.

Для схемы с общим эмиттером на частоте $f_β$ модуль коэффициента усиления тока в динамическом режиме $|\beta|$ уменьшается в $\sqrt{2}$ раз по сравнению со статическим коэффициентом усиления β_0 .

На частоте f_t (предельной частоте работы транзистора в схеме с общим эмиттером) модуль коэффициента усиления тока в динамическом режиме $|\beta| = 1$.

На частоте $f_α$ модуль коэффициента передачи тока в динамическом режиме $|\alpha|$ уменьшается в $\sqrt{2}$ раз по сравнению со статическим коэффициентом α_0 для схемы с общей базой.

Взаимосвязь граничных частот определяется как $f_α = f_t + f_β$.

При включении транзистора по схеме с общим эмиттером различают $\beta_0 = \frac{I_{к0}}{I_{б0}}$ – статический коэффициент усиления тока

(при постоянных токах базы и коллектора) и $\dot{\beta} = \frac{\dot{I}_{к1}}{\dot{I}_{б1}}$ – коэффициент усиления тока в динамическом режиме ($\dot{I}_{к1}, \dot{I}_{б1}$ – комплексные амплитуды первой гармоники токов коллектора и базы).

Средний коэффициент усиления тока ($B = \frac{f_t}{f_\beta}$) для большинства транзисторов $B = 15 \dots 30$.

Крутизна входной статической характеристики определяется выражением $S_{вх} = \frac{di_{б}}{du_{бэ}}$; крутизна статической переход-

ной характеристики – формулой $S_{вх} = \frac{di_{к}}{du_{бэ}}$. Взаимосвязь этих параметров можно выразить как $S = BS_{вх}$.

Необходимо отметить, что высокие частоты по-разному влияют на маломощные и мощные биполярные транзисторы. Это объясняется тем, что маломощные транзисторы имеют достаточно высокую действительную часть входного сопротивления, вследствие чего можно считать, что маломощный транзистор возбуждается гармоническим напряжением.

Биполярные транзисторы большой мощности изготавливают в виде многоэмиттерных структур, поэтому входное сопротивление таких транзисторов в схеме с общим эмиттером – низкое (при параллельном соединении нескольких резисторов их общее сопротивление меньше сопротивления любого резистора). Можно считать, что такой транзистор возбуждается гармоническим током.

Для маломощного биполярного транзистора на низких частотах можно пренебречь влиянием индуктивностей вводов $L_{б}, L_{с}, L_{к}$ из-за их малости. Также можно пренебречь емкостным сопротивлением емкостей $C_{диф}, C_{с}, C_{ка}, C_{кп}$ ввиду их большого значения на низких частотах. Поэтому эквивалент-

ная схема биполярного транзистора на низких частотах будет иметь вид, изображенный на рис. 4.2.

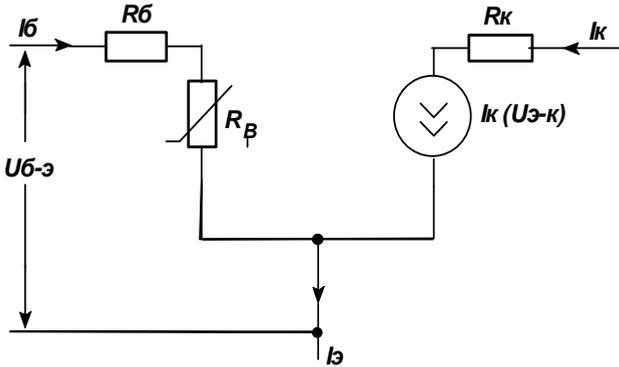


Рис. 4.2. Эквивалентная схема биполярного транзистора на низких частотах

На повышенных частотах ($f > f_β$) проявляется инерционность транзистора. Это объясняется конечным временем пролета t_t носителей заряда через базу.

При открытом эмиттерном переходе через него течет ток $i_э = I_{э1} \cos \omega t$. Тогда ток коллектора отстает по фазе на фазовый угол $\varphi_к = \omega t_t$, который зависит от частоты ω :

$$i_к = I_{к1} \cos \omega(t - t_t) = I_{к1} \cos(\omega t - \varphi_к).$$

На рис. 4.3 представлены векторные диаграммы для токов и напряжений в базовой цепи, построенные согласно условиям $i_э = i_к + i_б$, $u_б = u_э + i_б r_б$. Из этих диаграмм следует, что с ростом частоты в результате прохождения тока через диффузионную емкость базового перехода происходит увеличение базового тока $I_{б1}$ и напряжения на базе $U_{б1}$.

Из векторных диаграмм следует, что на повышенных частотах зависимость $i_к$ и $u_б$ не определяется статической переходной характеристикой транзистора – она зависит от частоты. Поэтому расчет режима транзистора на повышенных частотах необходимо проводить, используя эквивалентную схему.

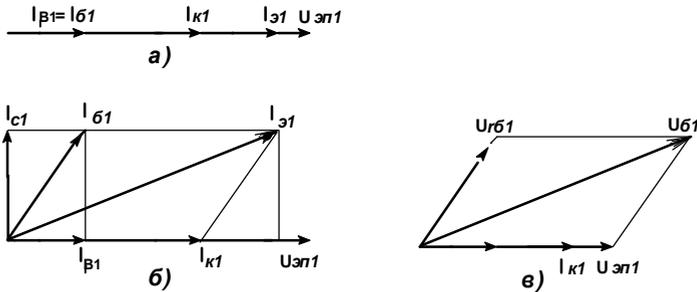


Рис. 4.3. Векторные диаграммы в базовой цепи транзистора: для тока при $S < S_B$ (а); для тока (б) и напряжения (в) при $S > S_B$

Длительность переходных процессов при отпирании и заперении эмиттерного перехода различная. Это приводит к тому, что при работе транзистора с отсечкой коллекторного тока форма импульса коллекторного тока i_k отличается от косинусоидальной. Кроме того, ток отстает от напряжения. Применение цепей коррекции позволяет на повышенных частотах получить в коллекторной цепи импульс коллекторного тока, форма которого практически не отличается от косинусоидальной. Это позволяет применить методику расчета режима транзистора по переходной характеристике.

5. Коррекция частотных характеристик транзистора

Ослабить зависимость параметров транзистора от частоты позволяет частотная коррекция. При коррекции к транзистору подключают дополнительные элементы, позволяющие уменьшить влияние частотно-зависимых параметров транзистора. Рассмотрим электрическую схему (рис. 5.1), где резистор R_2 – эквивалентное входное сопротивление транзистора; C_2 – эквивалентная входная емкость транзистора; R_1, C_1 – дополнительные корректирующие элементы для улучшения частотных свойств транзистора. Найдем коэффициент передачи цепи (рис. 5.1):

$$K = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2},$$

где $Z_1 = \frac{R_1}{j\omega\tau_1 + 1}$ ($\tau_1 = R_1C_1$ – постоянная времени);

$$Z_2 = \frac{R_2}{j\omega\tau_2 + 1} \quad (\tau_2 = R_2C_2).$$

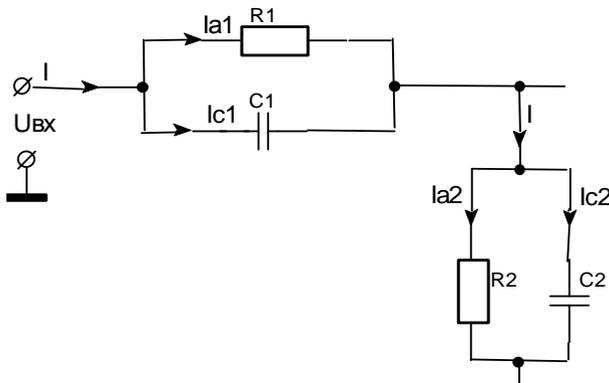


Рис. 5.1. Электрическая схема, поясняющая действие корректирующей цепочки

Если $\tau_1 = \tau_2$, тогда $U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} = U_{\text{вх}} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$ не за-

висит от частоты.

Таким образом, для осуществления коррекции необходимо равенство постоянных времени корректирующей и корректируемой цепей.

Рассмотрим базовую коррекцию (рис. 5.2). Сопротивление корректирующей цепи вычисляется по формуле

$$Z_1 = \frac{R_1}{j\omega R_1 C_1 + 1}.$$

Модуль сопротивления корректирующей цепи определяется как

$$Z_1 = \frac{R_1}{\sqrt{1 + \omega^2 R_1^2 C_1^2}}.$$

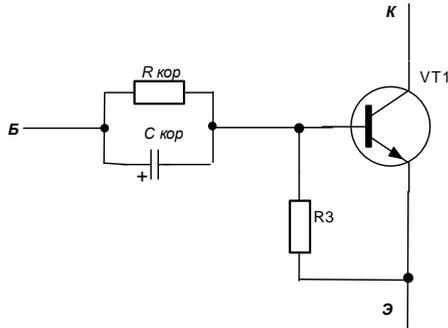


Рис. 5.2. Схема базовой коррекции

Очевидно, что модуль сопротивления корректирующей цепи много больше, чем сопротивление тела базы транзистора r_6 :

$$Z_1 = \frac{R_1}{\sqrt{1 + \omega^2 R_1^2 C_1^2}} > r_6.$$

Из условий $Z_1 = 5r_6$, $\tau_1 = R_1 C_1 = \tau_\beta$, $f_\beta = \frac{1}{\tau_\beta}$ можно вывести значение сопротивления коррекции:

$$R_{\text{кор}} = R_1 = 5r_6 \sqrt{1 + \frac{f}{f_\beta}}.$$

Емкость перехода эмиттер – база принимает различные значения при открытом и закрытом состояниях этого перехода. В открытом состоянии это диффузионная емкость перехода, а в закрытом – барьерная емкость, которая примерно на порядок меньше диффузионной емкости. Для уменьшения влияния емкости перехода эмиттер – база на переходные процессы в базовой области включают параллельно переходу база – эмиттер резистор R_3 . Величина сопротивления этого резистора определяется как $R_3 = \frac{\tau_\beta}{C_3}$, где C_3 – барьерная емкость.

Отметим, что базовая коррекция эффективна при условии $R_{\text{кор}} < R_3$.

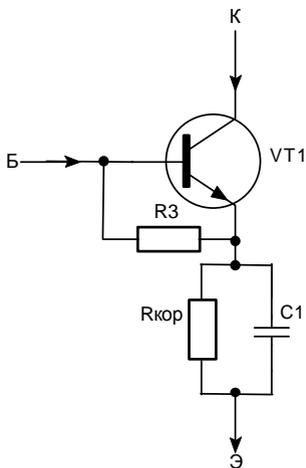


Рис. 5.3. Схема эмиттерной коррекции

На рис. 5.3 приведена схема эмиттерной коррекции. Эмиттерная коррекция, как и базовая, эффективна при $R_{\text{кор}} < R_3$. При расчете параметров корректирующих цепочек эмиттерной коррекции аналогично можно определить сопротивление коррекции:

$$R_{\text{кор}} = \frac{5r_6}{1+B} \sqrt{1 + \frac{f}{f_\beta}}$$

Отметим, что применение корректирующих цепочек позволяет восстановить косинусоидальную форму импульсов коллекторного тока транзистора.

Пример. Рассчитать элементы базовой коррекции, если известны сопротивление тела базы $r_6 = 2$ Ом, средний коэффициент усиления транзистора $B = 20$, рабочая частота $f = 10^8$ Гц, предельная частота работы транзистора в схеме с общим эмиттером $f_t = 1,2 \cdot 10^8$ Гц, барьерная емкость перехода эмиттер – база $C_s = 1200$ пФ.

Решение

$$\tau_\beta = \frac{1}{\omega_\beta} = \frac{B}{2\pi \cdot f_t} = \frac{20}{6,28 \cdot 1,2 \cdot 10^8} \approx 2,7 \cdot 10^{-8} \text{ с};$$

$$f_\beta = \frac{1}{\tau_\beta} = 3,7 \cdot 10^7 \text{ Гц};$$

$$R_{\text{кор}} = 5r_6 \sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_\beta}\right)^2} = 10 \sqrt{1 + 2,7} = 19,2 \text{ Ом};$$

$$C_{\text{кор}} = \frac{\tau_\beta}{R_{\text{кор}}} = \frac{2,7 \cdot 10^{-8}}{19,2} = 1,4 \cdot 10^{-9} = 1,4 \text{ нФ};$$

$$R_3 = \frac{\tau_\beta}{C_3} = \frac{2,7 \cdot 10^{-8}}{1200 \cdot 10^{-12}} = 22,5 \text{ Ом.}$$

Схема эмиттерной коррекции приведена на рис. 5.3. Сопротивление и емкость коррекции выбираются из следующих соотношений:

$$R_{\text{кор}} = 5 \frac{r_6}{1+B} \sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_\beta} \right)^2},$$

$$R_3 C_3 = \tau_\alpha.$$

Пример. Рассчитать элементы эмиттерной коррекции для тех же параметров, что в предыдущем примере:

$$R_{\text{кор}} = \frac{5 \cdot 2}{21} \sqrt{1 + 2,7} = 0,93 \text{ Ом};$$

$$\tau_\alpha = \frac{1}{2\pi(f + f_\beta)} = \frac{10^{-8}}{6,28 \cdot 1,37} = 0,12 \cdot 10^{-8} \text{ с};$$

$$C_{\text{кор}} = \frac{\tau_\alpha}{R_{\text{кор}}} = \frac{0,12 \cdot 10^{-8}}{0,93} = 0,13 \cdot 10^{-8} = 1300 \text{ пФ};$$

$$R_3 = \frac{\tau_\alpha}{C_3} = \frac{0,12 \cdot 10^{-8}}{1200 \cdot 10^{-12}} = 1 \text{ Ом.}$$

Отметим, что коррекцию целесообразно применять только при условии $R_{\text{кор}} < R_3$, и это условие в рассматриваемом случае выполняется. Поэтому для рассматриваемого случая целесообразно применить эмиттерную коррекцию.

6. Нагрузочные характеристики транзисторного генератора с внешним возбуждением

Выходная статическая вольт-амперная характеристика транзистора изображена на рис. 6.1. На ней можно выделить две области:

1 – недонапряженную область, в которой выходное напряжение мало влияет на выходной ток;

2 – перенапряженную область, где выходное напряжение сильно влияет на выходной ток.

При подаче на транзистор напряжения питания E_k , напряжения смещения $E_{см}$ на выходной статической характеристике можно построить точку, абсцисса которой равна напряжению на коллекторе, а ордината соответствует коллекторному току. Эта точка носит название рабочей точки, а при постоянных напряжениях на базе и коллекторе ее положение называется исходным положением рабочей точки.

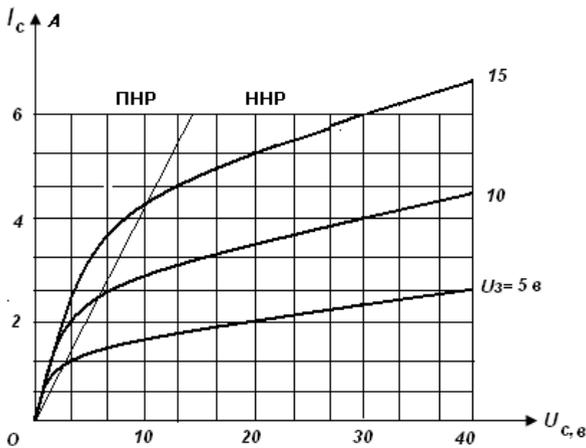


Рис. 6.1. Выходная статическая вольт-амперная характеристика транзистора

В динамическом режиме (при периодическом изменении напряжения на базе транзистора) положение рабочей точки будет изменяться и она будет вычерчивать динамическую характеристику (геометрическое место точек, соответствующее изменению положения рабочей точки на выходной статической вольт-амперной характеристике транзистора в динамическом режиме).

Динамическая характеристика может находиться на статической характеристике в области недонапряженного режима. При этом ни одна точка динамической характеристики не касается линии граничного режима, которая разделяет недонапряженную и перенапряженную области статической вольт-амперной характеристики. В этом случае

режим работы ГВВ – недонапряженный, форма импульса коллекторного тока – косинусоидальная с отсечкой.

На рис. 6.2. изображена динамическая характеристика, которая расположена в недонапряженной области и касается точки перегиба статической ВАХ. Такой динамической характеристике соответствует граничный режим работы ГВВ, который характеризуется слегка уплощенной формой импульса коллекторного тока.

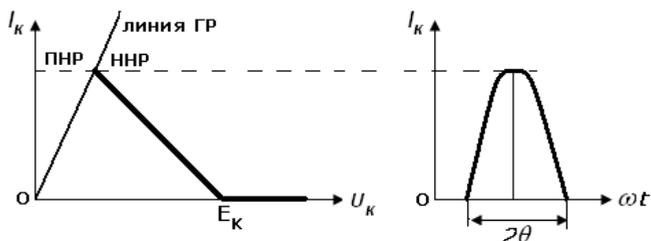


Рис. 6.2. Динамическая характеристика в недонапряженной области и в точке граничного режима

На рис. 6.3 изображена динамическая характеристика, которая расположена в недонапряженной и перенапряженной областях статической ВАХ. Такой динамической характеристике соответствует перенапряженный режим работы, который характеризуется тем, что в импульсе коллекторного тока имеется провал, обусловленный перераспределением тока в транзисторе (коллекторный ток уменьшается, базовый ток увеличивается).

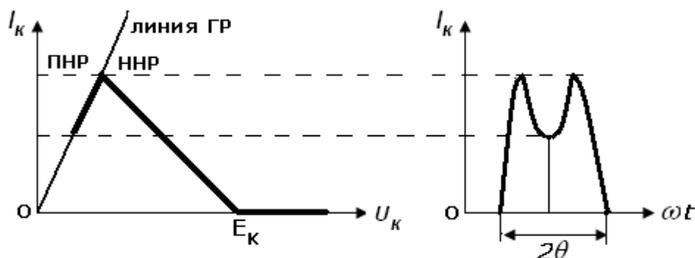


Рис. 6.3. Динамическая характеристика в перенапряженной области

Сравнивая режимы работы, можно сделать вывод о том, что максимальная колебательная мощность на выходе транзистора достигается в граничном режиме. Это обусловлено тем, что в этом режиме – максимальный импульс коллекторного тока и, следовательно, максимально возможный ток первой гармоники для рассматриваемого транзистора. В недонапряженном режиме ток первой гармоники значительно меньше, а в перенапряженном режиме он сильно уменьшается из-за провала.

Колебательное напряжение на коллекторе существенно ниже в недонапряженном режиме и практически не изменяется в области перегиба статической вольт-амперной характеристики. Поэтому граничный режим и слабоперенапряженный режим имеют соизмеримые колебательные мощности.

Граничному режиму соответствует определенный коллекторный ток первой гармоники $I_{к1}$ и определенное колеба-

тельное напряжение на коллекторе $U_{к}$. Отношение $R_{кгр} = \frac{U_{к}}{I_{к1}}$

определяет сопротивление нагрузки в граничном режиме. При $R_{к} < R_{кгр}$ амплитуда колебательного напряжения на коллекторе $U_{к}$ уменьшается, режим становится недонапряженным. При $R_{к} > R_{кгр}$ амплитуда $U_{к}$ уменьшается, режим становится перенапряженным.

Нагрузочные характеристики транзисторного ГВВ представляют собой зависимости его основных показателей от сопротивления нагрузки. Такими показателями являются:

$$I_{к0} = \gamma_0 S U_{б} - \text{ток постоянной составляющей коллектора};$$

$$I_{к1} = \gamma_1 S U_{б} - \text{ток первой гармоники коллектора};$$

$U_{к1} = I_{к1} R_{к}$ – амплитуда колебательного напряжения на коллекторе;

$$P_1 = 0,5 I_{к1} U_{к1} - \text{колебательная мощность};$$

$$P_0 = I_{к0} E_{к} - \text{потребляемая мощность};$$

$P_{рас} = P_0 - P_1$ – мощность, рассеиваемая в виде тепла на коллекторе;

$$\eta = \frac{P_1}{P_0} - \text{коэффициент полезного действия.}$$

Зависимость этих показателей от сопротивления нагрузки представлена на рис. 6.4. Анализ зависимостей позволяет сделать следующие выводы:

- постоянная составляющая коллекторного тока $I_{к0}$ и первая гармоника тока $I_{к1}$ в области недонапряженного режима, где нет провала в импульсе коллекторного тока, практически не зависят от сопротивления нагрузки;

- постоянная составляющая коллекторного тока $I_{к0}$ и первая гармоника тока $I_{к1}$ в области перенапряженного режима, где в импульсе коллекторного тока наблюдается провал, монотонно уменьшаются с ростом сопротивления нагрузки;

- амплитуда колебательного напряжения на коллекторе U_k быстро возрастает в области недонапряженного режима с ростом сопротивления нагрузки;

- амплитуда колебательного напряжения на коллекторе U_k монотонно возрастает в области перенапряженного режима с ростом сопротивления нагрузки;

- потребляемая мощность P_0 практически не зависит от сопротивления нагрузки;

- колебательная мощность P_1 при увеличении сопротивления нагрузки в недонапряженном режиме увеличивается и достигает максимального значения в граничном режиме;

- колебательная мощность P_1 при увеличении сопротивления нагрузки в перенапряженном режиме монотонно уменьшается, что связано с уменьшением $I_{к1}$ из-за провала в импульсе коллекторного тока;

- $P_{\text{рас}}$ – мощность, рассеиваемая в виде тепла на коллекторе, максимальна в недонапряженном режиме; при увеличении сопротивления нагрузки $P_{\text{рас}}$ уменьшается, достигая минимального значения в граничном режиме; при дальнейшем увеличении сопротивления нагрузки $P_{\text{рас}}$ монотонно возрастает;

– η – коэффициент полезного действия транзистора, который с ростом сопротивления нагрузки увеличивается в недонапряженном режиме, достигая максимального значения в граничном режиме; при дальнейшем увеличении сопротивления нагрузки η монотонно уменьшается.

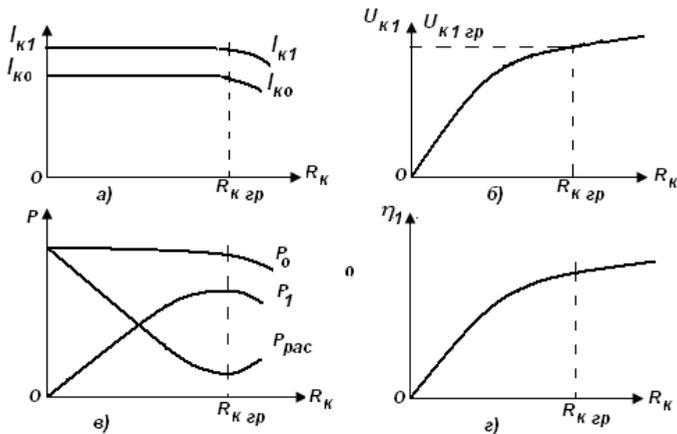


Рис. 6.4. Нагрузочные характеристики транзистора

Проведенный анализ показывает, что оптимальным режимом транзистора в ГВВ является граничный режим, в котором достигаются максимальная колебательная мощность и коэффициент полезного действия, минимальная мощность, выделяемая в виде тепла на коллекторе.

7. Расчет режима транзистора в генераторе с внешним возбуждением

Ниже рассматривается пример расчета режима работы мощного биполярного транзистора. Методика расчета позаимствована из работы [2].

Пример. Требуется рассчитать режим работы мощного биполярного транзистора.

Данные для расчета

Транзистор КТ903А:

$$f_t = 0,12 \text{ ГГц}, |U_{\text{б доп}}| = 3\text{В}, P_{\text{доп}} = 50 \text{ Вт}, L_{\text{б}} = 5 \text{ нГн},$$

$$S_{\text{гр}} = 0,4 \text{ А/В}, L_{\text{э}} = 5 \text{ нГн}, C_{\text{к}} = 180 \text{ пФ}, E_{\text{к}} = 30 \text{ В},$$

$$I_{\text{кmax}} = 1,5 \text{ А}, f = 100 \text{ МГц}, \theta = 90^\circ, U_{\text{отс}} = 0,7 \text{ В}, B = 20.$$

Решение

1. Определим коэффициент использования коллекторного напряжения в граничном режиме:

$$\xi_{\text{ГР}} = 1 - \frac{I_{\text{кmax}}}{S_{\text{гр}} E_{\text{к}}} = 1 - \frac{1,5}{0,4 \cdot 30} = 0,88.$$

2. Определим амплитуду первой гармоники коллекторного напряжения:

$$U_{\text{к1}} = \xi_{\text{ГР}} \cdot E_{\text{к}} = 0,88 \cdot 30 = 26,4 \text{ В}.$$

3. Определим амплитуду первой гармоники коллекторного тока:

$$I_{\text{к1}} = \alpha_1(\theta) I_{\text{кmax}} = 0,5 \cdot 1,5 = 0,75 \text{ А}.$$

4. Определим постоянную составляющую коллекторного тока:

$$I_{\text{к0}} = \alpha_0(\theta) \cdot I_{\text{кmax}} = 0,32 \cdot 1,5 = 0,48 \text{ А}.$$

5. Определим мощность первой гармоники:

$$P_1 = 0,5 I_{\text{к1}} U_{\text{к}} = 0,5 \cdot 0,75 \cdot 26,4 = 9,9 \text{ Вт}.$$

6. Определим мощность, потребляемую от источника питания:

$$P_0 = I_{\text{к0}} E_{\text{к}} = 0,48 \cdot 30 = 14,4 \text{ Вт}.$$

7. Определим рассеиваемую мощность:

$$P_{\text{рас}} = P_0 - P_1 = 14,4 - 9,9 = 4,5 \text{ Вт}.$$

Проверка: $P_{\text{рас}} < P_{\text{доп}}$, $4,5 < 50 \text{ Вт}$.

9. Определим электронный коэффициент полезного действия:

$$\eta_1 = \frac{P_1}{P_0} = \frac{9,9}{14,4} = 0,68.$$

10. Определим величину управляющего заряда:

$$Q_{y1} = \frac{I_{\text{кmax}}}{\omega_i(1 - \cos\theta)} = \frac{1,5}{6,28 \cdot 0,12 \cdot 10^9} = 2 \cdot 10^{-9} \text{ Кл.}$$

11. Определим величину допустимого напряжения эмиттера:

$$\begin{aligned} U_{\text{Эmin}} &= U_{\text{отс}} - \frac{Q_{y1}}{C_3} [1 - \cos(\pi - \theta)] = \\ &= 0,7 - \frac{2 \cdot 10^{-9}}{1200 \cdot 10^{-12}} = -0,97 \text{ В.} \end{aligned}$$

Проверка: $|U_{\text{Эmin}}| < U_{\text{доп}}$, $|-0,97| < 3 \text{ В.}$

12. Определим величину постоянной составляющей управляющего напряжения:

$$U_{\text{Эп0}} = U_{\text{отс}} - \gamma_0(\pi - \theta) \frac{Q_{y1}}{C_3} = 0,7 - 0,32 \frac{2 \cdot 10^{-9}}{1200 \cdot 10^{-12}} = 0,97 \text{ В.}$$

13. Определим сопротивление коллекторной цепи:

$$R_{\text{к}} = \frac{U_{\text{к}}}{I_{\text{к1}}} = \frac{26,4}{0,75} = 35,2 \text{ Ом.}$$

14. Определим коэффициент пропорциональности входной емкости:

$$\begin{aligned} \chi &= 1 + \gamma_1(\theta) \omega_i C_{\text{к}} R_{\text{к}} = \\ &= 1 + 0,5 \cdot 6,28 \cdot 0,12 \cdot 10^9 \cdot 180 \cdot 10^{-12} \cdot 35,2 = 3,39. \end{aligned}$$

15. Найдем амплитуду первой гармоники суммарного тока базы:

$$I_{\text{б1}}^1 = \omega Q_{y1} \chi = 6,28 \cdot 10^8 \cdot 2 \cdot 10^{-9} \cdot 3,39 = 4,26 \text{ А.}$$

16. Найдем сопротивление корректирующего резистора:

$$\omega_{\beta} = \frac{2\pi f_i}{B} = \frac{6,28 \cdot 0,12 \cdot 10^9}{20} = 3,8 \cdot 10^7 \text{ рад/с,}$$

$$R_3 = \frac{1}{\omega_{\beta} C_3} = \frac{1}{3,8 \cdot 10^7 \cdot 1200 \cdot 10^{-12}} = 22 \text{ Ом.}$$

17. Определим мощность, рассеиваемую на корректирующем резисторе:

$$P_{\text{вх}}^1 = \frac{1}{2} \frac{\gamma_1(\pi - \theta)}{R_3 C_3^2} Q_{y1}^2 = \frac{1}{2} \frac{0,5}{22(1200 \cdot 10^{-12})^2} (2 \cdot 10^{-9})^2 = 0,17 \text{ Вт.}$$

18. Найдем активное сопротивление входной цепи:

$$R_{\text{вх}} = \gamma_1(\theta)\omega L_{\Sigma} = 0,5 \cdot 0,12 \cdot 10^9 \frac{5 \cdot 10^{-9}}{3,39} = 0,1 \text{ Ом.}$$

19. Определим мощность, рассеиваемую входной цепью:

$$P_{\text{вх}}'' = 0,5(I_{\text{б1}}')^2 R_{\text{вх}} = 0,5(4,26)^2 \cdot 0,1 = 0,91 \text{ Вт.}$$

20. Определим суммарную мощность, рассеиваемую входной цепью:

$$P_{\text{вх}} = P_{\text{вх}}' + P_{\text{вх}}'' = 0,17 + 0,91 = 1,08 \text{ Вт.}$$

21. Определим коэффициент усиления по мощности:

$$K_{\text{п}} = (P_1 + P_{\text{вх}}'') / P_{\text{вх}} = \frac{9,9 + 0,91}{1,08} = 10.$$

22. Определим индуктивность входной цепи:

$$L_{\text{вх}} = L_{\text{б}} + \frac{L_{\Sigma}}{\chi} = 5 \cdot 10^{-9} + \frac{5 \cdot 10^{-9}}{3,39} = 6,5 \cdot 10^{-9} \text{ Гн.}$$

23. Определим емкость входной цепи:

$$C_{\text{вх}} = \frac{\chi C_{\Sigma}}{\gamma_1(\pi - \theta)} = \frac{3,39 \cdot 1200 \cdot 10^{-12}}{0,5} = 2034 \text{ пФ.}$$

24. Определим сопротивление базового делителя:

$$R_{\text{пар}} = \gamma_1(\pi - \theta)R_3 = 0,5 \cdot 22 = 11 \text{ Ом.}$$

8. Цепи согласования генератора с внешним возбуждением

Цепь согласования может быть представлена в виде четырехполюсника, который можно описать его A -параметрами:

$$U_1 = A_{11}U_2 + A_{12}I_2, \quad (1)$$

$$I_1 = A_{21}U_2 + A_{22}I_2. \quad (2)$$

Определим коэффициенты A_{11} , A_{12} , A_{21} , A_{22} для простой обратной Γ -образной цепи (рис. 8.1).

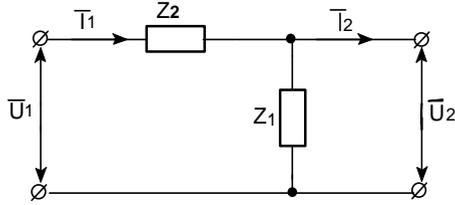


Рис. 8.1. Обратная Г-образная цепь согласования

На рис. 8.1 Z_1 – выходное сопротивление источника возбуждения, Z_2 – комплексное согласующее сопротивление цепи.

Обозначим $Z_1 = \frac{1}{j\omega C}$, $Z_2 = j\omega L$. По первому закону

Кирхгофа

$$I_1 = I_2 + \frac{U_2}{Z_2}. \quad (3)$$

Сравнивая уравнение с уравнением (2), найдем $A_{21} = \frac{1}{Z_2}$,

$$A_{22} = 1.$$

По второму закону Кирхгофа

$$U_1 = I_1 Z_2 + U_2.$$

Подставив уравнение (3), получим:

$$U_1 = U_2 \left(1 + \frac{Z_2}{Z_1} \right) + I_2 Z_2.$$

Сравнивая полученное уравнение с уравнением (1), найдем $A_{11} = 1 + \frac{Z_2}{Z_1}$, $A_{12} = Z_2$.

Матрица А-параметров записывается так:

$$\bar{A} = \begin{vmatrix} 1 + \frac{Z_2}{Z_1} & Z_2 \\ \frac{1}{Z_1} & 1 \end{vmatrix} \quad (4)$$

Определитель матрицы A -параметров четырехполюсника всегда равен единице (свойство A -параметров четырехполюсника). Для матрицы (4) определитель равен единице, поэтому для схемы (рис. 8.1) матрица определена верно.

Подставив значения Z_1 и Z_2 , получим:

$$\bar{A} = \begin{vmatrix} 1 + \frac{Z_2}{Z_1} & Z_2 \\ \frac{1}{Z_1} & 1 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 1 - \left(\frac{\omega}{\omega_1}\right)^2 & j\omega L \\ j\omega C & 1 \end{vmatrix}$$

где $\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ – резонансное сопротивление цепи согласования.

Теория четырехполюсников позволяет с помощью A -параметров найти входное и выходное сопротивления.

Найдем входное сопротивление:

$$R_1 = \sqrt{\frac{A_{11}A_{12}}{A_{21}A_{22}}} = \sqrt{\frac{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_1^2}\right)}{\frac{C}{L}}} = \sqrt{\frac{L}{C} \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_1^2}\right)} = \rho \sqrt{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_1}\right)^2}.$$

Найдем выходное сопротивление:

$$R_2 = \sqrt{\frac{A_{22}A_{12}}{A_{11}A_{21}}} = \sqrt{\frac{\frac{L}{C}}{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_1^2}\right)}} = \frac{\rho}{\sqrt{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_1}\right)^2}},$$

где $\rho = \sqrt{\frac{L}{C}}$ – характеристическое сопротивление цепи согласования.

Зависимости входного и выходного сопротивлений представлены на рис. 8.2. Анализ зависимостей

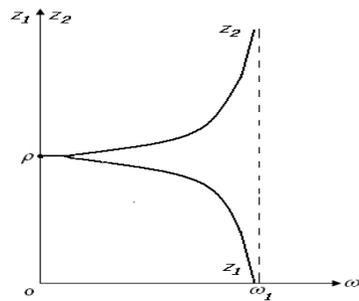


Рис. 8.2. Зависимости входного и выходного сопротивлений обратной Γ -образной цепи согласования

показывает, что в диапазоне частот $\omega_1 < \omega < 2\omega_1$ цепь согласования позволяет преобразовать сопротивление $R_1 < \rho$ в сопротивление $R_2 > \rho$.

На рис. 8.3 изображена простая Г-образная цепь согласования. Ее матрица А-параметров записывается как

$$\bar{A} = \begin{vmatrix} 1 & Z_2 \\ \frac{1}{Z_1} & 1 + \frac{Z_2}{Z_1} \end{vmatrix}$$

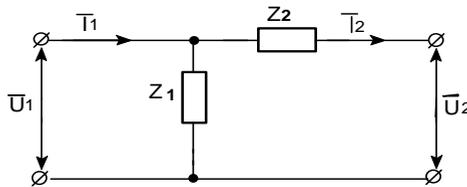


Рис. 8.3. Прямая Г-образная цепь согласования

Подставив значения Z_1 и Z_2 , получим:

$$\bar{A} = \begin{vmatrix} 1 + \frac{Z_2}{Z_1} & Z_2 \\ \frac{1}{Z_1} & 1 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 1 & j\omega L \\ j\omega C & 1 - \left(\frac{\omega}{\omega_1}\right)^2 \end{vmatrix}$$

Найдем входное сопротивление:

$$\begin{aligned} R_1 &= \sqrt{\frac{A_{11}A_{12}}{A_{21}A_{22}}} = \\ &= \sqrt{\frac{j\omega L}{j\omega C \left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_1}\right)^2\right]}} = \sqrt{\frac{L}{C \left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_1}\right)^2\right]}} = \frac{\rho}{\sqrt{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_1}\right)^2}}. \end{aligned}$$

Найдем выходное сопротивление:

$$R_2 = \sqrt{\frac{A_{22}A_{12}}{A_{11}A_{21}}} = \sqrt{\frac{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_1^2}\right)}{\frac{C}{L}}} = \sqrt{\frac{L}{C} \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_1^2}\right)} = \rho \sqrt{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_1}\right)^2},$$

где $\rho = \sqrt{\frac{L}{C}}$ – характеристическое сопротивление цепи согласования.

Зависимости входного и выходного сопротивлений представлены на рис. 8.4. Анализ зависимостей показывает, что в диапазоне частот $\omega_1 < \omega < 2\omega_1$ цепь согласования позволяет преобразовать сопротивление $R_1 > \rho$ в сопротивление $R_2 < \rho$.

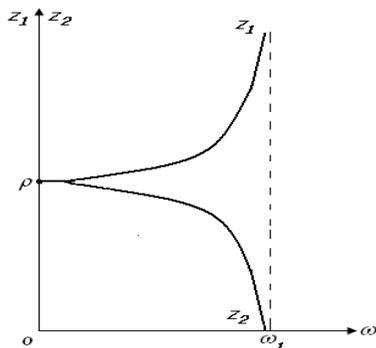


Рис. 8.4. Зависимости входного и выходного сопротивлений прямой Г-образной цепи согласования

Пример. Выходное сопротивление ГВВ составляет 10 Ом, несущая частота $\omega = 6,28 \cdot 10^6$ рад/с. Входное сопротивление кабеля, соединяющего ГВВ со следующим каскадом, равно 50 Ом. Найти параметры схемы согласования.

Решение

Обозначим $a = \sqrt{1 - \left(\frac{\omega_1}{\omega}\right)^2}$, тогда $R_1 = \rho a = 10$,

$$R_2 = \frac{\rho}{a} = 50, \quad \frac{10}{\rho} = \frac{\rho}{50}, \quad \rho^2 = 500, \quad \rho = 22,36 \text{ Ом}, \quad a = \frac{10}{\rho} = 0,45,$$

$\frac{\omega_1}{\omega} = 0,9$; $\omega_1 = 0,9 \cdot 6,28 \cdot 10^6 = 5,65 \cdot 10^6$ рад/с – собственная угловая частота цепи согласования.

Из уравнений $\rho = \sqrt{\frac{L}{C}} = 22,36$, $\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{LC}} = 5,65 \cdot 10^6$ най-

дем $C = 7900$ пФ, $L = 3,95$ мкГн.

Цепь согласования (рис. 8.5), построенная из прямой и обратной Г-образных цепей, образует П-контур с индуктивностью $2L$ и двумя емкостями

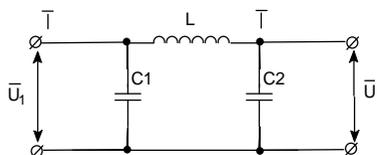


Рис. 8.5. Цепь согласования (П-контур)

$C_1 = C_2 = C$ (входной и выходной). Такой П-контур полностью согласован. Это означает, что его входное сопротивление равно выходному. Поэтому можно включить каскадно несколько таких контуров вместо

одного, обеспечив режим бегущей волны между окончательным каскадом и фидером антенны.

Согласующие Г-цепочки и построенные на их основе П- и Т-цепочки трансформируют произвольные нагрузочные сопротивления на одной частоте. Полоса пропускания ГВВ с такими цепочками хорошо пропускает узкополосный сигнал. При более широкой полосе пропускания цепи связи выполняют в виде ФНЧ-трансформаторов, представляющих собой последовательное соединение нескольких Г-цепочек.

Для решения задачи фильтрации побочных излучений можно включить большое число одинаковых звеньев (П-контуров), что не приводит к заметному уменьшению выходной мощности на основной частоте (реактивные элементы мощность не потребляют), но позволяет существенно уменьшить мощность побочных излучений.

9. Фильтрация побочных излучений радиопередатчиков

Одним из важнейших показателей, характеризующих радиопередающее устройство, является величина побочного излучения, которая в соответствии с требованиями Регистра не должна превышать 10 мкВт [1].

Побочным излучением радиопередатчиков могут быть неотфильтрованные излучения на частотах гармонических

составляющих, которые возникают в высокочастотном тракте из-за нелинейности вольт-амперных характеристик активных приборов (транзисторов, ламп).

В одноктактных ГВВ наибольшее значение имеет вторая гармоническая составляющая с наибольшей величиной из всех высших гармонических составляющих.

Ток второй гармонической составляющей в коллекторе транзистора определяется как

$$I_2 = \alpha_2 I_{\max},$$

где α_2 – коэффициент разложения косинусоидального импульса в ряд Фурье (коэффициент Берга);

I_{\max} – максимальная величина импульса коллекторного тока.

Мощность второй гармоники на выходе ГВВ, т. е. на входе цепи согласования, вычисляется по формуле

$$P_2 = I_2^2 R_{2H},$$

где R_{2H} – сопротивление нагрузки для второй гармоники.

Подавление (ослабление) побочного излучения осуществляется в основном в выходной цепи согласования, через которую оконечный каскад связан с антенной. Эту цепь согласования часто называют выходной колебательной системой (ВКС).

Как на этапе проектирования, так и в процессе эксплуатации возникает необходимость анализа фильтрующей способности (меры передачи сигналов гармонических составляющих несущей частоты) выходной колебательной системы.

Выходные колебательные системы состоят из определенного числа Г-образных четырехполосников, соединенных каскадно. При этом входные зажимы одного четырехполосника соединяются с выходными зажимами другого. Схемы простых четырехполосников приведены на рис. 8.1, 8.3.

Мера передачи четырехполосника определяется по формуле

$$g = \ln \frac{\bar{U}_1}{\bar{U}_2} = \ln \left(\sqrt{A_{11}A_{22}} + \sqrt{A_{12}A_{21}} \right),$$

где $g = a + jb$, a – коэффициент затухания, b – коэффициент фазы.

В основе анализа лежит расчет меры передачи соединенных каскадно отдельных Г-образных четырехполюсников для оценки величины побочных излучений передатчика. Считаем, что наибольшая мощность побочного излучения – на частоте второй гармоники несущей частоты.

Методика расчета мощности второй гармоники на выходе схемы согласования может быть представлена в виде алгоритма, для чего необходимо:

1. Представить схему согласования в виде отдельных Г-образных четырехполюсников, соединенных каскадно.

2. Определить меру передачи каждого Г-образного четырехполюсника (1, 2, 3, ..., n):

$$g_{ui} = a_i + jb_i = \ln\left(\sqrt{A_{11i}A_{22i}} + \sqrt{A_{12i} + A_{21i}}\right).$$

3. Определить меру передачи всей цепи согласования:

$$\begin{aligned} \sum g_{ui} &= g_{u1} + g_{u2} + g_{u3} + \dots + g_{un} = \ln \frac{\bar{U}_1}{\bar{U}_2} + \ln \frac{\bar{U}_{1,2}}{\bar{U}_{2,3}} + \\ &+ \ln \frac{\bar{U}_{2,3}}{\bar{U}_{3,4}} + \dots + \ln \frac{\bar{U}_{n-1}}{\bar{U}_2} = (a_1 + a_2 + a_3 + \dots + a_n) + \\ &+ j(b_1 + b_2 + b_3 + \dots + b_n) = \sum a + j \sum b. \end{aligned}$$

4. Определить коэффициент затухания по мощности на частоте второй гармоники:

$$\sum a = \frac{1}{2} \ln \frac{P_1}{P_2}; \quad \frac{P_1}{P_2} + e^{2\sum a}.$$

Пример. Провести расчет фильтрующей способности П-контура с индуктивностью $2L$ и входной и выходной емкостями $C_1 = C_2 = C$ (рис. 8.5) на частоте второй гармоники $\omega = 2\omega_1$. Провести расчет фильтрующей способности двух П-контуров.

Решение

Для схемы (рис. 8.1) мера передачи определяется по формуле

$$g_1 = \ln(\sqrt{A_{11}A_{22}} + \sqrt{A_{12}A_{21}}) = \ln\left(\sqrt{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_1}\right)^2} + \sqrt{-\left(\frac{\omega}{\omega_1}\right)^2}\right) =$$

$$= \ln(\sqrt{1 - 2^2} + \sqrt{-2^2}) = \ln j3,73 = \ln 3,73 + \ln e^{j90^\circ} = 1,32 + j90^\circ.$$

Для схемы (рис. 8.3) мера передачи $g_2 = g_1 = 1,32 + j90^\circ$ (для рассматриваемых схем произведения $A_{11}A_{22}$ и $A_{12}A_{21}$ одинаковые). Коэффициент затухания второй гармоники $g = g_1 + g_2 = 2,64$. Мощность второй гармоники на выходе

П-контура $P_{\text{вых}} = \frac{P_{\text{вх}}}{e^{2,64}}$ Вт. Мощность второй гармоники на

выходе после двух П-контуров $P_{\text{вых}} = \frac{P_{\text{вх}}}{e^{5,28}}$ Вт.

В современных радиопередатчиках стараются уменьшить число необходимых настроек при переходе с одной частоты на другую. Особенно это актуально в декаметровом диапазоне частот (1,5 – 30) МГц.

Если в радиопередатчике применяется резонансный ГВВ, то при переходе с одной частоты на другую требуется:

- 1) изменить частоту возбудителя;
- 2) настроить в резонанс с новой частотой возбудителя выходную цепь согласования ГВВ;
- 3) согласовать ГВВ с антенной, что означает необходимость преобразования комплексного сопротивления антенны в активное выходное сопротивление ГВВ (обеспечения режима бегущей волны в выходной цепи согласования).

Если в радиопередатчике применяется широкополосный ГВВ (например, имеющий полосу пропускания 1,5–30 МГц), то необходимость настройки в резонанс выходной цепи ГВВ отпадает, число настроек уменьшается. При этом возникает проблема уменьшения побочных излучений радиопередатчика.

Пример. Пусть возбудитель радиопередатчика генерирует частоту 7 МГц. На выходе широкополосного ГВВ будет частота 7 МГц и частоты второй и третьей гармоник – соответственно 14 и 28 МГц, которые при отсутствии фильтрации дадут побочное излучение радиопередатчика.

Для радиопередатчиков с широкополосными ГВВ наиболее удобной признана схема, содержащая полосовые фильтры и согласующее антенное устройство. Структурная схема оконечного каскада радиопередатчика с коммутируемыми фильтрами представлена на рис. 9.1. При изменении частоты возбудителя под эту частоту автоматически выбирается нужный фильтр.

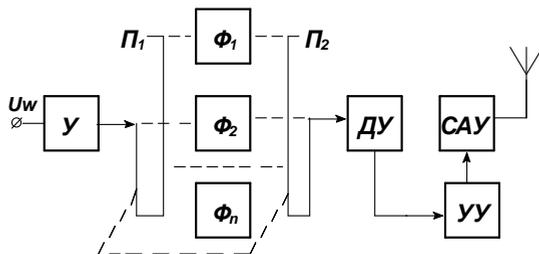


Рис. 9.1. Структурная схема оконечного каскада радиопередатчика с коммутируемыми фильтрами: У – усилитель оконечного каскада; П₁, П₂ – переключатели; Ф₁, Ф₂, Ф_n – фильтры; У – датчик рассогласования; УУ – устройство управления; САУ – система автоматического управления устройством согласования

Фильтры проектируются таким образом, чтобы в полосе пропускания каждого фильтра изменение частоты не превышало октавы (октава – двукратное изменение частоты). Обычно коэффициент перекрытия полосы пропускания $\frac{f_2}{f_1} = 1,6 - 1,7$, где f_2 – максимальная частота полосы пропускания, f_1 – минимальная частота полосы пропускания.

Применение радиопередатчика с коммутируемыми фильтрами позволяет намного быстрее войти в связь.

10. Транзисторные умножители частоты

Известно, что при воздействии на нелинейный элемент гармонического колебания в спектре выходного колебания нелинейного элемента содержатся частота входного гармонического колебания и гармоники этой частоты.

Транзисторный ГВВ может служить множителем частоты (рис. 2.1) при работе с отсечкой коллекторного тока (в этом случае используется нелинейная характеристика транзистора). Выходная цепь согласования такого ГВВ должна быть настроена на частоту выделяемой гармоники.

Коэффициент полезного действия транзисторного множителя частоты находится по формуле

$$\eta = 0,5 \frac{I_{кн} U_{к}}{I_{к0} E_{к}},$$

где $I_{кн} = \alpha_n I_{кмакс}$ – ток n -гармоники множителя;

$I_{кмакс}$ – амплитуда импульса коллекторного тока.

На рис. 10.1 представлены зависимости коэффициентов Берга α_n от угла отсечки θ , построенные по формулам

$$\alpha_0 = \frac{\sin \theta - \theta \cos \theta}{\pi(1 - \cos \theta)},$$

$$\alpha_1 = \frac{\theta - \sin \theta \cos \theta}{\pi(1 - \cos \theta)},$$

$$\alpha_n = \frac{2[\sin(n \cdot \theta) \cos \theta - n \sin \theta \cos(n \cdot \theta)]}{\pi n(n^2 - 1)(1 - \cos \theta)}.$$

Видно, что максимальное значение коэффициента Берга для второй гармоники соответствует $\theta \approx 60^\circ$, для третьей гармоники – $\theta \approx 40^\circ$, для четвертой гармоники – $\theta \approx 30^\circ$. С уменьшением угла отсечки абсолютное значение амплитуды тока $I_{кн}$ уменьшается, т. е. при увеличении кратности умножения величина колебательной мощности становится меньше, так же как и коэффициент полезного действия $\eta = \frac{P_1}{P_0}$. Поэтому из-за невысокого коэффициента полезного

действия транзисторные множители частоты всегда работают на низком уровне мощности.

При проектировании множителя частоты иногда не ставится задача получения максимальной колебательной мощности n -гармоники, а требуется обеспечить максимально возможный коэффициент передачи множителя:

$$k_U = \frac{U_{\text{лвых}}}{U_1} = \frac{\gamma_n S U_0 Z_n}{U_0} = \gamma_n S Z_n,$$

где Z_n – нагрузка коллекторной цепи для n -гармоники.

В этом случае необходимо выбрать высокочастотный транзистор ($f_{\text{гр}} > f_n$) с возможно большей крутизной характеристики S и использовать высокодобротную избирательную цепь в нагрузке.

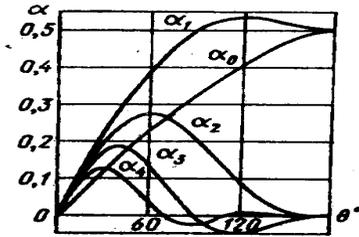


Рис. 10.1. Зависимость коэффициентов разложения косинусоидального импульса от угла отсечки

На рис. 10.2 представлены зависимости коэффициентов Берга γ_n от угла отсечки θ , построенные по формулам

$$\gamma_0 = \frac{\sin \theta - \theta \cos \theta}{\pi},$$

$$\gamma_1 = \frac{\theta - \sin \theta \cos \theta}{\pi},$$

$$\gamma_n = \frac{2[\sin(n \cdot \theta) \cos \theta - n \sin \theta \cos(n \cdot \theta)]}{\pi n(n^2 - 1)}.$$

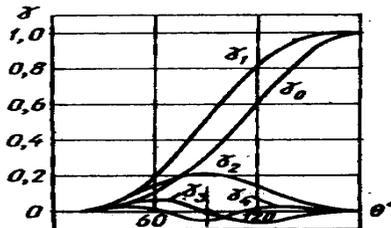


Рис. 10.2. Зависимость коэффициентов разложения косинусоидального импульса от угла отсечки

Видно, что максимальное значение коэффициента Берга для второй гармоники соответствует $\theta \approx 90^\circ$, для третьей гармоники – $\theta \approx 60^\circ$.

С уменьшением угла отсечки абсолютное значение коэффициента γ_n уменьшается, т. е. при увеличении кратности умножения величина коэффициента передачи k_U уменьшается, так же как и рассмотренный ранее коэффициент полезного действия.

Таким образом, достоинством транзисторных умножителей частоты является то, что в них наряду с умножением частоты усиливается входная мощность за счет мощности, отдаваемой источником питания.

Транзисторные умножители частоты обычно имеют кратность умножения $n \leq 3$ и работают до частот СВЧ-диапазона.

11. Параллельное и двухтактное включение транзисторов

Параллельное включение транзисторов в ГВВ применяется для увеличения мощности этого ГВВ. Мощность увеличивается потому, что суммарный выходной ток параллельно включенных транзисторов равен сумме токов каждого, а мощность пропорциональна квадрату выходного тока.

На рис. 11.1 представлена схема ГВВ при параллельном включении двух транзисторов. Через фильтр нижних частот к нагрузке протекает суммарный ток двух транзисторов VT1 и VT2. Через фильтр высоких частот высшие гармонические составляющие гасятся на балластном сопротивлении R8.

Напряжение на общем коллекторном контуре можно представить выражением

$$U_k = (I_{k1}^{(1)} + I_{k1}^{(2)})R_k,$$

где $I_{k1}^{(1)}$ – коллекторный ток первой гармоники первого транзистора;

$I_{k1}^{(2)}$ – коллекторный ток первой гармоники второго транзистора;

R_k – сопротивление контура первой гармоники.

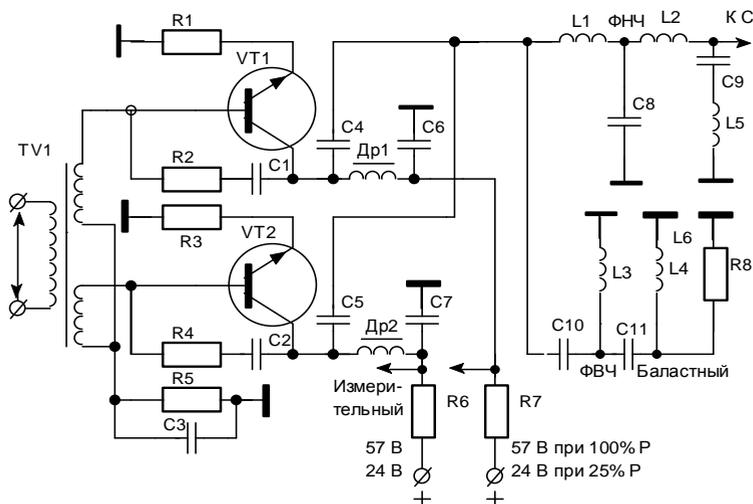


Рис. 11.1. Схема ГВВ при параллельном включении двух транзисторов

Кажущееся сопротивление нагрузки для каждого транзистора определяется по формулам

$$Z_{\text{экв}}^{(1)} = \frac{U_{\text{к}}}{I_{\text{к1}}^{(1)}} = R_{\text{к}} \left(1 + \frac{I_{\text{к1}}^{(2)}}{I_{\text{к1}}^{(1)}} \right),$$

$$Z_{\text{экв}}^{(2)} = \frac{U_{\text{к}}}{I_{\text{к1}}^{(2)}} = R_{\text{к}} \left(1 + \frac{I_{\text{к1}}^{(1)}}{I_{\text{к1}}^{(2)}} \right).$$

При равенстве токов $I_{\text{к1}}^{(1)} = I_{\text{к1}}^{(2)}$ кажущееся сопротивление нагрузки для каждого из транзисторов $Z_{\text{экв}} = R_{\text{экв}} = 2R_{\text{к}}$.

Если один из транзисторов заперт, то для другого кажущееся сопротивление $R_{\text{экв}} = R_{\text{к}}$.

Если токи транзисторов отличаются, то они будут нагружены на различные комплексные сопротивления даже при настроенном в резонанс контуре. Это приведет к тому, что транзисторы будут отдавать разную колебательную мощность, на них будет выделяться разная мощность потерь в виде тепловых потерь, один из транзисторов будет нагреваться

больше, чем другой. Ожидаемого увеличения мощности при этом не произойдет. Поэтому при параллельном включении транзисторов необходимо обеспечить синфазность и равенство коллекторных токов транзисторов. Для этого требуется, чтобы транзисторы имели одинаковые параметры. При этом режим по постоянному току подбирается индивидуально для каждого из параллельно включенных транзисторов. Поэтому при параллельном включении нескольких транзисторов непосредственно соединяются коллекторы и эмиттеры транзисторов. Базы соединяются только по переменному току.

Отметим, что междуэлектродные емкости параллельно включенных транзисторов складываются, что ухудшает частотные свойства ГВВ и может привести к его паразитному самовозбуждению.

Двухтактное включение транзисторов в ГВВ применяют для получения симметричного выхода, увеличения выходной мощности, уменьшения побочных излучений (рис. 11.2). Двухтактный ГВВ – это объединение двух обычных ГВВ, имеющих общую нагрузку. Напряжения на базы транзисторов подаются со сдвигом по фазе на 180° .

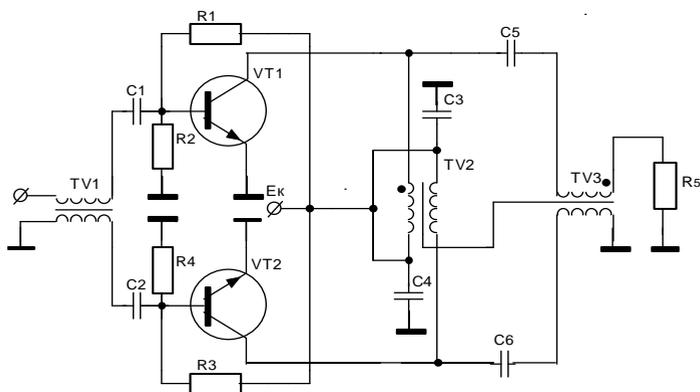


Рис. 11.2. Схема ГВВ при двухтактном включении транзисторов

Ток транзисторов представляет собой последовательность косинусоидальных импульсов с отсечкой и может быть представлен в виде ряда Фурье:

$$i_k^{(1)} = \sum_{n=0}^{\infty} I_{kn} \cos n\omega t = I_{k0} + I_{k1} \cos \omega t + I_{k2} \cos 2\omega t + \dots$$

$$i_k^{(2)} = \sum_{n=0}^{\infty} I_{kn} \cos n(\omega t + \pi) = I_{k0} - I_{k1} \cos \omega t + I_{k2} \cos 2\omega t - \dots$$

При противофазном возбуждении транзисторов ток первой гармоники одного транзистора протекает от коллектора к эмиттеру, а ток первой гармоники другого транзистора – от эмиттера к коллектору. Таким образом, в нагрузке вычитаются нечетные гармоники коллекторного тока. В общем проводе двухтактной схемы, наоборот, суммируются четные гармоники и вычитаются нечетные.

Ток в нагрузке равен разности токов $i_k^{(1)}$ и $i_k^{(2)}$:

$$i_n = i_k^{(1)} - i_k^{(2)} = 2I_{k1} \cos \omega t + 2I_{k3} \cos 3\omega t + \dots$$

Выходной ток нагрузки не содержит четных гармоник, что облегчает фильтрацию побочных излучений. При угле отсечки $\theta = 90^\circ$, в нагрузке двухтактной схемы отсутствует, кроме четных гармоник, также третья гармоника, что объясняется равенством $\alpha_3(90^\circ) = 0$. Отметим, что четные гармоники будут отсутствовать в нагрузке двухтактной схемы только в том случае, если для них имеется путь к общей точке. Для этого к выходу двухтактной схемы подключают трансформатор, у которого заземляются первичные обмотки для первых гармоник каждого транзистора (рис. 11.2).

Ток в общем проводе двухтактной схемы равен сумме токов $i_k^{(1)}$ и $i_k^{(2)}$:

$$i_n = i_k^{(1)} + i_k^{(2)} = 2I_{k0} + 2I_{k2} \cos 2\omega t + 2I_{k4} \cos 4\omega t + \dots$$

В общем проводе двухтактной схемы отсутствует первая гармоника, что уменьшает нежелательную связь между каскадами по первой гармонике.

Выходная мощность двухтактного ГВВ равна сумме мощностей двух его плеч. При идентичности плеч выходная мощность в два раза больше мощности однотактного ГВВ.

Рассмотрим, как влияет на работу двухтактного ГВВ отличие их коллекторных токов (предполагается, что транзи-

сторы отличаются по параметрам). При настроенном и симметричном контуре в цепи коллекторов токи $I_{к1}^{(1)} \neq I_{к1}^{(2)}$. Ток в контуре можно определить из выражения

$$I_{\text{конт}} = I_{\text{конт}}^{(1)} + I_{\text{конт}}^{(2)} = 0,5Q_{\text{н}} I_{к1}^{(1)} + 0,5Q_{\text{н}} I_{к1}^{(2)} = 0,5Q_{\text{н}} (I_{к1}^{(1)} + I_{к1}^{(2)}),$$

где $Q_{\text{н}}$ – добротность нагруженного контура. При этом учтено, что коэффициент связи контура с коллектором каждого транзистора равен 0,5.

Напряжения на коллекторах транзисторов равны, если плечи двухтактной схемы симметричны:

$$U_{\text{к}} = 0,5\rho I_{\text{конт}} = 0,25\rho Q_{\text{н}} (I_{к1}^{(1)} + I_{к1}^{(2)}),$$

где ρ – характеристическое сопротивление контура.

Кажущееся сопротивление в коллекторной цепи каждого транзистора определяется по формуле

$$Z_{\text{с}}^{(1)} = \frac{U_{\text{к}}}{I_{к1}^{(1)}} = 0,25\rho Q_{\text{н}} \left(1 + \frac{I_{к1}^{(2)}}{I_{к1}^{(1)}} \right),$$

$$Z_{\text{с}}^{(2)} = \frac{U_{\text{к}}}{I_{к1}^{(2)}} = 0,25\rho Q_{\text{н}} \left(1 + \frac{I_{к1}^{(1)}}{I_{к1}^{(2)}} \right).$$

При полной симметрии кажущиеся сопротивления для обоих транзисторов одинаковы: $R_{\text{с}} = 0,5\rho Q_{\text{н}}$.

У двухтактного ГВВ все недостатки, присущие параллельному включению транзисторов. Кроме того, перестройка двухтактной схемы связана с трудностями, поэтому ее применяют при работе на одной частоте, если требуется симметричный выход.

12. Схемы сложения мощностей транзисторных генераторов с внешним возбуждением в мостовых устройствах

Генератор с внешним возбуждением на одном транзисторе способен генерировать мощность от 1 Вт на частотах 1–3 ГГц до 1000 Вт на частотах 1–3 кГц. Таких мощностей

часто бывает недостаточно для того, чтобы создать необходимую напряженность электромагнитного поля в месте приема. Для увеличения мощности радиопередатчиков применяют мостовые устройства сложения мощностей транзисторных генераторов с внешним возбуждением.

Мостовое устройство сложения позволяет осуществить совместную и независимую работу в общей нагрузке двух и более ГВВ. В зависимости от фазовых соотношений между ГВВ, мощности которых складываются, различают синфазные, противофазные и квадратурные мосты.

Принцип работы мостового синфазного устройства сложения может быть пояснен на примере схемы, изображенной на рис.12.1.

Токи двух ГВВ складываются в резисторах R_2, R_4 и вычитаются в резисторе R_1, R_3 . Если падения напряжений на резисторах R_1, R_2, R_3, R_4 удовлетворяют условию $\dot{U}_1 = \dot{U}_2 = \dot{U}_3 = \dot{U}_4$, то через резисторы R_1, R_3 токи не протекают, а вся мощность выделяется на резисторах R_2, R_4 . Резисторы R_2, R_4 называют нагрузочными. На резисторах R_1, R_3 мощность выделяется тогда, когда выходные напряжения обоих ГВВ отличаются по амплитуде или по фазе. Резисторы R_1, R_3 называют балластными.

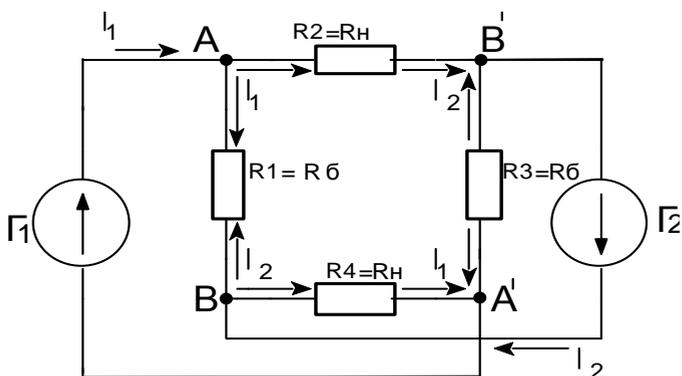


Рис. 12.1. Принцип работы мостового синфазного устройства сложения

Рассмотрим работу мостового устройства сложения, если выходные напряжения обоих ГВВ отличаются по амплитуде и по фазе. Пусть $\dot{E}_2 = a\dot{E}_1 e^{j\varphi}$, где K – коэффициент пропорциональности, φ – фазовый сдвиг между напряжениями $\dot{E}_2 = \dot{E}_1$.

Пусть $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R$, тогда мощность, выделяемая на нагрузочных резисторах R_2 и R_4 , определяется как

$$P_n = (0,5\dot{I}_1 + 0,5\dot{I}_2)^2 2R = \frac{(\dot{E}_1 + \dot{E}_2)^2}{2R}.$$

Мощность, выделяемая на резисторах R_1 , R_3 , вычисляется по формуле

$$P_6 = (0,5\dot{I}_1 - 0,5\dot{I}_2)^2 2R = \frac{(\dot{E}_1 - \dot{E}_2)^2}{2R}.$$

Подставим вместо \dot{E}_2 значение $\dot{E}_2 = K\dot{E}_1 e^{j\varphi}$. Тогда

$$P_n = \frac{(\dot{E}_1 + K\dot{E}_1 e^{j\varphi})^2}{2R} = \frac{\dot{E}_1^2}{2R} (1 + 2K \cos \varphi + K^2),$$

$$P_6 = \frac{(\dot{E}_1 - K\dot{E}_1 e^{j\varphi})^2}{2R} = \frac{\dot{E}_1^2}{2R} (1 - 2K \cos \varphi + K^2).$$

Сумма мощностей на резисторах нагрузки и балластных резисторах равна суммарной мощности генераторов. Коэффициент полезного действия мостового устройства определяется как

$$\eta = \frac{P_n}{P_n + P_6} = \frac{1 + K^2 + 2K \cos \varphi}{2(1 + K^2)}.$$

Зависимости коэффициента полезного действия мостового устройства от коэффициента пропорциональности K представлены на рис. 12.2, 12.3.

Приведенные на данных рисунках зависимости показывают высокую энергетическую эффективность мостовых устройств сложения, у которых η приближается к единице.

Даже если амплитуды генераторов отличаются в два раза, величина $\eta \approx 0,8$. При значительном фазовом сдвиге напряжений генераторов $\varphi = 90^\circ$, $\eta \approx 0,5$.

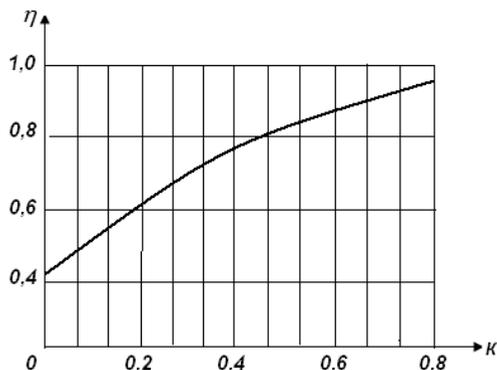


Рис. 12.2. Зависимость коэффициента полезного действия мостового устройства от коэффициента пропорциональности K

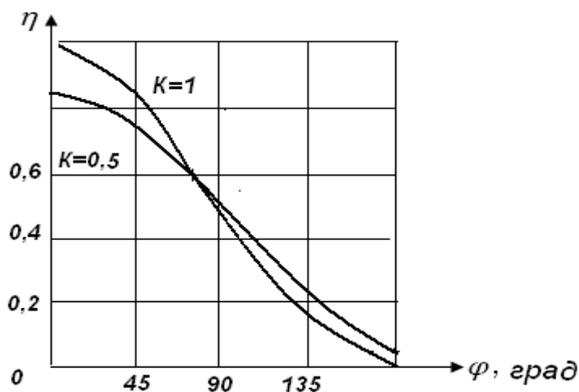


Рис. 12.3. Зависимость коэффициента полезного действия мостового устройства от фазового угла φ при различных значениях коэффициента пропорциональности K

Приведенная схема (рис. 12.1) не может быть использована для практических целей, так как практическая схема должна иметь общие заземленные точки у сопротивления

нагрузки и генераторов, мощности которых складываются. На рис. 12.4 изображена схема Т-образного моста на сосредоточенных элементах, применяемая в диапазонах ДВ, СВ, КВ.

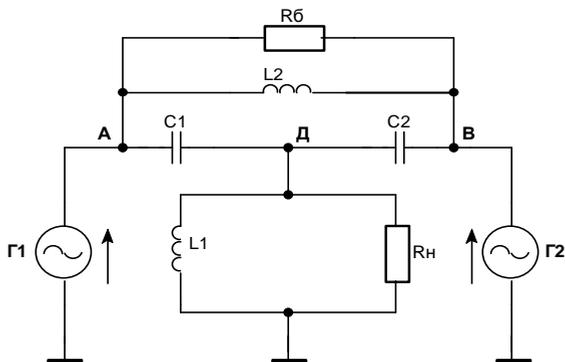


Рис. 12.4. Схема Т-образного моста на сосредоточенных элементах, применяемая в диапазонах ДВ, СВ, КВ

Данная схема содержит нагрузочное сопротивление R_n и балластное сопротивление R_6 , все остальные элементы моста – реактивные. Плечи моста образуются тремя элементами: C_1, C_2, L_1 . При соблюдении условия последовательного резонанса для цепей $L_1 C_1, L_1 C_2$ и при $\omega L_2 = R_6 = 2R_n$ генераторы работают независимо друг от друга, причем для каждого из них мост представляет собой чисто активное сопротивление. На общей нагрузке R_n выделяется суммарная мощность двух генераторов. Напряжения на конденсаторах C_1, C_2 противофазные, поэтому на балластном сопротивлении R_6 напряжение равно нулю и ток через него не течет.

При выключении любого генератора пропадает напряжение на одном из конденсаторов, через балластное сопротивление течет ток, сопротивление нагрузки для другого генератора становится равным $2R_n$. Мощность работающего

генератора делится поровну между R_n и R_0 . Таким образом, при отключении одного из генераторов мощность в нагрузке уменьшается в четыре раза, если сравнивать с номинальным режимом, когда работают сразу два генератора. Поэтому на практике предусматривается схема автоматического отключения моста при выходе одного из генераторов из строя. Мост отключается, а оставшийся исправный генератор отдает свою мощность в нагрузку в обход моста, при этом мощность в нагрузке уменьшается не в четыре, а в два раза.

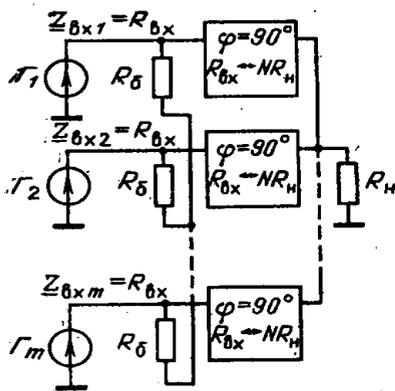


Рис. 12.5. Схема сложения мощности N идентичных синфазных генераторов

При сложении мощности N идентичных синфазных генераторов применяется схема, представленная на рис. 12.5. Эта схема содержит N одинаковых четырехполосников и N балластных резисторов $R_0 = R_{вх}$, включенных по схеме многолучевой звезды.

Четырехполосники обеспечивают необходимую трансформацию сопротивлений NR_n в $R_{вх}$ и фазовый сдвиг на 90° .

При этом токи всех генераторов суммируются в основной нагрузке R_n и компенсируются в балластных резисторах R_0 . В качестве четырехполосников используют Π - или T -цепочки на LC -элементах (рис. 12.6) с одинаковыми по модулю реактивными сопротивлениями: $X = X_L = \omega_0 L = |X_C| = \frac{1}{\omega_0 C}$, где ω_0 – рабочая частота.

Отметим, что практическая реализация LC -элементов может осуществляться в микрополосковом исполнении в УКВ- и СВЧ-диапазонах.

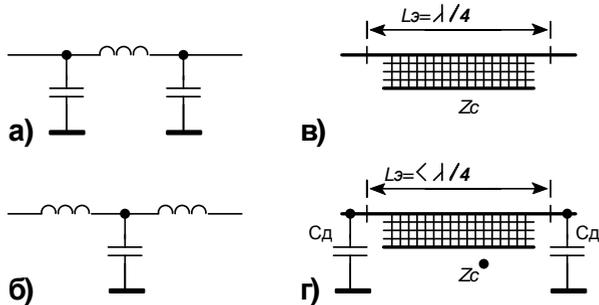


Рис. 12.6. Согласующие четырехполюсники в виде П- или Т-цепочек на LC-элементах

На рис. 12.7 приведена схема прямоугольного моста. Длина широкой части моста $l = \frac{\lambda}{2}$, длина узкой части $l = \frac{\lambda}{4}$.

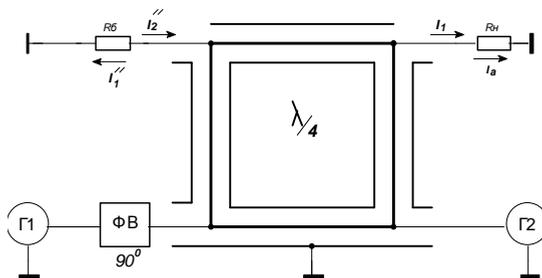


Рис. 12.7. Квадратурный мост

Это обеспечивает различные по длине пути от генераторов к нагрузке и балластному сопротивлению. Колебания, снимаемые с генераторов, являются синфазными. Токи генераторов, прошедшие одинаковый путь, суммируются в общей нагрузке. В балластном сопротивлении суммируются ток от генератора Γ_1 , прошедший путь длиной $l = \frac{3\lambda}{4}$, и ток от генератора Γ_2 , прошедший путь длиной $l = \frac{\lambda}{4}$. Ток, прошедший бóльший путь, имеет бóльший фазовый сдвиг. Для пути

$l = \frac{\lambda}{2}$ фазовый сдвиг составляет 180° . Поэтому токи, текущие через балластное сопротивление, являются противофазными, и при равенстве этих токов мощность, выделяемая в балластном сопротивлении, равна нулю.

В квадратурном мосте (рис. 12.7) фазовый сдвиг напряжений двух генераторов составляет 90° . Этот начальный фазовый сдвиг создается фазовращателем.

Длина пути от генератора G_1 до балластного сопротивления $l = \frac{\lambda}{2}$; длина пути от генератора G_2 до балластного со-

противления $l = \frac{\lambda}{4}$. Без фазовращателя между токами генераторов в балластном сопротивлении фазовый сдвиг равен 90° . Дополнительный фазовый сдвиг в 90° от фазовращателя приводит к тому, что в балластном сопротивлении фазовый сдвиг токов от двух генераторов составляет 180° . Токи, текущие через балластное сопротивление, являются противофазными. При равенстве этих токов мощность, выделяемая в балластном сопротивлении, равна нулю.

В нагрузке токи имеют одинаковый фазовый сдвиг, поэтому суммируются.

На высоких и сверхвысоких частотах мостовые устройства сложения мощностей выполняются на отрезках длинных, коаксиальных и микрополосковых линий.

Квадратурные мосты обеспечивают лучшую развязку генераторов, чем синфазные. Помимо этого отраженный сигнал поступает в балластный резистор, в то время как в синфазных мостах он поступает в генератор.

13. Автогенераторы на биполярных транзисторах

Структурная схема автогенератора представляет собой генератор с внешним возбуждением, выход которого соединяется с входом через четырехполосник обратной связи (рис. 13.1).

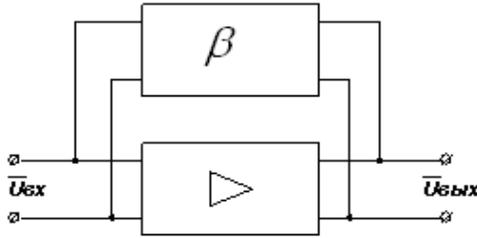


Рис. 13.1 Структурная схема автогенератора

Обозначим частотный коэффициент передачи ГВВ как $\dot{K}_y = \frac{\dot{U}_{\text{вых}}}{\dot{U}_{\text{вх}}}$, подразумевая, что ГВВ – нелинейный резонансный усилитель. Обозначим частотный коэффициент передачи четырехполюсника обратной связи как $\dot{K}_{\text{oc}} = \frac{U_{\text{вх}}}{U_{\text{вых}}}$.

Частотный коэффициент передачи автогенератора можно найти в виде

$$\dot{K}_{\text{AG}} = \dot{K}_y \dot{K}_{\text{oc}} = K_y e^{j\varphi_y} K_{\text{oc}} e^{j\varphi_{\text{oc}}} = 1,$$

где K_y, K_{oc} – модули частотных коэффициентов передачи;

$\varphi_y, \varphi_{\text{oc}}$ – фазовые углы.

Для самовозбуждения автогенератора необходимо выполнение условия $\dot{K}_{\text{AG}} = \dot{K}_y \dot{K}_{\text{oc}} = K_y e^{j\varphi_y} K_{\text{oc}} e^{j\varphi_{\text{oc}}} \geq 1$, которое называется условием самовозбуждения автогенератора. Это условие можно записать в виде двух выражений:

$$K_y K_{\text{oc}} \geq 1 \text{ – условие баланса амплитуд,}$$

$$\varphi_y + \varphi_{\text{oc}} = 2\pi n \text{ – условие баланса фаз,}$$

где $n = 0, 1, 2, \dots$

Таким образом, для самовозбуждения автогенератора необходимо и достаточно, чтобы коэффициент усиления усилителя был достаточно большим, а фазовый сдвиг сигнала, подаваемого через четырехполюсник обратной связи, составлял 0° или 360° .

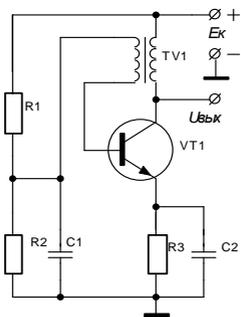


Рис. 13.2.
Трансформаторная
схема автогенератора

На рис. 13.2 приведена одна из возможных схем автогенератора. В этой схеме сигнал с выхода усилителя подается на вход транзистора через Тр-трансформатор, изменяющий фазу на 180° . Транзистор VT вносит фазовый сдвиг 180° . Суммарный фазовый сдвиг составляет 360° , т. е. условие баланса фаз выполняется.

В LC_2 -колебательном контуре выделяется гармоника основной частоты $\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$.

Резисторы R_1, R_2 образуют делитель, с которого на базу транзистора подается напряжение смещения, позволяющее выбрать начальное положение рабочей точки.

Через конденсатор C_1 проходит переменная составляющая напряжения к эмиттеру транзистора.

Как отрицательная обратная связь по напряжению используется цепочка R_3, C_3 , которая является элементом термостабилизации. Повышение температуры вызывает рост тока эмиттера,

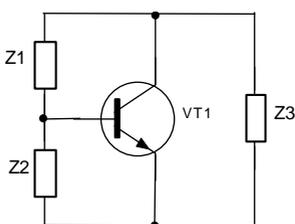


Рис. 13.3.
Трехточечная схема
автогенератора

при этом падение напряжения на R_3 увеличивается, потенциал эмиттера увеличивается, а потенциал базы уменьшается, транзистор запирается, ток эмиттера уменьшается.

Другими возможными схемами автогенераторов являются трехточечные схемы, в которых транзистор включен непосредственно в контур. В схеме, представленной на рис. 13.3, $Z_1 = R_1 + jX_1$, $Z_2 = R_2 + jX_2$, $Z_3 = R_3 + jX_3$ – комплексные сопротивления контура. Для повышения добротности контура (при этом уве-

личивается стабильность частоты) стремятся, чтобы $Z_1 \approx jX_1$, $Z_2 \approx jX_2$, $Z_3 \approx jX_3$, т. е. чтобы они были чисто реактивными.

Для рассматриваемой схемы $\dot{K}_y = \frac{\dot{U}_{\text{вых}}}{\dot{U}_{\text{вх}}} = \frac{Z_3}{Z_2} \approx \frac{X_3}{X_2}$.

Условие баланса амплитуд требует, чтобы $\dot{K}_y \geq 1$. Это возможно в двух случаях:

- 1) $X_2 > 0$, $X_3 > 0$;
- 2) $X_2 < 0$, $X_3 < 0$.

Первому случаю соответствует индуктивная трехточечная схема (рис. 13.4), второму – емкостная трехточечная схема (рис. 13.5).

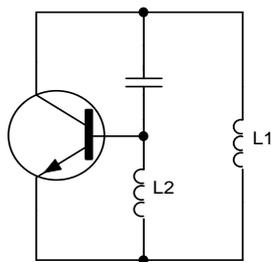


Рис. 13.4. Индуктивная трехточечная схема

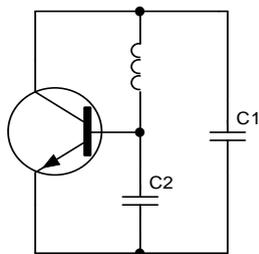


Рис. 13.5. Емкостная трехточечная схема

Для практической реализации схем (рис. 13.4, 13.5) необходимо подать напряжения питания и смещения. На рис. 13.6, 13.7 представлены практические схемы трехточечных автогенераторов.

Одним из основных требований, предъявляемых к автогенератору, является стабильность его частоты. Этот параметр автогенератора определяет стабильность частоты всего радиопередатчика, которая оценивает способность автогенератора сохранять частоту колебаний постоянной в течение определенного времени при воздействии дестабилизирующих факторов, приводящих к нестабильности частоты. Различают кратковременную и долговременную нестабильность частоты.

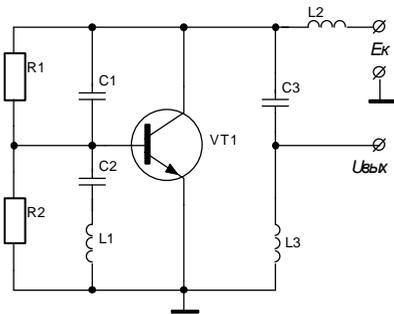


Рис. 13.6. Индуктивная трехточечная схема

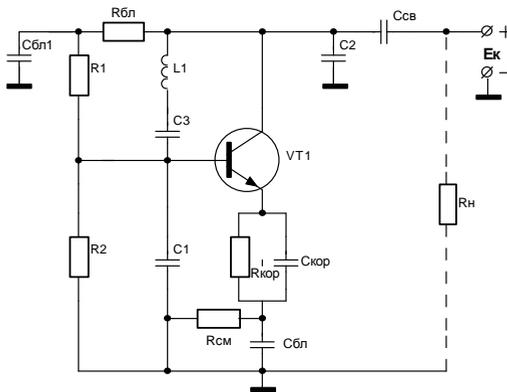


Рис. 13.7. Емкостная трехточечная схема

Абсолютная нестабильность частоты определяется по формуле

$$\Delta f = f_1 - f_2,$$

где f_1 – номинальное значение частоты;

f_2 – измеренное значение частоты при воздействии дестабилизирующих факторов.

Относительная нестабильность частоты определяется величиной $\varepsilon = \frac{\Delta f}{f_1}$ и является одним из основных параметров радиопередатчика. В соответствии с требованиями Регистра величина $\varepsilon \leq 10^{-6}$.

На стабильность частоты автогенератора влияют многочисленные факторы: изменение температуры окружающей среды, изменение напряжения питания, изменение параметров элементов автогенератора во времени и др. В результате воздействия этих факторов относительная нестабильность частоты транзисторного автогенератора, у которого колебательная система собрана на L, C -элементах, $\varepsilon \approx 10^{-3} - 10^{-4}$. Для автогенератора с L, C -элементами, который помещается в термостат для исключения влияния температуры на частоту, $\varepsilon \approx 10^{-5}$.

Повышение стабильности частоты в автогенераторах достигается применением кварцевой стабилизации частоты. Для этого используется кварцевый резонатор, представляющий собой пластину, вырезанную из кристалла кварца и помещенную между двумя электродами. Электроды выполняются металлизацией кварцевой пластины. Контакт с электродами осуществляется кварцедержателями, которые подсоединяются в точках, совпадающих с узлами механических колебаний кварцевой пластины.

Кварцевые пластины обладают пьезоэффектом. При механическом воздействии на поверхности кварцевой пластины появляются электрические заряды (прямой пьезоэффект). При воздействии электрического поля в пластине возникают механические деформации (обратный пьезоэффект). При воздействии переменного электрического поля в пластине возникают упругие механические колебания. Кварцевая пластина обладает резонансной частотой механических колебаний, которая зависит от размеров кварцевой пластины. Чем меньше размеры пластины, тем выше частота колебаний.

Кварцевый резонатор, включенный в электрическую цепь, в которой частота электрических колебаний совпадает с частотой резонансных колебаний кварцевой пластины, обладает свойствами колебательного контура с очень высокой добротностью: $Q = 10^4 - 10^6$. Добротность обычного контура на частотах (3–30) МГц лежит в пределах $100 \leq Q \leq 300$.

На эквивалентной схеме кварцевого резонатора (рис. 13.8), индуктивность L_k характеризует колеблющуюся массу кварцевой

пластины, емкость C_k – величину, обратную упругости пластины, сопротивление r_k учитывает потери на трение и потери при преобразовании электрических колебаний в механические, C_0 – емкость между выводами кварцевого резонатора на частотах, отличных от резонансной. Значения параметров кварцевого резонатора зависят от вида кварцедержателя, рабочей частоты и других факторов. Например, если $20 < \lambda < 1000$ м, тогда $16 < L_k < 6000$ мГн, $0,007 < C_k < 0,055$ пФ, $2 < r_k < 140$ Ом, $5 < C_0 < 50$ пФ [5].

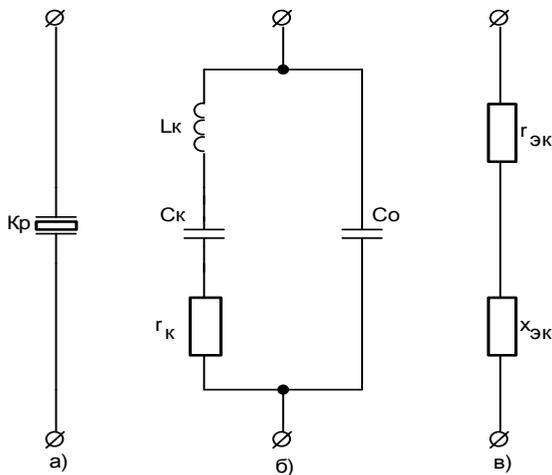


Рис. 13.8. Эквивалентная схема кварцевого резонатора

Эквивалентная схема кварцевого резонатора (рис. 13.8) имеет два электрических резонанса. Последовательному резонансу соответствует частота f_1 , параллельному – частота f_2 . На рис. 13.9 показаны зависимости реактивного и активного сопротивлений от частоты для эквивалентной схемы кварцевого резонатора. Частотам f_1 и f_2 соответствует величина реактивного сопротивления, равная нулю. Частоте последовательного резонанса f_1 соответствует минимальная величина активного сопротивления эквивалентной схемы

кварцевого резонатора. Частоте параллельного резонанса f_2 соответствует максимальная величина активного сопротивления резонатора. Реактивное сопротивление эквивалентной схемы кварцевого резонатора имеет индуктивный характер в диапазоне частот $f_1 < f < f_2$ и емкостный характер при $f > f_2$. Отметим, что частоты f_1 и f_2 расположены достаточно близко друг к другу. Например, для кварцевого резонатора с рабочей частотой 10 МГц разность $f_2 - f_1$ составляет примерно 200 Гц.

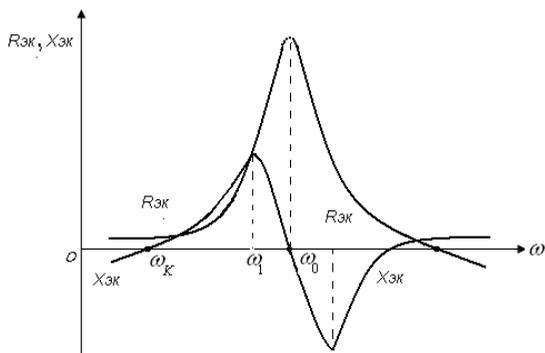


Рис. 13.9. Зависимость активного и реактивного сопротивлений кварцевого резонатора от частоты

Проведенный анализ показал, что кварцевый резонатор в диапазоне частот $f_1 < f < f_2$ может служить в электрической схеме эквивалентной емкостью, эквивалентной индуктивностью, эквивалентным малым активным сопротивлением, эквивалентным большим активным сопротивлением. Это позволяет разработать большое количество электрических схем кварцевых автогенераторов, в которых резонатор является эквивалентом разных элементов. Например, на рис. 13.10 приведена схема трехточечного автогенератора, в котором кварцевый резонатор используется как эквивалентная индуктивность.

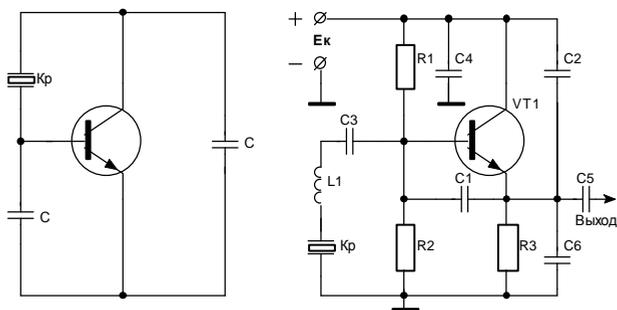


Рис. 13.10. Схема кварцевого автогенератора
(кварцевый резонатор – эквивалентная индуктивность)

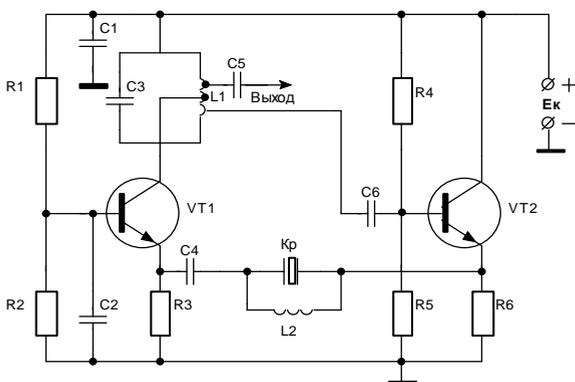


Рис. 13.11. Схема кварцевого автогенератора
(кварцевый резонатор – эквивалентное малое активное сопротивление)

Другим примером является схема двухкаскадного кварцевого автогенератора (рис. 13.11), в котором кварцевый резонатор включен в цепь положительной обратной связи и является эквивалентным малым активным сопротивлением. Первый каскад автогенератора (рис. 13.11) включен по схеме с общей базой, второй – по схеме с общим коллектором. Такое схемное решение обеспечивает оптимальное согласование каскадов.

14. Амплитудная модуляция транзисторного генератора

При амплитудной модуляции изменяется амплитуда высокочастотного колебания $u(t)$ по закону передаваемого сообщения $u_{\Omega}(t)$. Очевидно, что при модуляции должны суммироваться амплитуды несущего колебания U_H и сообщения $u_{\Omega}(t)$:

$$U(t) = U_H + u_{\Omega}(t).$$

Выражение для модулированного по амплитуде колебания можно записать как

$$u(t) = [U_H + u_{\Omega}(t)] \cos(\omega_H t + \varphi_0).$$

Если закон изменения сообщения $u_{\Omega}(t) = U_{\Omega} \cos \Omega t$, то модулированное по амплитуде одной частотой колебание можно записать в виде

$$u(t) = U_H (1 + m \cos \Omega t) \times \cos(\omega_H t + \varphi_0),$$

где $m = \frac{U_{\Omega}}{U_H} = \frac{U_{\max} - U_{\min}}{U_{\max} + U_{\min}}$ —

коэффициент амплитудной модуляции.

На рис. 14.1 представлена осциллограмма амплитудно-модулированного колебания при модуляции одной частотой при различных значениях коэффициента модуляции m .

Модулированное по амплитуде одной частотой колебание можно представить в виде

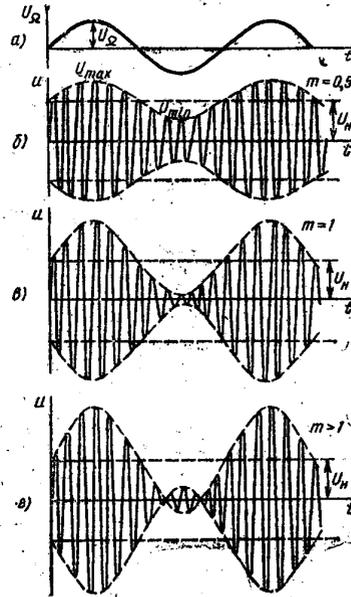


Рис. 14.1. Осциллограмма амплитудно-модулированного колебания при модуляции одной частотой при различных значениях коэффициента модуляции: $m = 0,5$ (а), $m = 1$ (б), $m > 1$ (в)

$$u(t) = U_{\text{н}}(1 + m \cos \Omega t) \cos(\omega_{\text{н}} t + \varphi_0) = \\ = U_{\text{н}} \cos(\omega_{\text{н}} t + \varphi_0) + m U_{\text{н}} \cos \Omega t \cdot \cos(\omega_{\text{н}} t + \varphi_0).$$

При $\varphi_0 = 0$ модулированное по амплитуде одной частотой колебание можно представить в виде спектра, состоящего из трех составляющих (рис. 14.2):

$$u(t) = U_{\text{н}} \cos \omega_{\text{н}} t + 0,5 m U_{\text{н}} \cos(\omega + \Omega)t + 0,5 m U_{\text{н}} \cos(\omega - \Omega)t.$$

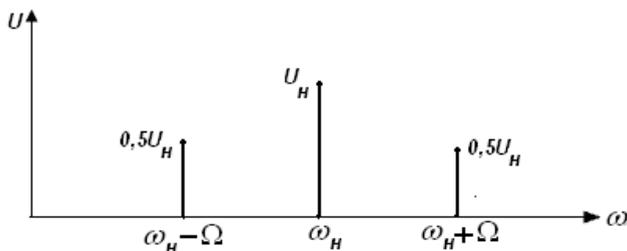


Рис. 14.2. Спектр амплитудно-модулированного колебания для сообщения

Если частота Ω изменяется в диапазоне $\Omega_{\text{н}} < \Omega < \Omega_{\text{в}}$, где $\Omega_{\text{н}}$ – нижняя частота модуляции, $\Omega_{\text{в}}$ – верхняя частота модуляции, то спектр амплитудно-модулированного колебания занимает полосу частот, ширина которой равна $(2\Omega_{\text{в}})$.

При амплитудной модуляции по закону сообщения изменяется амплитуда высокочастотных колебаний. Можно указать три режима, каждый из которых характерен для амплитудного модулятора.

В режиме несущих колебаний модуляция не производится ($m = 0$) – излучается только несущая частота. Мощность несущих колебаний, снимаемых с модулятора в этом режиме, определяется по формуле

$$P_{\text{н}} = 0,5 \frac{U_{\text{н}}^2}{R_{\text{н}}}.$$

В режиме максимальной мощности амплитуда высокочастотных колебаний достигает максимального значения

$U_{\max} = U_{\text{H}}(1+m)$. Мощность колебаний, снимаемых с модулятора в этом режиме, находится по формуле

$$P_{\max} = 0,5 \frac{U_{\max}^2}{R_{\text{H}}} = (1+m)^2 P_{\text{H}}.$$

При $m=1$ $P_{\max} = 4P_{\text{H}}$.

В режиме минимальной мощности амплитуда высокочастотных колебаний достигает минимального значения $U_{\min} = U_{\text{H}}(1-m)$. Мощность колебаний, снимаемых с модулятора в этом режиме, определяется как

$$P_{\min} = 0,5 \frac{U_{\min}^2}{R_{\text{H}}} = (1-m)^2 P_{\text{H}}.$$

При $m=1$ $P_{\min} = 0$.

Средняя мощность может быть найдена по формуле

$$P_{\text{cp}} = \frac{1}{T_{\Omega}} \int_0^{T_{\Omega}} P_{\text{H}}(1+m \cos \Omega t)^2 dt = P_{\text{H}} \left(1 + \frac{m^2}{2} \right).$$

При $m=1$ $P_{\text{cp}} = 1,5P_{\text{H}}$.

Таким образом, при амплитудной модуляции к транзистору модулятора предъявляются повышенные требования: его мощность в режиме модуляции может увеличиваться в четыре раза по сравнению с режимом несущей.

На рис. 14.3 представлена схема базового амплитудного модулятора, в котором модуляция осуществляется изменением напряжения смещения.

При изменении напряжения смещения по закону сообщения изменяется угол отсечки:

$$\cos \theta = \frac{u_{\text{отс}} - E_{\text{см}}}{U_{\text{б}}},$$

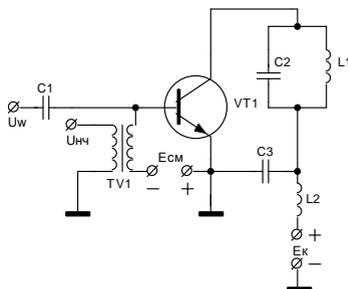


Рис. 14.3. Схема базового амплитудного модулятора

где $u_{отс}$ – начальное напряжение смещения на статической входной характеристике;

$E_{см}$ – напряжение внешнего источника смещения модулятора;

U_6 – амплитуда напряжения возбуждения.

Амплитуда первой гармоники и постоянная составляющая коллекторного тока модулятора вычисляется по формулам

$$I_{к1} = \gamma_1 S U_6,$$

$$I_{к0} = \gamma_0 S U_6.$$

Можно построить зависимость токов $I_{к1}$, $I_{к0}$ (рис. 14.4) в зависимости от напряжения смещения при постоянной амплитуде напряжения возбуждения U_6 (статическая модуляционная характеристика).

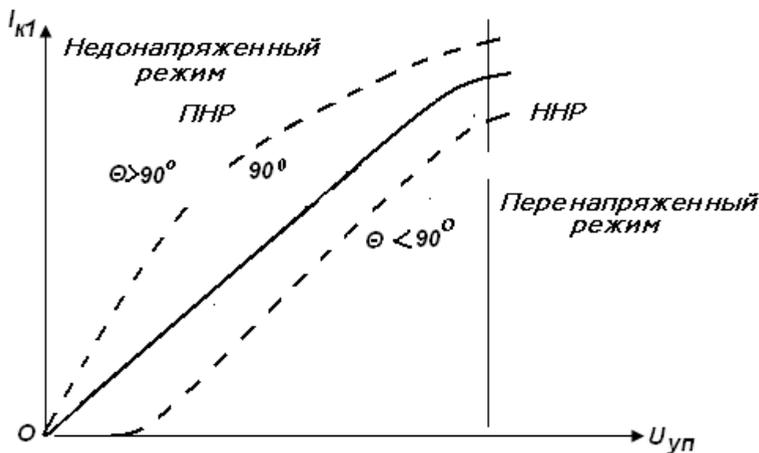


Рис. 14.4. Статическая модуляционная характеристика при базовой модуляции

Построенная зависимость показывает, что в области недонапряженного режима токи $I_{к1}$, $I_{к0}$ почти линейно возрастают в зависимости от напряжения смещения. При максимальном напряжении на базе, равном $E_{см} + U_6$, имеет место перегиб модуляционной характеристики. Для повышения ко-

эфициента полезного действия необходимо, чтобы точка перегиба характеристики соответствовала граничному режиму. Таким образом, базовая амплитудная модуляция осуществляется в недонапряженном режиме с низким коэффициентом полезного действия – 30–40% (только максимальной мощности соответствует граничный режим с высоким коэффициентом полезного действия).

Несомненным достоинством базовой модуляции является то, что требуется незначительная мощность низкой частоты, которая подается в базу модулятора. Эта мощность снимается с усилителя низкой частоты (подмодулятора).

На рис. 14.5 представлена схема коллекторного амплитудного модулятора, в котором модуляция осуществляется изменением напряжения питания.

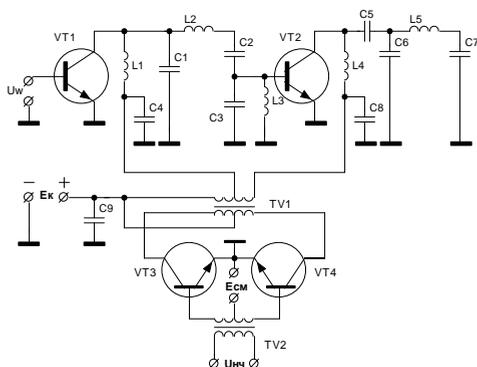


Рис. 14.5. Схема коллекторного амплитудного модулятора

При изменении напряжения питания по закону $U_{\text{п}}(t) = E_{\text{к}}(1 + m \cos \omega t)$ амплитуда этого напряжения определяется как $U_{\text{п}}(t) = E_{\text{к}} m \cos \omega t$. При этом ток транзистора существенно изменяется в области перенапряженного режима, которая используется для модуляции (рис. 14.6).

Перенапряженный режим в отличие от недонапряженного режима характеризуется более высоким коэффициентом полезного действия, поэтому коллекторная амплитудная моду-

ляция энергетически более выгодная, чем базовая амплитудная модуляция.

В процессе модуляции средний за период высокочастотных колебаний коллекторный ток изменяется от 0 до $I_{к0\max} = I_{к0н}(1 + m)$, где $I_{к0н}$ – коллекторный ток в режиме несущей. Амплитуда низкочастотных колебаний коллекторного тока определяется как $I_{\Omega} = m I_{к0н}$.

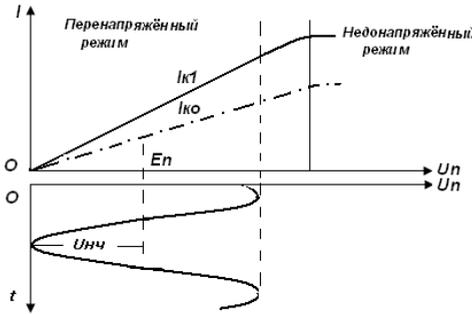


Рис. 14.6. Статическая модуляционная характеристика при коллекторной модуляции

Мощность, потребляемая модулятором от усилителя, находится по формуле

$$P_{\Omega} = 0,5 I_{\Omega} U_{\Omega} = 0,5 m^2 I_{к0н} E_{к}.$$

При $m = 1$ мощность усилителя (подмодулятора) примерно равна колебательной мощности модулируемого каскада в режиме несущей.

Таким образом, применение базовой амплитудной модуляции позволяет уменьшить мощность подмодулятора, но при этом коэффициент полезного действия радиопередатчика невысок из-за работы всего высокочастотного тракта в недонапряжённом режиме. Применение коллекторной модуляции позволяет повысить коэффициент полезного действия радиопередатчика (высокочастотный тракт работает в перенапряжённом режиме), но мощность подмодулятора соизмерима с мощностью радиопередатчика.

15. Частотная и фазовая модуляции транзисторного генератора

При частотной модуляции по закону сообщения изменяется частота колебания. На рис. 15.1 показана осциллограмма напряжения при частотной модуляции. При изменении частоты также изменяется фаза колебания.

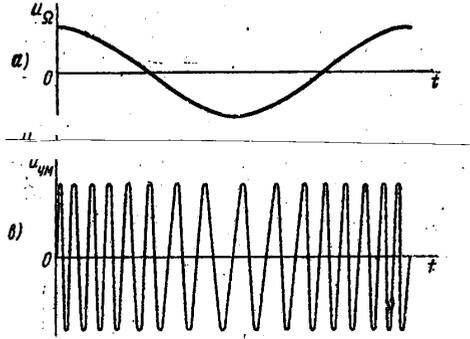


Рис. 15.1. Осциллограмма напряжения при частотной модуляции:
а – модулирующий сигнал; б – модулируемый сигнал

Частота ω и фаза φ колебания связаны линейными соотношениями $\omega(t) = \frac{d\varphi(t)}{dt}$, $\varphi(t) = \int \omega(t) dt$.

Например, для гармонического сигнала $s(t) = A \sin(\omega t + \varphi_0)$. Фаза этого колебания определяется как $\varphi(t) = \omega t + \varphi_0$. Найдем частоту:

$$\omega(t) = \frac{d\varphi(t)}{dt} = \omega,$$

$$\varphi(t) = \int \omega dt = \omega t + \varphi_0.$$

Найдем фазу:

$$\varphi(t) = \int \omega \cdot dt = \omega t + \varphi_0.$$

Поэтому модуляция по частоте всегда сопровождается модуляцией по фазе и наоборот, а частотная и фазовая модуляции носят название угловой модуляции.

При частотной модуляции одним гармоническим колебанием частота модулированного колебания вычисляется по формуле

$$\omega = \omega_n + \Delta\omega \cdot \cos \Omega t ,$$

где ω_n – несущая частота;

$\Delta\omega$ – девиация частоты;

Ω – частота модуляции.

Мгновенная фаза этого колебания определяется как

$$\varphi(t) = \int (\omega_n + \Delta\omega \cos \omega t) dt = \omega_n t + \frac{\Delta\omega}{\Omega} \sin \Omega t + \varphi_0$$

и изменяется по синусоидальному закону с девиацией фазы

$$\Delta\varphi = \frac{\Delta\omega}{\Omega} .$$

При фазовой модуляции одним гармоническим колебанием фаза модулированного колебания находится по формуле

$$\varphi(t) = \omega_n t + \Delta\varphi \cdot \cos \Omega t ,$$

где $\Delta\varphi$ – девиация фазы.

Мгновенная частота этого колебания определяется как

$$\omega(t) = \frac{d\varphi(t)}{dt} = \omega_n - \Delta\varphi \cdot \Omega \sin \Omega t$$

и изменяется по синусоидальному закону с девиацией частоты $\Delta\omega = \Delta\varphi \cdot \Omega$.

Из приведенных выражений следует, что при частотной модуляции девиация частоты зависит только от амплитуды модулирующего колебания, а девиация фазы зависит и от амплитуды, и от частоты. При фазовой модуляции девиация фазы зависит только от амплитуды модулирующего колебания, а девиация частоты зависит как от его амплитуды, так и от частоты.

Существует возможность получить с помощью фазового модулятора частотную модуляцию. Для этого необходимо модулирующий сигнал подавать на фазовый модулятор через интегрирующую цепь.

Также возможно с помощью частотного модулятора получить фазовую модуляцию. Для этого необходимо модули-

рующий сигнал подавать на частотный модулятор через дифференцирующую цепь.

При модуляции одной частотой спектры фазомодулированного и частотно-модулированного сигналов являются линейчатыми (рис. 15.2) и содержат несущую частоту ω_n и множество комбинационных частот $(\omega_n \pm p\Omega, p = 1, 2, 3, \dots)$. Относительные амплитуды составляющих спектра пропорциональны функциям Бесселя первого рода $I_p(m)$ порядка p от аргумента m .

При частотной модуляции одним гармоническим колебанием отношение модулированного напряжения к его максимальной величине определяется как

$$\frac{u}{U_m} = \cos\left(\omega_n t + \frac{\Delta\omega}{\Omega} \sin \Omega t + \varphi_0\right) = I_0(m) \cos \omega_n t + \sum_{p=1}^{\infty} I_p(m) \left[\cos(\omega_n + p\Omega)t + (-1)^p \cos(\omega_n - p\Omega)t \right].$$

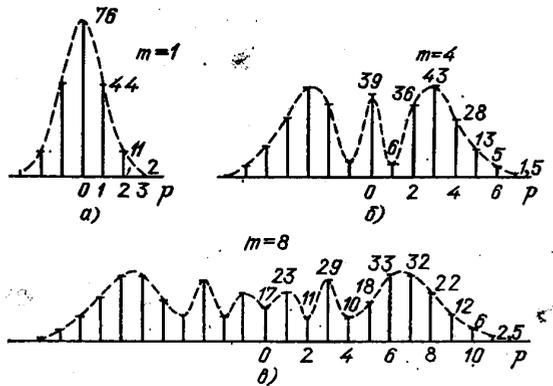


Рис. 15.2. Спектры сигналов с угловой модуляцией при различных индексах модуляции: $m = 1$ (а), $m = 4$ (б), $m = 8$ (в)

На рис. 15.3 представлены графики функций Бесселя первого рода порядка p .

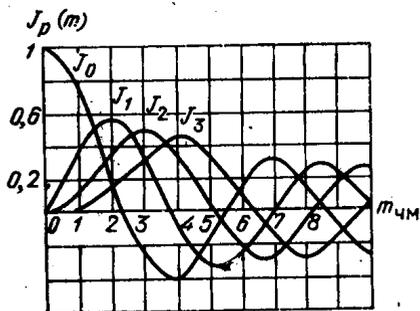


Рис. 15.3. Графики функций Бесселя первого рода порядка p

Ширина полосы пропускания, занимаемая сигналом с угловой модуляцией, определяется по приближенной формуле [1]:

$$П = 2F_{\max} (m + \sqrt{m} + 1),$$

где F_{\max} – максимальная частота модуляции;

$$m = \frac{\Delta\omega}{\Omega_{\max}} \text{ – коэффициент частотной модуляции;}$$

$$\Delta\omega = 2\pi\Delta f \text{ – девиация угловой частоты;}$$

$$\Omega_{\max} = 2\pi F_{\max}.$$

На рис. 15.4 дана схема частотного модулятора, представляющего собой автогенератор, частота которого изменяется при изменении емкости варикапа. Емкость варикапа изменяется под воздействием напряжения модуляции.

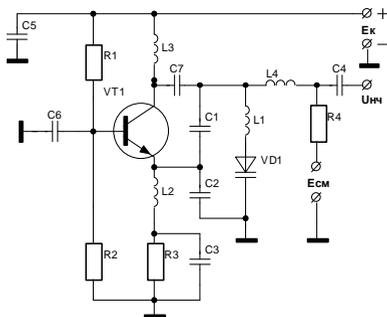


Рис. 15.4. Схема частотного модулятора

На рис. 15.5 дана схема фазового модулятора, представляющего собой транзисторный генератор с внешним возбуждением, фаза напряжения которого изменяется при изменении емкости варикапа. Емкость варикапа изменяется под воздействием напряжения модуляции. Варикап включен в параллельный колебательный контур. Изменение емкости контура приводит к его расстройке относительно резонансной частоты. Сопротивление контура при этом приобретает реактивный характер, и появляется фазовый сдвиг между током и напряжением на контуре. При небольших расстройках зависимость фазового сдвига от частоты для параллельного контура – линейная, при этом фазовый сдвиг составляет не более $10^\circ - 15^\circ$. Такому фазовому сдвигу соответствует девиация частоты 600–1000 Гц.

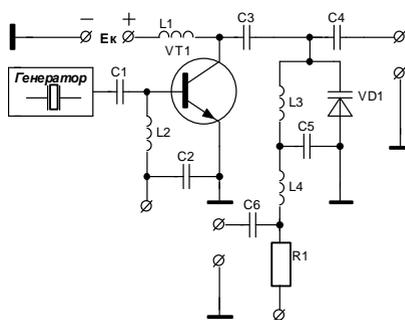


Рис. 15.5. Схема фазового модулятора

При значительных расстройках контура относительно резонансной частоты зависимость фазового сдвига от частоты становится нелинейной, поэтому модуляция невозможна из-за нелинейных искажений.

На рис. 15.6 представлена структурная схема модулятора, в котором для получения частотной модуляции используется фазовый модулятор.

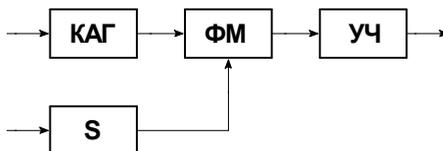


Рис. 15.6. Структурная схема модулятора, в котором для получения частотной модуляции используется фазовый модулятор (КАГ – кварцевый генератор, ФМ – фазовый модулятор, УЧ – умножитель частоты, S – интегратор)

Эта схема применяется в радиопередатчиках низовой связи. Ее достоинство состоит в том, что относительная нестабильность частоты на выходе модулятора $\varepsilon \leq 10^{-6}$. Недостатком является малая девиация частоты на выходе: (600–1000) Гц. Для устранения этого недостатка после фазового модулятора включают умножители частоты. Так, для радиопередатчиков низовой связи включают три умножителя частоты, два из которых умножают частоту на два, один – на три. Тогда девиация частоты такого радиопередатчика удовлетворяет требованиям Регистра ($\Delta f \geq 5$) кГц.

В вещательных радиопередатчиках с частотной модуляцией девиация частоты $\Delta f = 50$ кГц. Для получения такой девиации частоты применяется частотный модулятор. Однако относительная нестабильность частоты такого модулятора $\varepsilon \approx 10^{-3}$. Поэтому применяется автоматическая подстройка частоты (рис. 15.7).

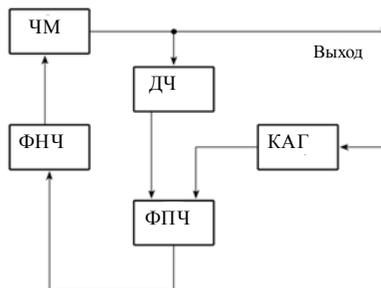


Рис. 15.7. Структурная схема возбуждителя с частотной модуляцией (ЧМ – частотный модулятор, ДЧ – делитель частоты, ФД – фазовый детектор, КАГ – кварцевый автогенератор, ФНЧ – фильтр нижних частот, ФПЧ – фазовая подстройка частоты)

В схеме используется делитель частоты для уменьшения девиации частоты на входе фазового детектора. При коэффициенте деления делителя $K_d = 1000$ девиация частоты уменьшается в 1000 раз, а коэффициент частотной модуляции $m < 1$. Известно (рис. 15.3), что при $m \approx 2,3$ в спектре частотно-модулированного сигнала отсутствует несущая частота.

Уменьшение величины m до значений $m < 1$ не приведет к сбою в работе схемы автоматической подстройки частоты из-за пропадания несущей частоты в спектре сигнала.

Заключение

Транзисторный генератор с внешним возбуждением является основным каскадом радиопередающих устройств и преобразует энергию источника постоянного напряжения в энергию гармонических колебаний требуемой частоты.

Возбуждение маломощных транзисторных ГВВ осуществляется гармоническим напряжением, что обусловлено достаточно высоким входным сопротивлением маломощных транзисторов. Возбуждение мощных транзисторных ГВВ осуществляется гармоническим током из-за низкого входного сопротивления.

В конечных каскадах радиопередатчиков основными параметрами генератора с внешним возбуждением являются выходная колебательная мощность, коэффициент полезного действия, мощность побочных излучений, параметры колебаний, характеризующие их как передаваемый сигнал.

Основным режимом работы транзисторного генератора с внешним возбуждением является режим работы с отсечкой коллекторного тока. Обычно угол отсечки для транзисторного ГВВ составляет 90° , что объясняется достаточно высоким коэффициентом полезного действия (78%). При этом максимальное напряжение на переходе эмиттер – база обычно не превышает предельно допустимого значения.

Повышение коэффициента полезного действия ГВВ можно достичь переходом в ключевой режим с резистивной нагрузкой или в ключевой режим с формирующим контуром. Платой за увеличение коэффициента полезного действия в этом случае является повышение граничной частоты применяемого транзистора.

Для увеличения выходной колебательной мощности радиопередатчиков применяют параллельное и двухтактное включение транзисторов в ГВВ. Общим недостатком таких схем является необходимость подбора режимов транзисторов, увеличение междуэлектродных емкостей, что уменьшает максимально воз-

можную рабочую частоту ГВВ. В двухтактной схеме усложняется настройка выходной колебательной системы.

Применение двухтактной схемы, работающей с углом отсечки 90° , позволяет существенно уменьшить побочные излучения радиопередатчика.

Для значительного увеличения мощности радиопередатчика применяют мостовые устройства сложения. Эти устройства позволяют осуществить совместную и независимую работу нескольких ГВВ в общей нагрузке.

Умножение частоты в транзисторном ГВВ осуществляется на низком уровне мощности вследствие малого коэффициента полезного действия умножителя частоты. Обычно кратность умножения ГВВ составляет 2–3.

Мощность побочных излучений является результатом нелинейных преобразований гармонического сигнала, поступающего на вход транзисторного генератора с внешним возбуждением.

Выходная цепь согласования решает две задачи:

- преобразование комплексного сопротивления антенны в выходное активное сопротивление транзистора ГВВ;
- фильтрация побочных излучений.

Уровень побочных излучений на выходе радиопередатчика не должен превышать предельно допустимой мощности $P_{\text{поб}} \leq 10$ мВт. Для достижения такого уровня часто приходится увеличивать число звеньев в колебательной системе.

Стабильность частоты автогенератора (радиопередатчика) достигается кварцевой стабилизацией частоты. Относительная нестабильность частоты при кварцевой стабилизации $\varepsilon = 10^{-6}$.

Базовую амплитудную модуляцию целесообразно применять на низком уровне мощности в возбудителе или в каскадах радиопередатчика, следующих непосредственно за ним. Это связано с тем, что базовый амплитудный модулятор имеет невысокий коэффициент полезного действия.

Коллекторную амплитудную модуляцию целесообразно применять в оконечных каскадах радиопередатчика. Это связано с тем, что коллекторный амплитудный модулятор имеет высокий коэффициент полезного действия.

В радиопередатчиках низовой связи для получения частотной модуляции используют фазовый модулятор с последующим умножением частоты. Такая схема позволяет обеспечить необходимую девиацию частоты $\Delta f \geq 5$ кГц и относительную нестабильность частоты $\varepsilon \leq 10^{-6}$.

В вещательных радиопередатчиках с частотной модуляцией для получения частотной модуляции используют частотный модулятор с автоподстройкой частоты, что позволяет обеспечить необходимую девиацию частоты $\Delta f \geq 50$ кГц и относительную нестабильность частоты $\varepsilon \leq 10^{-6}$.

Литература

1. Радиопередающие устройства / Под ред. В.В. Шахгильдяна. – М.: Радио и связь, 2003. – 560 с.
2. *Петров Б.Е., Романюк В.А.* Радиопередающие устройства на полупроводниковых приборах. – М.: Высш. шк., 1989. – 232 с.
3. *Шахгильдян В.В.* Проектирование радиопередающих устройств. – М.: Радио и связь, 2000. – 656 с.
4. Радиопередающие устройства / Под ред. В.В. Шахгильдяна. – М.: Радио и связь, 1996. – 553 с.
5. *Шумилин М.С. и др.* Радиопередающие устройства. – М.: Высш. шк., 1981. – 203 с.
6. Устройства генерирования и формирования радиосигналов / Под ред. Г.М. Уткина. – М.: Радио и связь, 1994. – 416 с.
7. *Гавриленко В.В.* Радиопередающие устройства. – М.: Транспорт, 1983. – 368 с.