

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
Санкт-Петербургский
государственный университет аэрокосмического приборостроения

Б. А. Павлов, Л. Д. Вилесов, В. Н. Филатов

ГЕНЕРАТОРЫ С ВНЕШНИМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ

Учебное пособие

Санкт-Петербург
2003

УДК 621.313.13(075)

ББК 31.261

П12

Павлов Б. А., Вилесов Л. Д., Филатов В. Н.

П12 Генераторы с внешним возбуждением: Учеб. пособие / СПбГУАП. СПб., 2003. 28 с.: ил.

Учебное пособие содержит один из разделов курса «Устройства формирования и передачи сигналов». Изложены принципы построения транзисторных генераторов с внешним возбуждением, проанализированы режимы их работы, приведены основные параметры и соотношения. Рассмотрены вопросы оптимизации электрического режима генераторов, особенности работы на расстроенную нагрузку. Кроме того, приведены и описаны принципиальные схемы генераторов разной выходной мощности, реализующие функции усиления и умножения частоты.

Пособие предназначено для студентов заочной формы обучения по специальности «Радиотехника» и может быть полезно студентам других специальностей и форм обучения.

Рецензенты:

кафедра радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения;
кандидат технических наук, доцент *А. Ю. Гулевитский*

Утверждено

редакционно-издательским советом университета
в качестве учебного пособия

© СПбГУАП, 2003

© Б. А. Павлов, Л. Д. Вилесов,
В. Н. Филатов, 2003

Общие сведения о генераторах с внешним возбуждением и используемых активных элементах

Самым распространенным каскадом современных радиопередатчиков является генератор с внешним возбуждением (ГВВ). В его состав входят активный элемент (АЭ), нагрузка, цепи питания и смещения АЭ и цепь возбуждения, по которой на вход АЭ подается радиочастотный сигнал от возбудителя. В качестве возбудителя выступает предшествующий каскад передатчика. Цепи возбуждения и смещения образуют входную цепь АЭ, которая должна решать также задачи входной цепи согласования. В свою очередь цепи питания и нагрузки образуют выходную цепь АЭ, выполняющую функции выходной согласующей цепи. Напомним, что цепи согласования служат, во-первых, для трансформации (согласования) сопротивлений; во-вторых, для формирования совместно с цепями питания и смещения необходимой формы токов и напряжений, обеспечивающих требуемый режим работы ГВВ, и, в третьих, для фильтрации высших гармоник. Обобщенная структурная схема ГВВ изображена на рис. 1.

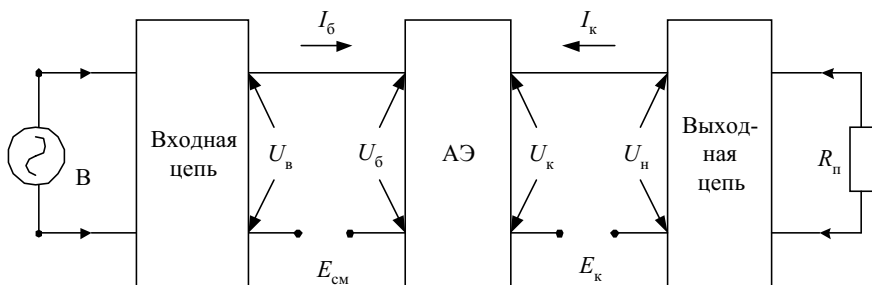


Рис. 1

Входная цепь согласования трансформирует входное сопротивление АЭ в сопротивление, равное внутреннему сопротивлению R_i возбудителя (В), а выходная цепь согласования – сопротивление потребителя $R_{п}$ (входное сопротивление следующего каскада, фидера, антенны) в оптимальное сопротивление нагрузки АЭ.

В передатчиках ГВВ могут выполнять три разные функции: усиливать радиочастотные колебания (усилители), повышать частоту этих колебаний в целое число раз (умножители частоты) и изменять ампли-

туда колебаний радиочастоты по закону НЧ-сигнала сообщения (амплитудные модуляторы).

В качестве АЭ в ГВВ используются электровакуумные лампы, биполярные и полевые транзисторы. В этом пособии рассматриваются принципы работы и построения ГВВ на биполярных транзисторах, хотя некоторые выводы могут быть распространены и на другие электронные приборы.

Простейшая схема ГВВ на транзисторе приведена на рис. 2.

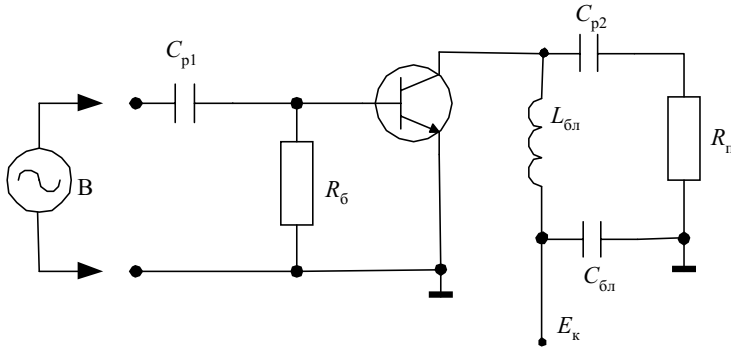


Рис. 2

Входная цепь содержит разделительный конденсатор C_{p1} и резистор $R_б$, служащий для замыкания постоянной составляющей тока базы. Коллекторная цепь транзистора питается от источника с напряжением $E_к$. Выходная цепь содержит разделительный конденсатор C_{p2} и цепь питания, состоящую из блокировочных элементов $L_{бл}$, $C_{бл}$, препятствующих замыканию переменной составляющей коллекторного тока через источник.

ГВВ в передатчиках используют схемы включения транзисторов либо с общим эмиттером (ОЭ), либо с общей базой (ОБ). И та и другая схема включения имеет свои преимущества, целесообразность же применения их в конкретном каскаде будет рассмотрена ниже.

Режимы работы АЭ в ГВВ

Все режимы работы АЭ подразделяются на два крупных класса: режим колебаний первого рода и режим колебаний второго рода. Для реализации первого режима положение рабочей точки в исходном состоянии на проходной характеристике транзистора выбирают на середине линейного участка (рис. 3). На рисунке обозначено: $I_{к0}$ – постоянная

составляющая коллекторного тока; $I_{к1}$ – амплитуда первой гармоники тока коллектора; $i_{к}$ – мгновенное значение коллекторного тока.

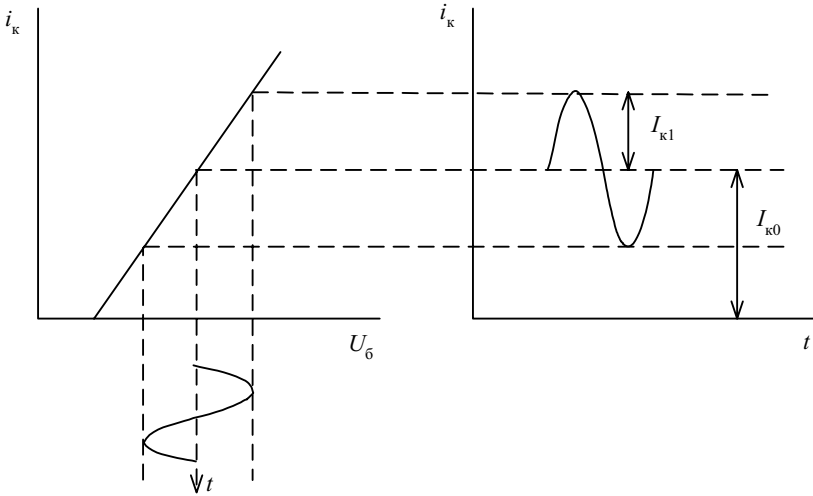


Рис. 3

Коэффициент полезного действия (КПД) η выходной цепи ГВВ

$$\eta = \frac{P_1}{P_0}.$$

Полезная мощность $P_1 = \frac{1}{2} I_{к1} U_{к}$, где $U_{к}$ – напряжение на коллекторе, а мощность потребления от источника коллекторного питания $P_0 = E_{к} I_{к0}$. Тогда

$$\eta = \frac{0,5 I_{к1} U_{к}}{E_{к} I_{к0}},$$

т. е. КПД во многом зависит от уровня постоянной составляющей $I_{к0}$.

Определим максимально возможный КПД для режима колебаний первого рода:

$$\eta_{\max} = \frac{P_{1\max}}{P_0} = \frac{0,5 I_{к1\max} U_{к.\max}}{E_{к} I_{к0}}.$$

Так как $I_{к1\max} = I_{к0}$ и $U_{к.\max} = E_{к}$, то $\eta_{\max} = 0,5$.

В реальных же каскадах, работающих в этом режиме, η_{\max} не может превысить величины 0,4. Поэтому режим колебаний первого рода практически не используется в радиопередатчиках из-за низкой энергетической эффективности.

Режимы работы АЭ, при которых ток в выходной цепи протекает только часть периода входного колебания, объединяются в режим колебаний второго рода. Для реализации этого режима рабочую точку устанавливают в нижней части проходной характеристики транзистора (рис. 4).

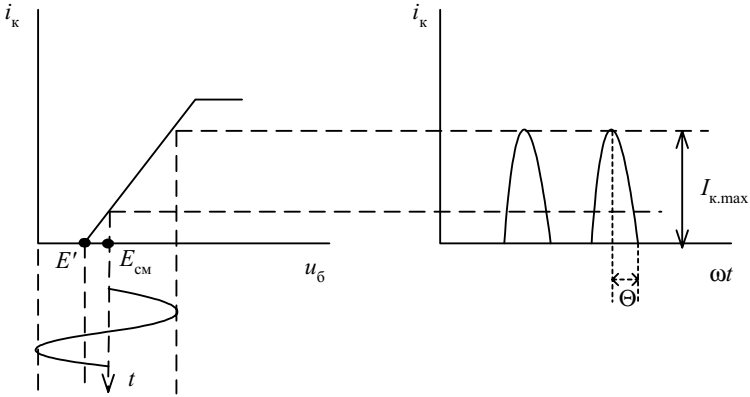


Рис. 4

Таким образом, при колебаниях второго рода выходной ток транзистора имеет форму периодической последовательности импульсов, длительность и амплитуда которых зависит от значения напряжения смещения E_{cm} по отношению к напряжению отсечки E' коллекторного тока. Эти импульсы называются косинусоидальными, и они характеризуются двумя основными параметрами: амплитудой импульса $I_{k,max}$ и углом отсечки Θ . При достижении входным сигналом верхнего изгиба проходной характеристики АЭ переходит в состояние насыщения, и вершина косинусоидального импульса как бы срезается. Режим работы АЭ в этом случае называется ключевым.

Углом отсечки Θ называется половина длительности импульса тока размерности ωt (в градусах или радианах). В зависимости от значения Θ иногда режимы работы АЭ подразделяют, используя следующие обозначения: A , AB , B , C и D . A – режим колебаний первого рода или без отсечки. Режимы AB , B и C относятся к режиму колебаний второго рода, с отсечкой и обозначают импульсные режимы работы. D – ключевой режим. Связь этих режимов с величиной Θ показана на рис. 5.

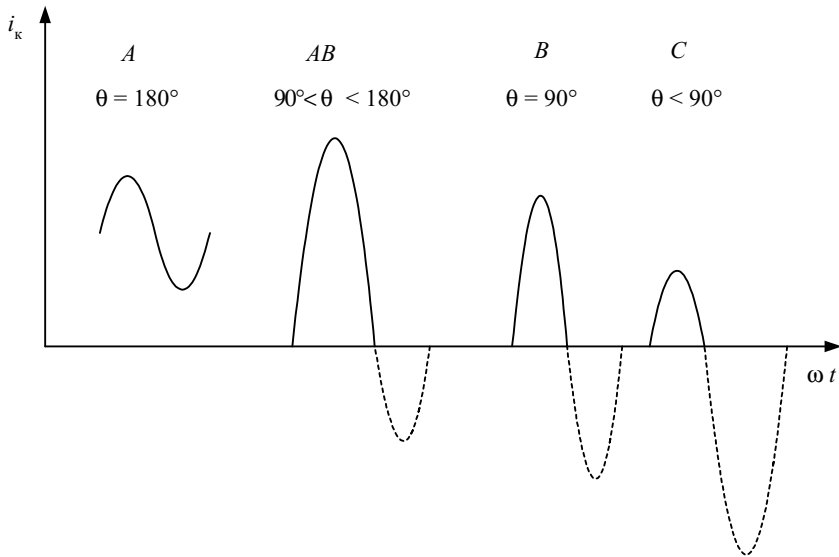


Рис. 5

По сравнению с режимом *A* импульсные режимы, как обладающие гораздо меньшими значениями постоянной составляющей выходного тока, являются энергетически более эффективными. Высокий КПД в режиме с отсечкой делает ГВВ основным усилительным каскадом в радиопередающих устройствах.

Энергетические показатели выходной цепи ГВВ

Рассмотрим импульсные режимы работы.

Основные токи и напряжения, участвующие в работе ГВВ, в котором АЭ включен по схеме с ОЭ, показаны на рис. 1.

$$E_k = u_k(t) + u_n(t),$$

где $u_n(t)$ – напряжение на нагрузке; $u_k(t)$ – напряжение на коллекторе.

Соответственно мощность потребления

$$P_0 = P_{\text{к.рас}} + \sum_i P_i,$$

где $P_{\text{к.рас}}$ – мощность рассеяния на коллекторе, $\sum_i P_i$ – сумма мощностей гармоник коллекторного тока, выделяемых на нагрузку.

Для ГВВ, работающего в качестве усилителя (нагрузка настраивается на частоту первой гармоники):

$$P_1 \gg \sum_i P_i \text{ при } i \neq 1 \text{ и}$$

$$P_0 \approx P_{\text{к.рас}} + P_1,$$

где P_1 – мощность первой гармоники коллекторного тока в нагрузке.

Это выражение является записью энергетического баланса выходной цепи усилителя мощности.

Для умножителя частоты, нагрузка которого настраивается на частоту n -й гармоники:

$$P_n \gg \sum_i P_i \text{ при } i \neq n$$

и в этом случае

$$P_0 \approx P_{\text{к.рас}} + P_n,$$

где P_n – мощность n -й гармоники в нагрузке.

Последнее выражение является соотношением энергетического баланса выходной цепи умножителя частоты.

КПД выходной цепи ГВВ

$$\eta = \frac{P_{\sim}}{P_0},$$

где P_{\sim} – колебательная мощность, выделяемая в нагрузке. При настроенной нагрузке $P_{\sim} = P_1$ (для усилителя) и $P_{\sim} = P_n$ (для умножителя частоты).

Для усилителя

$$\eta = \frac{P_1}{P_0} = \frac{0,5 I_{\text{к1}} U_{\text{н}}}{E_{\text{к}} I_{\text{к0}}},$$

где $U_{\text{н}}$ – амплитуда переменного напряжения на нагрузке.

Отношение амплитуды первой гармоники $I_{\text{к1}}$ к значению постоянной составляющей $I_{\text{к0}}$ тока коллектора называется коэффициентом формы выходного тока g , т. е.

$$g = \frac{I_{\text{к1}}}{I_{\text{к0}}}.$$

Отношение амплитуды переменного напряжения на нагрузке к напряжению источника коллекторного питания называется коэффициентом использования транзистора по коллекторному напряжению

$$\xi = \frac{U_n}{E_k}.$$

Таким образом,

$$\eta = 0,5g\xi,$$

и, следовательно, для увеличения КПД необходимо увеличивать долю переменных составляющих выходного тока и напряжения на нагрузке по отношению к постоянным составляющим выходной цепи АЭ.

Энергетические показатели входной цепи ГВВ

Входная цепь содержит цепи возбуждения и смещения (см. рис. 1). Входное напряжение АЭ $u_{\bar{0}}(t)$ представляет сумму напряжений смещения $E_{\text{см}}$ и возбуждения $u_{\text{в}}(t)$:

$$u_{\bar{0}}(t) = E_{\text{см}} + u_{\text{в}}(t).$$

Если каскад возбуждается гармоническим напряжением, то

$$u_{\text{в}}(t) = U_{\text{в}} \cos \omega t,$$

где $U_{\text{в}}$ – амплитуда напряжения возбуждения, и

$$u_{\bar{0}}(t) = E_{\text{см}} + U_{\text{в}} \cos \omega t.$$

Если умножить обе части равенства на входной ток (ток базы) и проинтегрировать полученные произведения на периоде колебания высокой частоты, то получим

$$P_{\bar{0}} = P_{\text{см}} + P_{\text{в}}, \quad (1)$$

где $P_{\bar{0}}$ – мощность, рассеиваемая на входном электроде (на базе); $P_{\text{см}}$ – мощность, выделяемая в источнике смещения; $P_{\text{в}}$ – мощность возбуждения.

$$P_{\text{см}} = E_{\text{см}} I_{\text{вх0}}, \quad P_{\text{в}} = 0,5 U_{\text{в}} I_{\text{в}},$$

где $I_{\text{вх0}}$ – постоянная составляющая входного тока; $U_{\text{в}}$ и $I_{\text{в}}$ – амплитуды переменных составляющих напряжения и тока возбуждения, т. е. первой гармоники. Выражение (1) является соотношением энергетическо-

го баланса входной цепи ГВВ, которое можно переписать в следующем виде при $E_{\text{см}} < 0$:

$$P_{\text{в}} = P_{\text{г}} + P_{\text{см}},$$

где $P_{\text{в}}$ – мощность сигнала первой гармоники на входе ГВВ.

Для более полной оценки эффективности работы ГВВ следует учитывать все затраты, связанные с получением полезного сигнала, и использовать формулу для полного КПД

$$\eta = \frac{P_{\sim}}{P_0 + P_{\text{см}} + P_{\text{в}}}.$$

Как правило, КПД транзисторных ГВВ принимает значения от 70 до 90%.

Напряженность режима АЭ

Понятие электрического режима АЭ вводится для изучения и анализа работы ГВВ, классификации рабочих состояний АЭ. В электрический режим АЭ входят его параметры в их взаимосвязи. Одной из характеристик электрического режима является напряженность режима, оце-

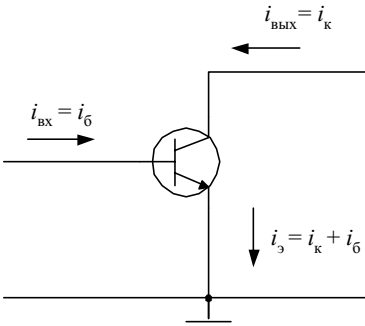


Рис. 6

ниваемая степень искажения импульса выходного тока. Численной мерой напряженности режима служит коэффициент использования коллекторного напряжения ξ . Искажение импульсов выходного (коллекторного) тока обусловлено перераспределением суммарного тока АЭ между токами электродов. Так для транзистора, включенного по схеме с ОЭ, эмиттерный ток будет перераспределяться между коллекторным и базовым токами (рис. 6).

По степени проявления указанных признаков режимы АЭ можно разделить на четыре режима по напряженности: недонапряженный (ННР), граничный (критический) (ГР), слабоперенапряженный и сильноперенапряженный (ПНР). Особенно наглядно области этих режимов можно представить на выходных и проходных статических характеристиках (рис. 7).

Линия граничного режима (ЛГР) проводится через точки наибольшей кривизны кривых семейства выходных статических характеристик. Справа от нее расположена область, соответствующая недонапряженному режиму и характеризующаяся малыми входными токами (в данном случае малым током базы i_b) и слабой зависимостью выходного тока от выходного напряжения (i_k от u_k). Слева – область, относящаяся к перенапряженному режиму, отличающимися особенностями которого являются большие входные токи и сильная зависимость входного тока от выходного напряжения. Граничный (критический) режим – режим переходной. Таким образом, названия режимов (недонапряженный, перенапряженный) указывают прежде всего на уровень мощности рассеяния на входном электроде, на величину входного тока.

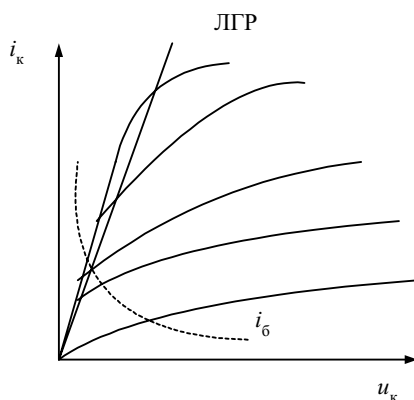


Рис. 7

Степень искажения импульса выходного тока можно проиллюстрировать с помощью динамической характеристики АЭ, которая показывает, как изменяется ток выходного электрода при изменении всех напряжений и наличии нагрузки. То есть динамическая характеристика представляет собой такую линию на статических характеристиках АЭ, по которой перемещается рабочая точка за период колебаний.

На рис. 8 приведены пять характерных динамических характеристик. Динамическая характеристика AB соответствует нулевому сопротивлению нагрузки АЭ ($R_n = 0$). Динамическая характеристика AC относится к ННР. В этом режиме импульс выходного тока имеет косинусоидальный вид (косинусоидальный импульс) (кривая 1 на рис. 8). Характеристика AD относится к граничному режиму, который разделяет недонапряженные режимы от перенапряженных и при котором ГВВ отдает наибольшую мощность при высоком КПД. Импульс выходного тока в этом случае имеет уплощенную вершину (2 на рис. 8). Динамическая характеристика GEA относится к слабоперенапряженному режиму, которому соответствует импульс с провалом (3 на рис. 8). Динамическая характеристика HFA относится к сильноперенапряженному режиму, при

котором выходной импульс приобретает двурогий вид, а провал опускается ниже оси абсцисс, где коллекторный ток равен нулю (4 на рис. 8).

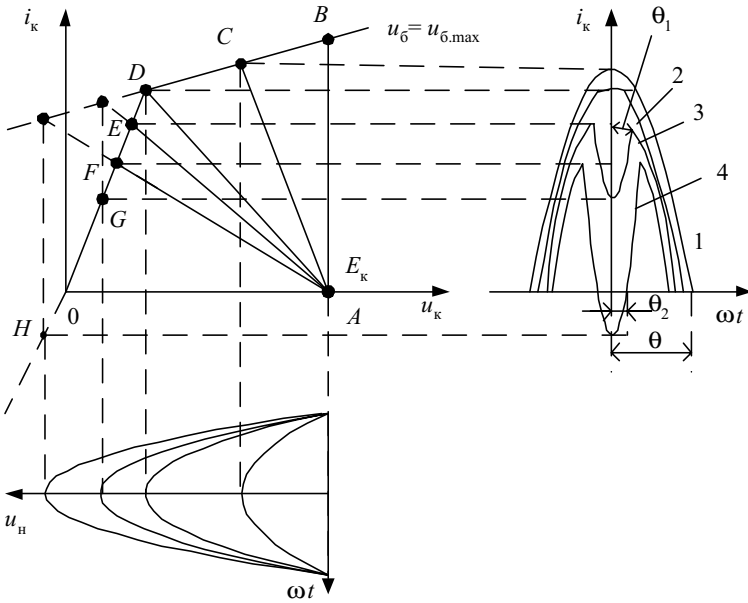


Рис. 8

Уменьшение амплитуды импульса и появление провала в нем обусловлено, как было сказано ранее, резким уменьшением коллекторного тока за счет увеличения базового.

Для описания формы импульсов выходного тока в ПНР вводятся дополнительные углы отсечки: верхний Θ_1 и нижний Θ_2 .

Гармонический анализ импульсов выходного тока

Так как угол отсечки Θ является весьма важным параметром при описании импульсов выходного тока $i_{\text{ВЫХ}}$, то имеет смысл установить его связь с энергетическими параметрами режима работы АЭ.

Если предположить, что последовательность импульсов (рис. 9) бесконечна, то она может быть представлена рядом Фурье:

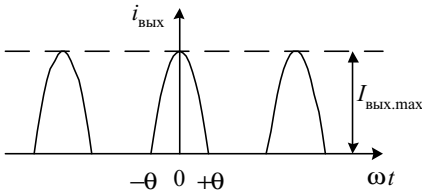


Рис. 9

$$i_{\text{ВЫХ}} = I_{\text{ВЫХ}0} + I_{\text{ВЫХ}1} \cos \omega t + \dots + I_{\text{ВЫХ}n} \cos n\omega t + \dots,$$

где $I_{\text{ВЫХ}0}$ – постоянная составляющая выходного тока; $I_{\text{ВЫХ}n}$ – амплитуда n -й гармоники. В случае применения транзистора $i_{\text{ВЫХ}} = i_{\text{К}}$.

Коэффициенты ряда Фурье могут быть вычислены по следующим известным формулам:

$$I_{\text{ВЫХ}0} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} i_{\text{ВЫХ}}(\omega t) d\omega t;$$

$$I_{\text{ВЫХ}n} = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} i_{\text{ВЫХ}}(\omega t) \cos n\omega t d\omega t, \quad (2)$$

если подставить в них выражение для мгновенного значения выходного тока $i_{\text{ВЫХ}}(\omega t)$.

Для получения выражений коэффициентов ограничимся недонапряженным и граничным режимами, когда в описании импульса выходного тока фигурирует только один угол отсечки Θ . Тогда, используя проходную статическую характеристику транзистора $i_{\text{К}} = f(u_{\text{Б}})$ (рис. 10), можно записать

$$S = \frac{\Delta i_{\text{К}}}{\Delta u_{\text{Б}}},$$

где S – средняя крутизна транзистора; $\Delta u_{\text{Б}}$ – изменение базового напряжения.

Так как $\Delta i_{\text{К}} = i_{\text{К}}$ и $\Delta u_{\text{Б}} = u_{\text{Б}} - E'$ при $U_{\text{Б}} > E'$, то

$$i_{\text{К}} = S(u_{\text{Б}} - E').$$

Мгновенное значение входного напряжения при гармоническом возбуждении

$$u_{\text{Б}}(t) = E_{\text{СМ}} + U_{\text{Б}} \cos \omega t, \quad (3)$$

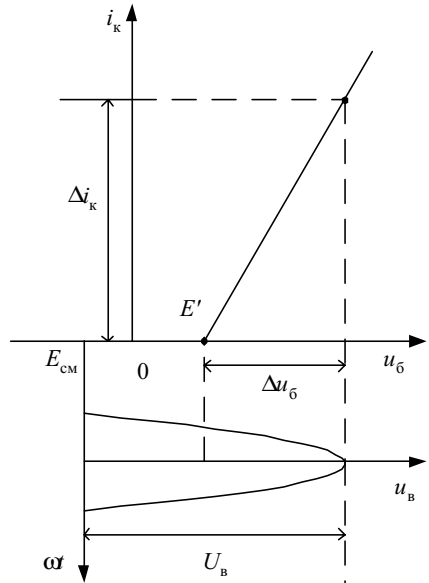


Рис. 10

Тогда

$$i_{\text{к}}(t) = S(E_{\text{см}} + U_{\text{в}} \cos \omega t - E') = SU_{\text{в}} \left(\cos \omega t + \frac{E_{\text{см}} - E'}{U_{\text{в}}} \right). \quad (4)$$

При $u_{\text{в}} = E'$ аргумент $\omega t = \Theta$. Подставляя эти значения в выражение (3), получаем $E' = E_{\text{см}} + U_{\text{в}} \cos \Theta$.

Отсюда

$$\cos \Theta = \frac{E' - E_{\text{см}}}{U_{\text{в}}}.$$

Запишем выражение (4) с учетом последнего равенства

$$i_{\text{к}}(t) = SU_{\text{в}} (\cos \omega t - \cos \Theta). \quad (5)$$

Получим теперь выражение для амплитуды импульса коллекторного тока $I_{\text{к.мах}}$. При $\omega t = 0$ $i_{\text{к}} = I_{\text{к.мах}}$, и в соответствии с выражением (5)

$$I_{\text{к.мах}} = SU_{\text{в}} (1 - \cos \Theta). \quad (6)$$

Обобщая результаты путем введения обозначений

$$i_{\text{к}} = i_{\text{вых}} \text{ и } I_{\text{к.мах}} = I_{\text{вых.мах}},$$

перепишем выражение (5) и (6) в более общем виде:

$$i_{\text{вых}}(t) = SU_{\text{в}} (\cos \omega t - \cos \Theta), \quad (7)$$

$$I_{\text{вых.мах}} = SU_{\text{в}} (1 - \cos \Theta). \quad (8)$$

С помощью несложной подстановки получим выражение, показывающее связь мгновенного значения с амплитудой импульса выходного тока:

$$i_{\text{вых}}(t) = \frac{I_{\text{вых.мах}} (\cos \omega t - \cos \Theta)}{1 - \cos \Theta}. \quad (9)$$

Теперь установим функциональную зависимость коэффициентов ряда Фурье от угла Θ путем подстановки выражений для $i_{\text{вых}}(t)$ в формулы, определяющие коэффициенты ряда (2).

Сначала воспользуемся выражением (7). Подставив его в подынтегральные выражения и, вычислив интегралы, получим

$$I_{\text{вых}0} = SU_{\text{в}} \gamma_0(\Theta), \quad I_{\text{вых}n} = SU_{\text{в}} \gamma_n(\Theta),$$

где $\gamma_0(\Theta) = 1/\pi(\sin \Theta - \Theta \cos \Theta)$,

$$\gamma_n(\Theta) = \frac{1}{n\pi} \left(\frac{\sin(n-1)\Theta}{n-1} - \frac{\sin(n+1)\Theta}{n+1} \right).$$

Функции $\gamma_0(\Theta)$, $\gamma_1(\Theta)$, ..., $\gamma_n(\Theta)$, ... называются коэффициентами разложения (коэффициентами Берга). В общем виде выражение для коэффициентов Берга можно представить в следующем виде:

$$\gamma_n(\Theta) = \frac{I_{\text{ВЫХ}n}}{SU_{\text{В}}}.$$

Они представляют собой коэффициенты пропорциональности между составляющими импульсов выходного тока и управляющим входным напряжением, умноженным на крутизну характеристики АЭ.

Если же воспользоваться выражением (9) для подстановки в формулы (2), то получим после интегрирования

$$\begin{aligned} I_{\text{ВЫХ}0} &= I_{\text{ВЫХ.макс}} \alpha_0(\Theta); \\ I_{\text{ВЫХ}n} &= I_{\text{ВЫХ.макс}} \alpha_n(\Theta), \end{aligned} \quad (10)$$

где

$$\alpha_0(\Theta) = \left(\frac{\sin \Theta - \Theta \cos \Theta}{\pi(1 - \cos \Theta)} \right) \text{ и}$$

$$\alpha_n(\Theta) = \frac{1}{n\pi(1 - \cos \Theta)} \left(\frac{\sin(n-1)\Theta}{n-1} - \frac{\sin(n+1)\Theta}{n+1} \right);$$

$\alpha_0(\Theta)$, $\alpha_1(\Theta)$, ..., $\alpha_n(\Theta)$, ... – тоже называются коэффициентами разложения, общая формула для которых выглядит следующим образом:

$$\alpha_n(\Theta) = \frac{I_{\text{ВЫХ}n}}{I_{\text{ВЫХ.макс}}}.$$

Коэффициенты $\alpha_n(\Theta)$ являются, следовательно, коэффициентами пропорциональности между составляющими импульса выходного тока и амплитудой этого импульса. Нетрудно заметить, что обе разновидности коэффициентов разложения связаны между собой:

$$\alpha_n(\Theta) = \frac{\gamma_n(\Theta)}{1 - \cos \Theta}.$$

Установим связь энергетических параметров ГВВ с коэффициентами разложения и, следовательно, с углом отсечки Θ .

Полезная колебательная мощность, выделяемая в нагрузке усилителя мощности, определяется первой гармоникой выходного тока, т. е.

$$P_{\sim} = 0,5U_{\text{ВЫХ}} I_{\text{ВЫХ}1}.$$

Учитывая выражения (10), перепишем предыдущее выражение через коэффициент Берга:

$$P_{\sim} = 0,5U_{\text{ВЫХ}} I_{\text{ВЫХ max}} \alpha_1(\Theta), \quad (11)$$

что показывает зависимость P_{\sim} от α_1 и от Θ . Подобным же образом можно показать зависимость колебательной мощности в нагрузке умножителя частоты от $\alpha_n(\Theta)$ и Θ .

КПД усилителя мощности и умножителя частоты, как было показано ранее, могут быть записаны через ξ и g следующим образом:

$$\eta_{y.m} = 1/2\xi g_1 \text{ и } \eta_{y.ч} = 1/2\xi g_n, \quad (12)$$

где g_1 и g_n – коэффициенты формы тока по первой и n -й гармоникам. Нетрудно показать, что

$$g_1(\Theta) = \frac{\gamma_1(\Theta)}{\gamma_0(\Theta)} = \frac{\alpha_1(\Theta)}{\alpha_0(\Theta)} \text{ и } g_n(\Theta) = \frac{\gamma_n(\Theta)}{\gamma_0(\Theta)} = \frac{\alpha_n(\Theta)}{\alpha_0(\Theta)}. \quad (13)$$

Таким образом, КПД тоже является функцией коэффициентов разложения и, соответственно, угла отсечки Θ .

Итак, значения коэффициентов разложения $\gamma_n(\Theta)$ и $\alpha_n(\Theta)$ зависят от номера гармоники и угла отсечки, т. е. однозначно характеризуют гармонический состав импульсов выходного тока при различных Θ и определяют выходные энергетические параметры ГВВ.

Выбор угла отсечки

Коэффициенты $\gamma_n(\Theta)$, $\alpha_n(\Theta)$ и $g_1(\Theta)$, как отмечалось выше, определяют полезную мощность и КПД ГВВ. Значения коэффициентов вычислены точно для всего диапазона изменения угла Θ . Графики зависимостей коэффициентов разложения для постоянной составляющей и первых трех гармоник от угла отсечки, а также зависимость $g_1(\Theta)$ приведены на рис. 11 и 12. Назначение приведенных графиков – нахождение

оптимальных углов отсечки при выбранном критерии (например, достижение максимальной полезной колебательной мощности).

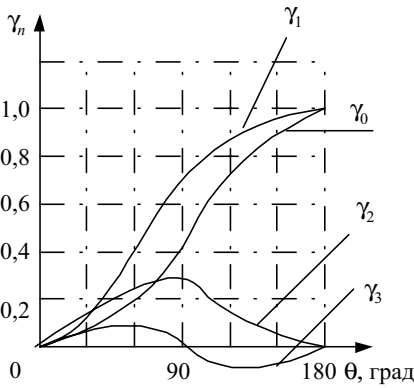


Рис. 11

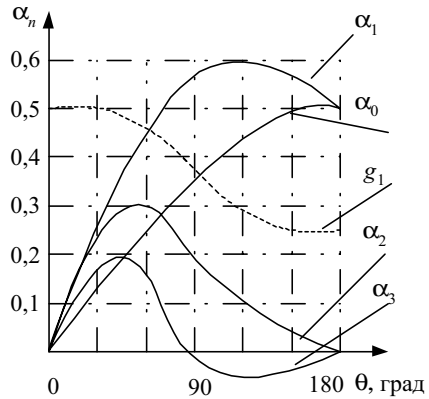


Рис. 12

Для усилителя мощности максимальное значение P_1 {выражение (11)} соответствует наибольшему значению α_1 при $\Theta = 120^\circ$. Для умножителей частоты надо ориентироваться на требуемый номер гармоники выходного тока. Так для удвоителя частоты максимум P_2 соответствует наибольшему значению α_2 при $\Theta = 60^\circ$, а для утроителя P_3 — наибольшему значению α_3 при $\Theta = 45^\circ$. Значения углов Θ , при которых наблюдаются максимумы коэффициентов $\alpha_n(\Theta)$, вычисляются по формуле

$$\Theta = 120^\circ/n.$$

КПД выходной цепи усилителя мощности, как видно из выражений (12) и (13), зависит от отношения $\alpha_1(\Theta)/\alpha_0(\Theta)$ или $\gamma_1(\Theta)/\gamma_0(\Theta)$. С уменьшением Θ эти отношения, а значит, и КПД возрастает, так как уменьшаются и потребляемая, и колебательная мощность, но потребляемая мощность (коэффициенты $\alpha_0(\Theta)$, $\gamma_0(\Theta)$) уменьшается быстрее, чем колебательная (коэффициенты $\alpha_1(\Theta)$ и $\gamma_1(\Theta)$). Таким образом, рост КПД при стремлении Θ к 0 вступает в противоречие с требованием большой колебательной мощности в нагрузке. Поэтому на практике угол отсечки устанавливают в интервале $80^\circ \leq \Theta \leq 90^\circ$, когда КПД достаточно высоко (0,7–0,75) и выходная колебательная мощность составляет приблизительно $0,9P_{\sim\max}$.

Определение оптимального угла отсечки из графиков коэффициентов разложения следует производить исходя из исходных данных и тре-

бований к разрабатываемому ГВВ. Если требуется получить максимальную полезную мощность при заданном $I_{\text{ВЫХ,макс}}$, то следует выбирать Θ , которые соответствуют максимальным значениям коэффициентов $\alpha_n(\Theta)$ (см. рис. 12). Если же задано напряжение U_B , то необходимо для нахождения Θ руководствоваться положением максимума коэффициента $\gamma_1(\Theta)$ (см. рис. 11).

Оптимизация режима ГВВ

Для практического выбора наиболее выгодного режима необходимо представлять, как изменяются токи, напряжения и энергетические параметры ГВВ при изменении исходных параметров. Чаще всего в качестве критерия оптимизации режима ГВВ используют максимизацию одного из энергетических параметров (полезной выходной мощности, КПД или коэффициента усиления мощности) при приемлемых значениях остальных.

Зависимость энергетических параметров от угла отсечки Θ была показана в предыдущих разделах. Однако режим работы ГВВ зависит также от питающих напряжений, от напряжения возбуждения U_B и от сопротивления нагрузки R_H . Зависимость от R_H основных энергетических параметров (P_{\sim} , η , K_p – коэффициент усиления мощности) видна в следующих известных выражениях:

$$P_{\sim} = 0,5 I_{\text{ВЫХ}}^2 R_H,$$

$$\eta = \frac{P_{\sim}}{P_0} = \frac{0,5 I_{\text{ВЫХ}}^2 R_H}{P_0},$$

$$K_p = \frac{P_{\sim}}{P_{\text{ВХ}}} = \frac{0,5 I_{\text{ВЫХ}}^2 R_H}{P_0}.$$

Если рассматривать типовой вариант расчета ГВВ с постоянным напряжением U_B ($\Theta = \text{const}$) и стабильными питающими напряжениями, то R_H является основным параметром оптимизации режима ГВВ.

Под сопротивлением нагрузки понимается эквивалентное сопротивление выходной колебательной системы (контура) ГВВ. Зависимости параметров генератора от сопротивления нагрузки называют нагрузочными характеристиками ГВВ. Их можно построить с помощью динамических характеристик генератора (см. рис. 8). Нагрузочные характерис-

тики для токов и напряжений приведены на рис. 13, а для энергетических параметров – на рис. 14.

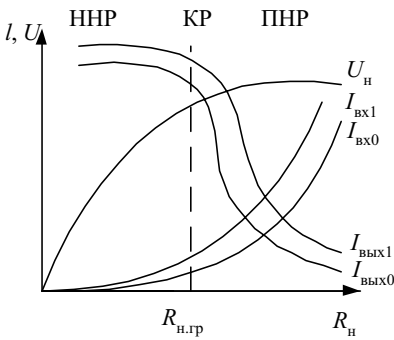


Рис. 13

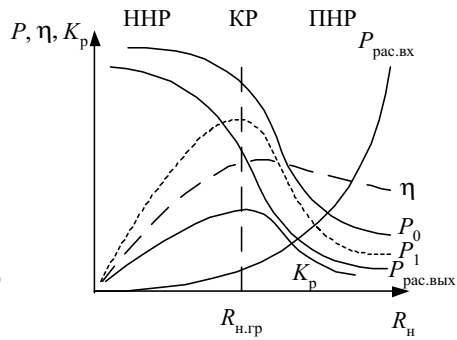


Рис. 14

Пунктирная линия, проведенная через точку, соответствующую сопротивлению нагрузки для граничного (критического) режима $R_{н,гр}$, отделяет недонапряженный от перенапряженного режима.

Чтобы определить характер поведения энергетических параметров на рис. 14, обратимся к рис. 13.

В соответствии с динамическими характеристиками АЭ при увеличении R_n от нуля величины $I_{вых0}$ и $I_{вых1}$ сначала медленно уменьшаются, а затем, после наступления критического режима, крутизна их спада резко возрастает. Обратную картину изменения имеют величины $I_{вх0}$ и $I_{вх1}$ из-за перераспределения токов АЭ. Характер изменения U_n (быстрый рост в ННР и медленный в ПНР) объясняется ростом R_n и поведением $I_{вых1}$ в соответствии с выражением $U_n = I_{вых1} R_n$.

Теперь нетрудно обосновать характер кривых на рис. 14. Мощность первой гармоники $P_1 = 0,5 U_n I_{вых1}$, выделяемая в нагрузке, имеет максимум при $R_n = R_{н,гр}$, так как слева от этой точки поведение P_1 определяется в основном изменением U_n ($I_{вых1}$ слабо зависит от R_n), а справа – в основном резким падением $I_{вых1}$ при относительном постоянстве U_n .

Ход кривой потребляемой мощности P_0 повторяет характер изменения $I_{вх0}$, так как $P_0 = E_k I_{вх0}$ и $E_k = const$. Графики зависимостей мощностей рассеяния на входном $P_б = P_{рас.вх}$ и выходном $P_к = P_{рас.вых}$ электродах от R_n повторяют ход кривых $I_{вх0}$ и $I_{вых0}$. Коэффициент усиления мощности K_p достигает максимального значения в критическом режиме, а КПД η – в слабеперенапряженном режиме.

Таким образом, оптимальным режимом ГВВ по критериям максимума выходной полезной мощности P_1 и коэффициента усиления K_p явля-

ется критический режим. Оптимальным режимом по критерию максимума η является слабоперенапряженный.

Признаки и свойства режимов АЭ в ГВВ

Режимы АЭ в ГВВ обладают следующими признаками и свойствами.

1. Недонапряженный режим ($R_n < R_{n,гр}$):

– малое напряжение на нагрузке U_n ;

– большое остаточное напряжение на выходном электроде;

– режим опасный по выходному электроду, потери на нем могут превысить допустимые;

– большой ток выходного электрода;

– малый ток входного электрода;

– импульс выходного тока косинусоидального вида.

2. Критический режим ($R_n = R_{n,гр}$):

– максимальная полезная мощность;

– максимальный коэффициент усиления мощности;

– высокий КПД;

– импульс выходного тока уплощенный.

3. Перенапряженный режим ($R_n > R_{n,гр}$):

– большое напряжение на нагрузке;

– малое остаточное напряжение на выходном электроде;

– небольшой ток выходного электрода;

– большой ток входного электрода;

– слабоперенапряженный режим – максимальный КПД и импульс выходного тока с «провалом»;

– сильноперенапряженный режим – тяжелый по входному электроду, потери на котором могут превысить допустимые; импульс выходного тока имеет двурогий вид.

Настройка ГВВ

До сих пор предполагалось, что АЭ в ГВВ работает с нагрузкой, настроенной на основную частоту. Поэтому можно было говорить об оптимальном режиме генератора в рабочем (штатном) состоянии. Однако на практике можно столкнуться со случаем, когда выходной контур еще не настроен на рабочую частоту или произошла его расстройка по каким-либо причинам. Рассмотрим, что происходит с АЭ при работе на ненастроенную нагрузку и как произвести настройку ГВВ.

Представим нагрузку в виде эквивалентной схемы последовательного соединения активного $R(\omega)$ и реактивного $X(\omega)$ сопротивлений (рис. 15), т.е. комплексное сопротивление нагрузки $Z(\omega) = R(\omega) + jX(\omega)$. Для данной эквивалентной схемы на рис. 16 показаны графики зависимостей активной и реактивной составляющих сопротивления нагрузки от частоты ω . При настройке выходного контура ГВВ на рабочую частоту ω_0 активная часть $R(\omega_0)$ принимает максимальное значение, а $X(\omega_0) = 0$.

В понимании процесса настройки ГВВ и его работы на расстроенную нагрузку помогают настроечные характеристики, которые показывают изменение режима АЭ при изменении характера нагрузки. Под настроечными характеристиками будем понимать зависимости мощностей, напряжений и токов генератора от частоты.

При расстройке колебательного контура резко меняется режим работы АЭ. Если при настроенном контуре этот режим был критическим или слабоперенапряженным, то с расстройкой контура он становится недонапряженным. Изменение режима объясняется двумя причинами (см. рис. 16): во-первых, с расстройкой уменьшается активное сопротивление контура и напряжение на нем; во-вторых, происходит сдвиг фаз между входным (базовым) и выходным (коллекторным) напряжениями АЭ.

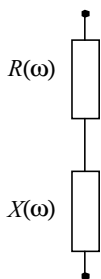


Рис. 15

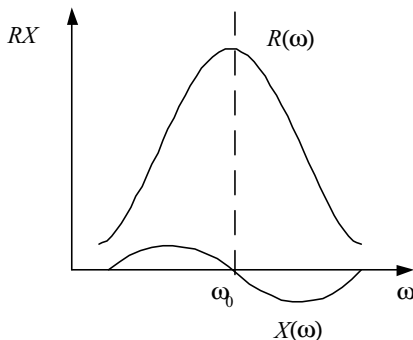


Рис. 16

Переход в недонапряженный режим при расстройке приводит к увеличению постоянной составляющей $I_{\text{ВЫХ}0}$ и первой гармоники $I_{\text{ВЫХ}1}$ выходного тока, к падению величины первой гармоники входного тока $I_{\text{ВХ}1}$ (рис. 17). Чаще всего в качестве точки настройки колебательной системы ГВВ используется эффект минимума постоянной составляющей выходного тока $I_{\text{ВЫХ}0}$ ($I_{\text{К}0}$).

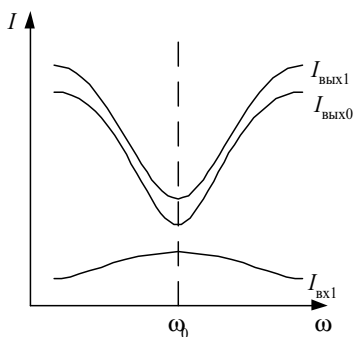


Рис. 17

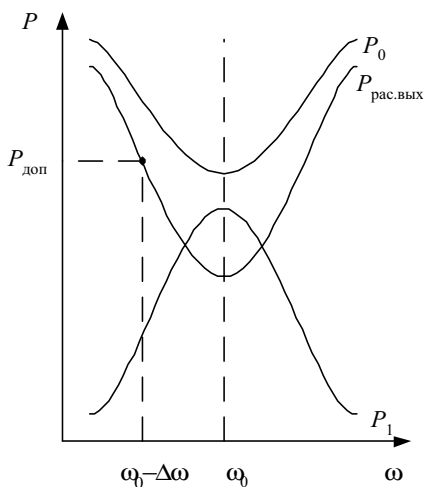


Рис. 18

Поведение энергетических параметров ГВВ при расстройке показано на рис. 18. Подводимая к генератору мощность P_0 растет с расстройкой, так как увеличивается постоянная составляющая выходного тока, а напряжение питания E_k – постоянно. Так как с расстройкой резко уменьшается эквивалентное сопротивление контура, то уменьшаются переменное напряжение на контуре и, следовательно, полезная колебательная мощность ГВВ P_1 .

Одновременное увеличение потребляемой мощности P_0 и уменьшение полезной P_1 приводит к резкому увеличению потерь (мощности рассеяния) на выходном электроде (коллекторе)

$$P_{\text{рас.вых}} = P_k = P_0 - P_1.$$

Если эта мощность превысит допустимую $P_{\text{доп}}$, то АЭ может выйти из строя. Поэтому начальную настройку ГВВ, когда неизвестна величина расстройки, рекомендуется производить при пониженном напряжении коллекторного питания, а уже

более точную подстройку осуществлять при его номинальном значении. Эта процедура особенно важна при настройке мощных каскадов передатчика.

Схемы усилителей мощности

Маломощные усилители на биполярных транзисторах предназначены для работы в диапазоне частот от 30 МГц до 1000 МГц и применяются в промежуточных каскадах передатчиков. Транзистор в них целесообразно включать по схеме с ОЭ, так как такая схема включения имеет отрицательную обратную связь через емкость коллекторного переход-

да, которая стабилизирует работу каскада и повышает его устойчивость. Коэффициент усиления мощности такого усилителя достаточно высок и может достигать нескольких десятков. При необходимости снижения коэффициента усиления мощности можно включать небольшое активное сопротивление (порядка нескольких ом) в цепь эмиттера или базы.

Схема маломощного усилителя на биполярном транзисторе приведена на рис. 19. П-образная входная цепь согласования $C1, C2, L1$ обеспечивает возбуждение усилителя гармоническим напряжением. Блокировочные элементы $C_{бн1}$ и $L_{бн1}$, $C_{бн2}$ и $L_{бн2}$ – фильтры в цепях смещения и коллекторного питания соответственно. Делитель на сопротивлениях $R1$ и $R2$ предназначен для подачи положительного смещения на базу транзистора. Сопротивление R_3 обеспечивает устойчивость работы усилителя, подбором которого корректируется коэффициент усиления мощности. C_p – разделительный конденсатор. Выходная П-образная цепь $C3, C4, L2$ осуществляет согласование выходного нагрузочного сопротивления транзистора с сопротивлением потребителя, а также подавление гармоник, начиная со второй; E_k – источник коллекторного питания.

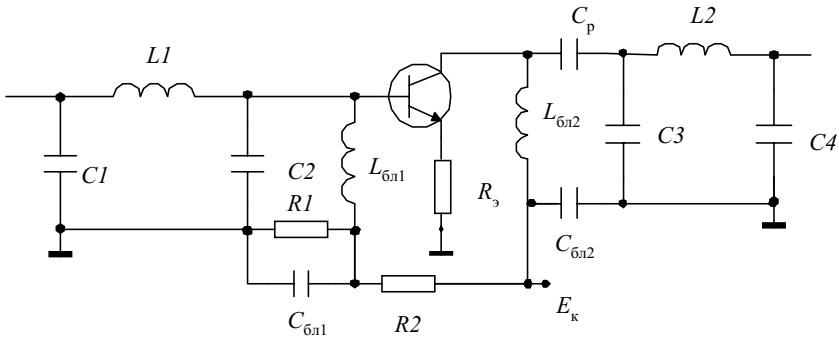


Рис. 19

Маломощные усилители на биполярных транзисторах по вышеприведенной схеме могут иметь выходную мощность от 1 мВт до 1 Вт и коэффициент полезного действия (50–70)%.

В мощных усилительных каскадах в том же СВЧ-диапазоне сопротивление мощного биполярного транзистора составляет единицы и доли ом. Входной ток транзистора приближается к гармоническому за счет подавления высших гармоник индуктивностью входного электрода.

Схема мощного усилителя с транзистором, включенным по схеме с ОЭ, приведена на рис. 20. Цепь $C1, L1, C2$ представляет собой входную

цепь согласования Т-образного вида, в которой продольная индуктивность $L1$ позволяет форму входного тока еще больше приблизить к гармонической. Выходная П-образная цепь согласования собрана на элементах $C3, C4, L2$. Назначение блокировочных и разделительных элементов то же, что и в схеме маломощного усилителя.

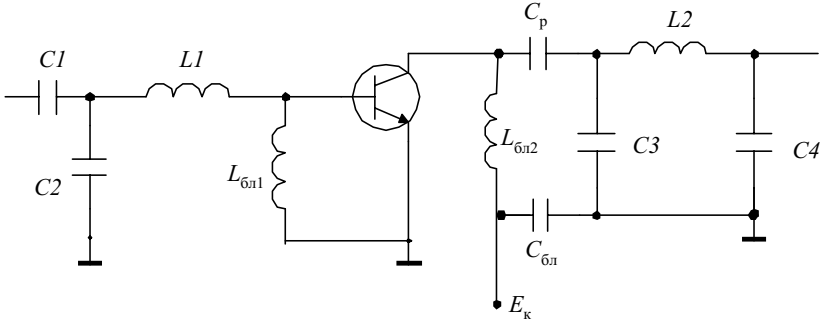


Рис. 20

Для обеспечения лучшей устойчивости работы усилителя транзистор целесообразно включать по схеме с ОБ, так как емкость перехода коллектор–эмиттер меньше емкостей других переходов транзистора, что приводит к уменьшению обратной связи по сравнению с ОЭ.

На рис. 21 приведена схема мощного усилителя на транзисторе с ОБ. Назначение всех элементов аналогично назначению соответствующих элементов предыдущей схемы. Напряжение смещения в мощных каскадах устанавливается равным нулю, чтобы достичь максимальных полезной мощности P_1 и коэффициента усиления мощности K_p , высокого КПД при угле отсечки Θ близком к 90° . Полезная мощность, развиваемая такими каскадами, больше 1 Вт.

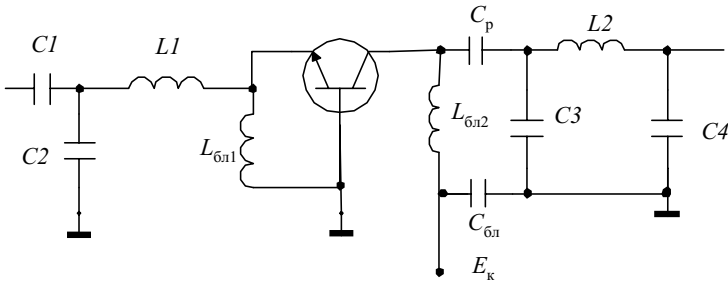


Рис. 21

Схемы умножителей частоты

Эффект умножения частоты основан на нелинейности характеристики транзистора за счет отсечки тока. Маломощные умножители работают в диапазоне до 100 МГц, и тогда можно не учитывать индуктивности выводов транзистора, емкости закрытого эмиттерного перехода и потерь в материале коллектора. Маломощные биполярные транзисторы обеспечивают выходную мощность до 0,1 Вт при удвоении частоты и до 0,01 Вт при утроении. Их КПД составляет 30–40%. Применяют умножители в основном в промежуточных каскадах передатчиков для одновременного усиления сигнала и увеличения его частоты.

Схема маломощного умножителя частоты аналогична схеме маломощного усилителя (см. рис. 19). Разница заключается в выборе параметров делителя $R1$, $R2$, задающего требуемый угол отсечки тока, и реактивных элементов выходной цепи для выделения второй или третьей гармоник.

Мощные транзисторные умножители работают в диапазоне частот от 100 МГц до 1000 МГц. На этих частотах необходимо учитывать и индуктивность выводов, и емкость эмиттерного перехода, и потери в коллекторе.

Схема мощного умножителя частоты приведена на рис. 22. Элементы входной цепи $C1$, $C2$ и $L1$ обеспечивают возбуждение транзистора гармоническим током, R_3 – сопротивление автоматического смещения. Цепь на выходе умножителя $C3$, $C4$, $L2$, $L3$ обеспечивает трансформацию выходного сопротивления нагрузки транзистора (обычно сотни ом) в относительно низкоомное сопротивление потребителя, а также возбуждение следующего каскада гармоническим током.

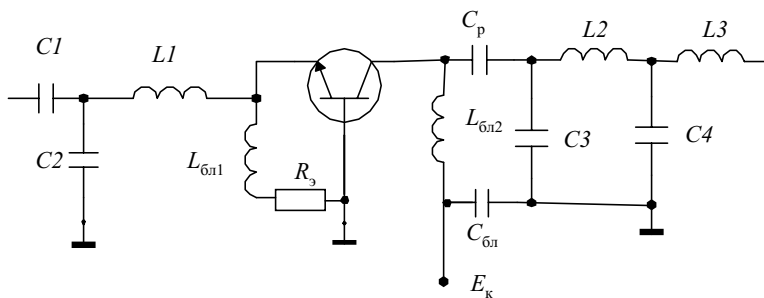


Рис. 22

Транзистор в умножителе включен по схеме с ОБ, так как при этом достигаются более высокие энергетические показатели (P_2 или P_3 , K_p , η) по сравнению со схемой включения с ОЭ. В этом случае при возбуждении транзистора гармоническим током паразитная обратная связь через емкость коллекторного перехода отсутствует и не происходит уменьшения коэффициента формы импульсов выходного тока.

Мощные умножители частоты позволяют достичь величин выходной мощности до 2 Вт при удвоении частоты и до 0,1 Вт при утроении. Коэффициент полезного действия их невелик, порядка 25–40%.

Библиографический список

1. *Шахгильдян В. В.* и др. Радиопередающие устройства: Учебник для вузов. М.: Радио и связь, 1996.
2. *Петров Б. Е., Романюк В. А.* Радиопередающие устройства на полупроводниковых приборах: Учеб. пособие для вузов. М.: Высш. шк., 1989.
3. *Шумилин М. С., Козырев В. Б., Власов В. А.* Проектирование транзисторных каскадов передатчиков: Учеб. пособие для техникумов. М.: Радио и связь, 1987.
4. *Хиленко В. И., Малахов Б. М.* Радиопередающие устройства. М.: Радио и связь, 1991.
5. *Кириллов В. И.* Многоканальные системы передачи: Учебник для вузов. М.: Новое знание, 2002.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Общие сведения о генераторах с внешним возбуждением и используемых активных элементах	3
Режимы работы АЭ в ГВВ	4
Энергетические показатели выходной цепи ГВВ	7
Энергетические показатели входной цепи ГВВ	9
Напряженность режима АЭ	10
Гармонический анализ импульсов выходного тока	12
Выбор угла отсечки	16
Оптимизация режима ГВВ	18
Признаки и свойства режимов АЭ в ГВВ	20
Настройка ГВВ	20
Схемы усилителей мощности	22
Схемы умножителей частоты	25
Библиографический список	26

Учебное издание

Павлов Борис Александрович
Вилесов Леонид Дмитриевич
Филатов Владимир Николаевич

ГЕНЕРАТОРЫ
С ВНЕШНИМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ
Учебное пособие

Редактор *А. В. Подчепалева*
Компьютерная верстка *А. Н. Колешко*

Сдано в набор 15.04.03. Подписано к печати 09.06.03. Формат 60×84 1/16. Бумага офсетная.
Печать офсетная. Усл. печ. л. 1,6. Усл. кр.-отг. 1,7. Уч. -изд. л. 1,7. Тираж 100 экз. Заказ №

Редакционно-издательский отдел
Отдел электронных публикаций и библиографии библиотеки
Отдел оперативной полиграфии
СПбГУАП
190000, Санкт-Петербург, ул. Б. Морская, 67