

С. Г. КАЛИХМАН, Я. М. ЛЕВИН

ОСНОВЫ ТЕОРИИ
И РАСЧЕТА
РАДИОВЕЩАТЕЛЬНЫХ
ПРИЕМНИКОВ
НА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ
ПРИБОРАХ

A75045



ИЗДАТЕЛЬСТВО «СВЯЗЬ»
МОСКВА 1969

УДК 621.396.62

Основы теории и расчета радиовещательных приемников на
полупроводниковых приборах

Калихман С. Г., Левин Я. М.

Год выпуска 1969

Систематизированно излагаются теория, инженерные методы расчета и проектирования всеволновых полупроводниковых радиовещательных приемников с амплитудной и частотной модуляциями в условиях воздействия различных дестабилизирующих факторов. Рассматриваются вопросы теории и расчета приемных электрических и магнитных антенн и цепей согласования их с различными узлами приемника.

Книга рассчитана на инженерно-технических работников, занятых проектированием радиоприемников и студентов радиотехнических специальностей.

Таблиц 45,

иллюстраций 237,

библиографий 47

За последние годы выпущен ряд книг по вопросам проектирования радиоприемников. Однако до настоящего времени не создано пособие, посвященное специально расчету радиовещательных приемников как ламповых, так и полупроводниковых, несмотря на то, что в этой важной отрасли радиопромышленности занято много специалистов. Предлагаемую читателям книгу следует рассматривать как первую попытку создания такого пособия.

В данной книге систематизированно излагаются вопросы теории и инженерных методов расчета всеволновых полупроводниковых радиовещательных приемников, касающиеся проектирования всех элементов приемника, включая антенну и усилитель низкой частоты. Наличие в книге специальных глав по антеннам и УНЧ, представляющим неотъемлемые части приемника, по мнению авторов, значительно облегчит труд проектировщика, освободив его от необходимости пользоваться рядом пособий и журнальных статей.

В ходе работы над монографией получили дальнейшее развитие некоторые вопросы теории магнитных и электрических антенн, частотной селекции, трансформации и усиления в широкой полосе радиочастот, электронной перестройки частоты, детектирования сигналов низких уровней, помехозащищенности, стабилизации параметров приемника в условиях воздействия различных дестабилизирующих факторов и др. Указанные теоретические исследования и разработанные методы, имеющие, кроме того, и самостоятельное значение, представляют интерес для смежных областей радиотехники.

Книга содержит номограммы, графики и таблицы, облегчающие выполнение расчетов.

Наряду с формулировкой определений основных параметров приемников, данной в соответствии с рекомендациями МЭК и МККР, в книге впервые излагаются методы измерений этих параметров по полю.

Главы 3, 4 и 7 написаны Калихманом С. Г., главы 5, 8 и 9 — Левиным Я. М. (раздел 8.2 написан Банком М. У. при участии Левина Я. М.), главы 1, 2, 6 и 10 — совместно Калихманом С. Г. и Левиным Я. М.

Книга рассчитана на работников радиопромышленности и студентов радиотехнических вузов.

Авторы признательны рецензенту профессору, доктору техн. наук Чистякову Н. И., чьи ценные советы авторы воспользовались при окончательной корректировке книги.

Авторы будут признательны читателям за критические замечания и предложения. Все отзывы присылать по адресу: Москва-центр, Чистопрудный бульвар, 2, издательство «Связь».

3-4-3
48-69

Центральная библиотека
БИБЛИОТЕКА при ХДУ
Инв. №

ПАРАМЕТРЫ РАДИОВЕЩАТЕЛЬНЫХ ПРИЕМНИКОВ И МЕТОДИКА ИХ ОПРЕДЕЛЕНИЯ

1.1. ПАРАМЕТРЫ ПРИЕМНИКОВ¹⁾

Приемники характеризуются следующими основными параметрами:

Чувствительность приемника по полю характеризуется напряженностью поля в месте приема стандартномодулированного сигнала, воздействие которого на приемную антенну развивает в приемнике, настроенном на частоту сигнала, стандартную выходную мощность при заданном отношении сигнал/шум. При этом, если усиление радиоприемника достаточно для того, чтобы одновременно выполнить оба условия, чувствительность определяется как «ограниченная шумами». В случае недостаточного усиления чувствительность определяется как «ограниченная усилением». В радиовещании для измерений чувствительности пользуются следующими стандартными величинами:

— модулированным сигналом — глубина модуляции несущей $m=0,3$, частота модуляции $F=400$ или 1000 гц (в случае ЧМ глубине модуляции $m=0,3$ соответствует девиация частоты 15 кГц при пиковой девиации 50 кГц и $22,5$ кГц при пиковой девиации 75 кГц);

— измерительной мощностью — $P_{ст}=50$ мвт для приемников с выходной мощностью $P_{вых}>150$ мвт и $P_{ст}=5$ мвт для приемников с $P_{вых}\leq 150$ мвт;

— отношением сигнал/шум — 20 и 26 дБ для приемников АМ и ЧМ соответственно.

Селективность приемника — способность его отделять полезный сигнал на частоте настройки от мешающих сигналов. Для оценки

¹⁾ Соответствующие нормы на параметры и методика их определения регламентируются рядом документов (ГОСТ, нормал, технические условия). Однако в этих документах предусматривают измерение параметров по напряжению, что не позволяет непосредственно оценить эффективность приема сигналов при заданных напряженностях полей. Поэтому в настоящей главе наряду с формулировкой определений основных параметров приемников, данной в соответствии с рекомендациями МЭК и МККР, излагается методика измерений этих параметров по полю, не нашедшая до настоящего времени надлежащего освещения в литературе.

селективности используются односигнальные и многосигнальные методы. Селективность, измеряемая односигнальными методами (так называемая односигнальная линейная селективность), предполагает наличие входных сигналов, уровень которых не достаточен для того, чтобы вызвать нелинейные эффекты, и одновременное действие полезного и мешающего сигналов. Для характеристики односигнальной линейной селективности вводятся следующие параметры:

1. Ослабление сигнала соседнего канала (частота соседнего канала отличается от частоты настройки в диапазонах АМ на ± 9 кГц или ± 10 кГц, а в диапазоне ЧМ — на ± 180 кГц или ± 300 кГц).

2. Ослабление сигнала зеркального канала. Частота зеркального канала сдвинута относительно частоты настройки на величину двойной промежуточной частоты в сторону больших частот при частоте гетеродина выше принимаемой и в сторону меньших частот, если частота гетеродина ниже принимаемой частоты.

3. Ослабление сигнала промежуточной частоты.

4. Ослабление сигналов побочных каналов. Побочные каналы могут появиться на следующих частотах $f_{п}$:

$$f_{п} = \frac{mf_{г} \pm f_{пч}}{n},$$

где m и n — любые целые числа; $f_{г}$ — частота гетеродина; $f_{пч}$ — промежуточная частота.

Параметры по пунктам 1—4 определяются отношением входного уровня частоты соседнего канала, промежуточной частоты, частот зеркального и побочных каналов соответственно к входному уровню сигнала на частоте настройки приемника при выходной мощности 50 мвт (5 мвт — для приемников с $P_{вых}\leq 150$ мвт).

5. Усредненная крутизна ската резонансной кривой приемника определяется крутизной резонансной кривой приемника между точками на заданных уровнях (-6 и -26 дБ).

Однако в реальных условиях уровни входных сигналов могут быть самыми разнообразными, а на радиоприемник может воздействовать одновременно несколько сигналов. В этих условиях на селективность приемника могут существенно влиять нелинейные явления в усилительных каскадах. В связи с этим наряду с односигнальной линейной селективностью регламентируются некоторые характеристики, определяющие эффективную селективность радиоприемника. Под эффективной селективностью приемника понимается способность его отделять полезный сигнал на рабочей частоте при заданном входном уровне от мешающих сигналов, уровень которых достаточен для того, чтобы вызвать нелинейные эффекты. При этом предполагается, что полезный и мешающий сигналы действуют одновременно. Эффективная селективность оценивается

измерением блокирования, селективности по соседнему каналу и интермодуляции¹⁾.

Эффект блокирования происходит, когда на радиоприемник, настроенный на частоту полезного сигнала, одновременно подается и мешающий сигнал близкой частоты. Он проявляется в изменении выходного напряжения полезного сигнала (обычно в понижении, причем МККР рекомендует изменение порядка 3 и 6 дБ) вследствие перегрузок каскадов и действия АРУ. Блокирование выражается отношением уровня мешающего сигнала, вызывающего это изменение, к заданному входному уровню полезного сигнала.

На селективность по соседнему каналу влияют как недостаточная селекция контуров, так и перекрестная модуляция. Селективность по соседнему каналу выражается отношением уровня модулированного мешающего сигнала на частоте соседнего канала, создающего на выходе приемника напряжение более низкое (МККР рекомендует уровни порядка 20÷30 дБ) по сравнению с тем, которое могло быть получено, если бы одновременно действующий полезный сигнал был бы модулирован с той же глубиной модуляции, к заданному уровню полезного сигнала.

Перекрестная модуляция возникает при наличии несущей частоты полезного сигнала и модулированной помехи близкой частоты и выражается в переносе модуляции с высокочастотной помехи на несущую частоту полезного сигнала вследствие нелинейных процессов в каскаде.

При перекрестной модуляции на выходе приемника появляется напряжение низкой частоты, равной частоте модуляции помехи. Это напряжение исчезает, как только пропадает полезный сигнал. Перекрестная модуляция выражается отношением уровня модулированного мешающего сигнала, создающего на выходе приемника напряжение более низкое (МККР рекомендует уровни порядка 20÷30 дБ) по сравнению с тем, которое могло быть получено, если бы подавался полезный сигнал с той же глубиной модуляции, к заданному уровню полезного сигнала.

Интермодуляция представляет эффект, вызывающий появление напряжения на выходе приемника, настроенного на прием несущей полезного сигнала f_c заданного уровня, и образующийся за счет одновременно поданных немодулированных сигналов помехи одинакового уровня ($f_{п1}$ и $f_{п2}$). Частоты мешающих сигналов ($f_{п1}$ и $f_{п2}$) находятся в следующем соотношении:

$$1. f_{п1} - f_{п2} = f_{пч}, \quad f_{п1} > f_{п2}, \quad 10 \text{ кгц} < |f_{п2} - f_c| \ll f_c.$$

$$2. f_{п1} + f_{п2} = f_{пч}, \quad f_{п1} > \frac{1}{2} f_{пч} > f_{п2}, \quad 10 \text{ кгц} < |f_{п1} - f_{п2}| \ll f_{пч}.$$

¹⁾ Рассматриваемые методы оценки эффективной селективности касаются приемников АМ. Вопрос о возможности распространения указанных методов на приемники ЧМ изучается.

$$3. f_{п1} - f_{п2} = f_c, \quad f_{п1} > f_{п2}, \quad 10 \text{ кгц} < |f_{п2} - f_c| \ll f_c.$$

$$4. f_{п1} + f_{п2} = f_c, \quad f_{п1} > \frac{1}{2} f_c > f_{п2}, \quad 10 \text{ кгц} < |f_{п1} - f_{п2}| \ll f_c.$$

$$5. f_{п1} + f_{п2} = f_{зк}, \quad f_{п1} > \frac{1}{2} f_{зк} > f_{п2}, \quad 10 \text{ кгц} < |f_{п2} - f_{зк}| \ll f_{зк}.$$

$$6. 2f_{п1} - f_{п2} = f_c, \quad 10 \text{ кгц} < |f_{п1} - f_c| \ll f_c.$$

Во всех перечисленных случаях частоты мешающих сигналов при измерениях должны быть выбраны таким образом, чтобы низкочастотное выходное напряжение при наличии лишь одного модулированного мешающего сигнала было пренебрежимо мало.

Интермодуляция выражается отношением входного уровня двух мешающих сигналов, которые создают на выходе приемника уровень по величине более низкий (МККР рекомендует уровни порядка 20÷30 дБ), чем уровень, создаваемый полезным сигналом с глубиной модуляции 30%, к входному уровню полезного сигнала.

Частотная стабильность приемника — это способность его сохранять без подстройки неизменным качество выходного сигнала в течение длительного времени с момента включения приемника, а также при климатических и механических воздействиях на него и при изменении напряжения источника питания.

Частотная стабильность характеризуется уходом частоты настройки от самопрогрева, изменений температуры, влажности, напряжения источника питания и механических воздействий.

Действие АРУ — это способность радиоприемника поддерживать в заданных пределах напряжение на выходе при изменении уровня входного сигнала в заданных пределах.

Частотная характеристика всего тракта приемника (кривая верности по звуковому давлению) — это зависимость между звуковым давлением, создаваемым акустической системой приемника, и частотой модуляции при постоянной глубине модуляции и постоянной величине модулированного входного сигнала. Неравномерность частотной характеристики по звуковому давлению определяется как отношение наибольшей величины звукового давления к наименьшей в заданном диапазоне частот.

Коэффициент гармоник всего тракта приемника по звуковому давлению — это отношение действующей величины гармоник звукового давления, развиваемого акустической системой, к действующей величине звукового давления основной частоты и гармоник.

Коэффициент гармоник находится по формуле

$$K_f = \sqrt{\frac{A_2^2 + A_3^2 + A_4^2 + \dots}{A_1^2 + A_2^2 + A_3^2 + A_4^2 + \dots}}$$

где A_1 — напряжение, соответствующее звуковому давлению на основной частоте; A_2, A_3, A_4 и т. д. — напряжения, соответствующие

звуковым давлением на гармониках. (Измерение напряжения производят анализатором гармоник на выходе измерительного микрофонного усилителя.)

Номинальная выходная мощность — это определенная для данного типа приемника выходная мощность, при которой обеспечивается заданное среднее звуковое давление, а коэффициент гармоник по звуковому давлению не превышает заданной величины.

Максимальная выходная мощность — это выходная мощность, при которой коэффициент гармоник по напряжению равен заданному значению. В ряде случаев под максимальной выходной мощностью понимают предельное значение выходной мощности до появления отсечки сигнала.

Экономичность по питанию. Для характеристики экономичности радиоприемника по питанию используются следующие параметры:

- ток «покоя» — ток, потребляемый радиоприемником от источников питания в отсутствие сигнала;
- КПД радиоприемника — отношение максимальной выходной мощности к мощности, потребляемой радиоприемником в этом режиме;

$$\eta = \frac{P_{\text{вых. макс}}}{P_{\text{потр}}};$$

— расход электроэнергии. Этот параметр особенно важен для переносных радиоприемников. Он характеризует продолжительность нормальной работы приемника от одного комплекта батарей. Так как среднее потребление энергии от источника питания во время радиовещательной передачи эквивалентно потреблению энергии при $P_{\text{вых}} = 0,2P_{\text{вых. макс}}$, расход электроэнергии определяют при указанном выходном уровне.

1.2. МЕТОДИКА ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ПРИЕМНИКОВ ПО ПОЛЮ

1.2.1. Прием на электрическую антенну

Если приемник работает от электрической антенны при подключении к нему шины заземления (или противовеса), чувствительность по полю E может быть вычислена на основании измеренной чувствительности приемника по напряжению $u_{\text{ГСС}}$, пользуясь следующей формулой:

$$E = \frac{u_{\text{ГСС}}}{h}, \quad (1.1)$$

где h — действующая высота антенны.

У переносных приемников, в которых используется телескопическая антенна, а шина заземления отсутствует, эффективность приема определяется не только параметрами самой антенны (h ,

C_A, R_A), но и электрической емкостью корпуса радиоприемника относительно земли [$C_{\text{корп}}$ через которую замыкается ток (рис. 1.1)]. В диапазонах декаметровых и более длинных волн, где $\frac{l}{\lambda} < 0,1$ (l — длина штыревой антенны, λ — длина волны), действующая

высота антенны $h = \frac{l}{2}$, а активная составляющая входного сопротивления антенны пренебрежимо мала по сравнению с его

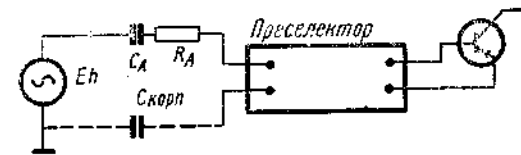


Рис. 1.1. Эквивалентная схема связи телескопической антенны с преселектором приемника

реактивной составляющей. Это позволяет принять в качестве эквивалента антенны емкость $C_{\text{экв}}$, равную:

$$C_{\text{экв}} = \frac{C_A C_{\text{корп}}}{C_A + C_{\text{корп}}}. \quad (1.2)$$

Методика определения C_A и $C_{\text{корп}}$ рассмотрена в разд. 3.8.3. Проведенные по этой методике расчеты для типичных моделей переносных радиовещательных приемников со встроенными телескопическими антеннами дают основание ограничиться следующими пятью эквивалентами антенн, определяемыми лишь максимальным размером корпуса (табл. 1.1).

Таблица 1.1

| Максимальный размер корпуса приемника, мм | 110÷140 | 140÷165 | 165÷210 | 210÷270 | 270÷350 |
|---|---------|---------|---------|---------|---------|
| $C_{\text{экв}}$, пф | 3,0 | 3,6 | 4,5 | 5,6 | 6,8 |

Погрешность в определении емкости антенны при пользовании табл. 1.1 по сравнению с расчетными формулами разд. 3.8.3 не превышает 15%.

При определении чувствительности по напряжению сигнал $u_{\text{ГСС}}$ подводится ко входным зажимам приемника через емкость $C_{\text{экв}}$, определенную из табл. 1.1, при этом телескопическая антенна должна быть отключена от схемы приемника. Так как в большинстве случаев такое отключение нежелательно, можно рекомендовать следующую, приемлемую для практики, методику измерений: напряжение генератора стандартных сигналов (ГСС) под-

водится ко входу приемника, у которого телескопическая антенна находится в свернутом состоянии, через последовательную емкость $C_{\text{посл}}$, величина которой определяется из выражения

$$C_{\text{посл}} = C_{\text{экв}} - C_{\text{Амин}}, \quad (1.3)$$

где $C_{\text{Амин}} = \frac{l_{\text{мин}}}{2\pi \left(\frac{l_{\text{мин}}}{r} - 0,307 \right)}$ — остаточная длина свернутой антенны (длина 1-го колена);

r — средний радиус трубки антенны.

При этих условиях чувствительность приемника по полю

$$E = \left(1 - \frac{C_{\text{Амин}}}{C_{\text{экв}}} \right) \frac{u_{\text{ГСС}}}{h}, \quad (1.4)$$

$$h = \frac{l_{\text{макс}}}{2},$$

где $l_{\text{макс}}$ — максимальная длина развернутой антенны.

Аналогично определяется чувствительность по полю в диапазоне укв при работе от штыревой антенны. В этом случае эквивалент антенны, как показано в разд. 3.8.2, может быть представлен последовательной цепочкой $R_{\text{вх}}, L_{\text{Аз}}, C_{\text{Аз}}$ [ф-лы (3.110) — (3.113)]. При измерениях чувствительности по напряжению ГСС с внутренним сопротивлением $R_{\text{ген}}$ шунтируется сопротивлением $R_{\text{ш}}$ такой величины, что

$$R_{\text{ш}} = \frac{R_{\text{ген}} R_{\text{вх}}}{R_{\text{ген}} - R_{\text{вх}}}. \quad (1.5)$$

Сигнал подводится ко входным зажимам через цепочку $L_{\text{Аз}}$ и $C_{\text{Аз}}$, и по его значению определяется чувствительность приемника по напряжению $u_{\text{пр}}$:

$$u_{\text{пр}} = u_{\text{ГСС}} \frac{2R_{\text{ш}}}{R_{\text{ген}} + R_{\text{ш}}}. \quad (1.6)$$

Формула (1.5) справедлива, когда выходная шкала ГСС отградуирована по напряжению на его нагрузке $R_{\text{н}}$, согласованной с внутренним сопротивлением генератора ($R_{\text{н}} = R_{\text{ген}}$). Если ГСС отградуирован по эдс холостого хода ($R_{\text{н}} = \infty$), то

$$u_{\text{пр}} = u_{\text{ГСС}} \frac{R_{\text{ш}}}{R_{\text{ген}} + R_{\text{ш}}}. \quad (1.7)$$

Чувствительность приемника по полю для укв приемника со штыревой антенной

$$E = \frac{u_{\text{пр}}}{h},$$

где $u_{\text{пр}}$ и h определяются из (1.5), (1.6) и (3.114).

При $R_0 > R_{\text{ген}}$ ($R_0 = R_{\text{вх}}$) последовательно с $R_{\text{ген}}$ должно быть включено добавочное сопротивление такой величины, чтобы соблюдалось равенство (1.5). Рассмотренная методика определения чувствительности применима и при работе приемника от симметричного ненастроенного вибратора. В этом случае значения $R_{\text{вх}}, L_{\text{А}}$ и $C_{\text{А}}$ определяются из ф-л (3.101) — (3.104).

Для симметричного полуволнового вибратора эквивалентом антенны является активное сопротивление $R_{\text{А}} = R_{\text{вх}} = 80 \text{ ом}$.

1.2.2. Прием на магнитную антенну

При работе приемника от встроенной магнитной антенны (ферритовой или рамочной) чувствительность по полю определяется с помощью магнитного излучателя, состоящего из одной или двух синфазно возбуждаемых рамочных антенн. Остановимся на особенностях и расчете полей, создаваемых обоими типами излучателей.

Одновитковая рамочная антенна. Такой излучатель используется для измерения чувствительности по полю в диапазонах гекто- и километровых волн. При периметре рамки, значительно меньшем по сравнению с длиной волны, рамку можно рассматривать как магнитный диполь, поле которого в точке, лежащей на оси кругового тока и смещенной от середины диполя на расстояние a ,

$$H = I_{\text{р}} \frac{R^3}{2R (V R^2 + a^2)^{3/2}}, \quad (1.8)$$

где $I_{\text{р}} = \frac{u_{\text{ГСС}}}{R_{\text{доб}}}$ — круговой ток рамки; R — радиус рамки; $R_{\text{доб}}$ — добавочное сопротивление, включенное последовательно с генератором, питающим рамку.

Воспользовавшись выражением (1.8) и соотношением между векторами электрического E и магнитного H полей в дальней зоне ($\frac{E}{H} = 120\pi$), находим

$$E \left(\frac{a}{\pi} \right) = \frac{60 \cdot S u_{\text{ГСС}}}{R_{\text{доб}} (R^2 + a^2)^{3/2}}, \quad (1.9)$$

где S — площадь рамки.

Для прямоугольной рамки эквивалентное значение $R = R_0$ находится из соотношения

$$R_0 = \sqrt{\frac{S}{\pi}}.$$

При заданном значении R_0 поле, создаваемое прямоугольной рамкой на расстоянии a от ее центра,

$$E \left(\frac{a}{\pi} \right) = \frac{60 \cdot S u_{\text{ГСС}}}{R_{\text{доб}} \left(a^2 + \frac{S}{\pi} \right)^{3/2}}. \quad (1.10)$$

На практике используют квадратную рамку площадью $S_{(м^2)} = 0,38^2$, выполненную из медного провода диаметром $4,5 \div 5$ мм. Подставляя в (1.10) значение $a=1$ м, $S_{(м^2)} = 0,38^2$ и разрешая уравнение относительно $R_{доб}$, получаем

$$R_{доб} = \frac{60 \cdot S}{\left(a^2 + \frac{S}{\pi}\right)^{3/2}} \frac{U_{ГСС}}{E}. \quad (1.11)$$

Для удобства отсчета величины напряженности поля целесообразно принять

$$\frac{U_{ГСС}}{E} = 10.$$

Тогда

$$R_{доб} = \frac{60 \cdot 0,38^2}{\left(1 + \frac{0,38^2}{\pi}\right)^{3/2}} 10 = 80 \text{ ом}. \quad (1.12)$$

При заданном значении $R_{доб}$ и $a=0,42$ м, $\frac{U_{ГСС}}{E} = 1$.

Излучатель из двух синфазно возбуждаемых рамочных антенн состоит из двух синфазно возбуждаемых рамочных антенн, отстоящих друг от друга на расстоянии, достаточном для размещения исследуемого приемника. Излучатель используется для измерения чувствительности по полю в диапазоне волн длиннее 8 м и обеспечивает высокую однородность поля в пространстве между двумя рамками.

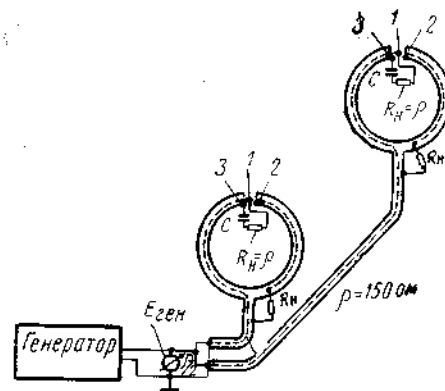


Рис. 1.2. Общая схема аппаратуры стандартного магнитного поля

Принцип работы излучателя может быть уяснен из рис. 1.2. Генератор высокой частоты через коаксиальный кабель подключен к витку рамки, помещенному в разрезное полое металлическое кольцо и нагруженному на активное сопротивление R_n . При этом волновые сопротивления рамки, питающего фидера и нагрузочного сопротивления выбираются равными $R_n = \rho$. Поле такой рамки создается током, циркулирующим по периметру наружной поверхности кругового экрана (от точки 2 к точке 3 рис. 1.2). Ток, протекающий по внутренней жиле рамки, встречает у зажимов 1—2 активное сопротивление $R_n = \rho$ и индуктивное сопротивление между зажимами 2—3 ωL_p , где L_p — индуктивность экрана. К зажимам 1—3 подключена цепочка $R_n - C$, подобранная так, что

$\sqrt{\frac{L_p}{C}} = R_n = \rho$. Эта цепочка вместе с параллельно соединенной с ней цепочкой $R_n L_p$ образует схему «вечного резонанса», входной импеданс которой не зависит от частоты и равен $Z_{вх} = \rho$. При таком методе согласования фидерная линия генератора на любой частоте оказывается нагруженной на активное сопротивление, равное $\frac{\rho}{2}$.

При конструировании излучателя следует выбирать сравнительно «небольшие» рамки (по сравнению с длиной волны), при этом можно пользоваться понятием сосредоточенной индуктивности рамки. Для вычисления предельно допустимого радиуса рамки $R_{пред}$ можно пользоваться следующим соотношением:

$$R_{пред(см)} = 2,5 \lambda_{мин(м)},$$

где $\lambda_{мин}$ — минимальная длина волны сигнала.

В используемом на практике излучателе радиус рамки выбран $R=20,4$ см, что обеспечивает работу его в диапазоне волн вплоть до 8 м. При этом для того чтобы можно было пользоваться соотношениями, верными для зоны индукции, центр корпуса приемника должен находиться на расстоянии $a \ll \frac{\lambda}{2\pi}$ от рамки. Практически удовлетворительная точность измерений достигается при выборе $a_{пред(см)} = 5 \lambda_{(м)}$. Для диапазона волн длиннее 8 м $a=40$ см. Можно показать, что поле, создаваемое рамками вдоль их оси,

$$E = \frac{U_{ГСС} 120\pi}{R \rho} \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{a^2}{R^2}\right)^3 \left(1 + \frac{f^2}{f_0^2}\right)}},$$

где

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_p C}}.$$

При выбранных параметрах рамок ($R=20,4$ см, $L_p=1,12$ мкГн, $C=50$ пФ, $\rho=150$ ом) поле в промежутке между ними

$$E\left(\frac{e}{м}\right) = \Phi_1(a) \Phi_2\left(\frac{f}{f_0}\right) U_{ГСС},$$

где

$$\Phi_1(a) = \frac{12,3 \frac{e}{м}}{\sqrt{\left(1 + 2,4 \cdot 10^{-3} \cdot a_{см}^2\right)^3}},$$

$$\Phi_2\left(\frac{f}{f_0}\right) = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{f^2}{f_0^2}}}.$$

Функции $\Phi_1(a)$ и $\Phi_2\left(\frac{f}{f_0}\right)$ приведены на рис. 1.3 и 1.4.

ПАРАМЕТРЫ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ

2.1. ВВЕДЕНИЕ

Для характеристики транзисторов приняты две системы параметров: физическая система элементов эквивалентной схемы замещения и система характеристических параметров.

Первая имеет то преимущество, что электрические параметры, входящие в систему, однозначно и достаточно просто связаны с элементами физической структуры транзисторов, что обеспечивает на заводах-изготовителях приборов надежный контроль и управление технологическим процессом их производства. Эквивалентные схемы замещения, отражающие физическую структуру транзистора, получили название физических эквивалентных схем. Элементы указанных схем частотнонезависимы. Пользуясь физическими схемами, можно рассчитать параметры усилительных каскадов, их режимные и температурные зависимости в широком диапазоне частот. Однако физические эквивалентные схемы различных приборов отличны друг от друга. Поэтому различны и анализ усилителей, содержащих эти приборы, а также окончательные расчетные формулы.

Напротив, использование параметров четырехполюсника для анализа узкополосных усилительных каскадов значительно облегчает исследование, так как открывается возможность применения уже разработанных методов расчета, пригодных для любых типов приборов. Для анализа широкополосных усилителей необходимо знание параметров четырехполюсника на любой интересующей частоте диапазона, что является недостатком рассматриваемой системы.

Таким образом, физическая система элементов эквивалентной схемы и системы характеристических параметров (параметров четырехполюсника) могут выполнять принципиально разные функции и имеют свои преимущества и недостатки. По этой причине обе эти системы получили широкое распространение. Рассмотрим их более подробно.

2.2. ХАРАКТЕРИСТИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ

Электрические характеристики транзистора полностью определяются взаимозависимостями токов и напряжений на его внеш-

На рис. 1.5 показаны кривые, характеризующие степень неоднородности электрического поля, создаваемого излучателями в различных точках горизонтальной и вертикальной плоскостей. Они показывают, что электрическое поле в любой точке области между

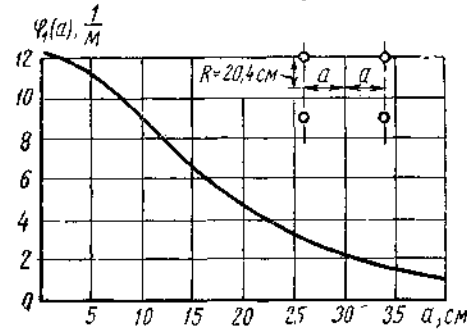


Рис. 1.3. Зависимость электрического поля от расстояния между рамками

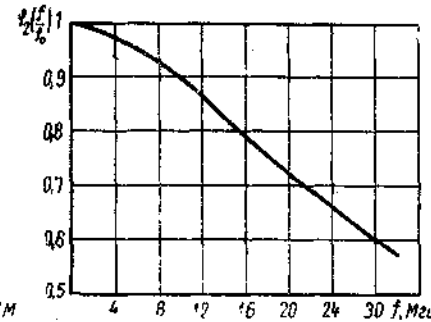


Рис. 1.4. Частотная поправочная кривая

двумя рамками, смещенной вдоль каждой из координатных осей относительно середины оси двух рамок на $\pm 40\%$, отличается неоднородностью в пределах $\pm 5\%$.

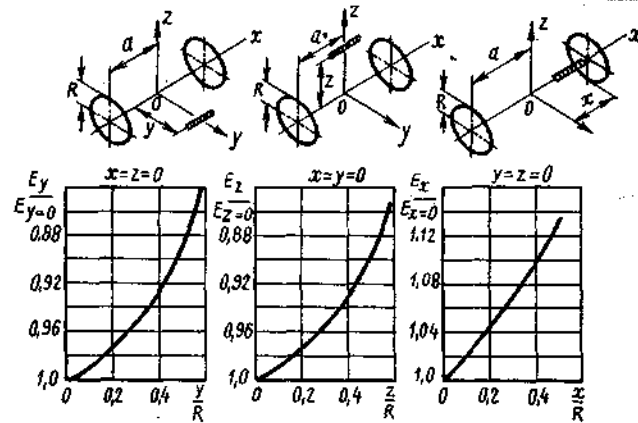


Рис. 1.5. Кривые, характеризующие неоднородность поля в различных плоскостях между рамками

Большие габариты излучающих рамок ($D=40,8$ см), возможность раздвижения их на значительное расстояние друг от друга (до 80 см), высокая однородность поля в зоне измерения делают пригодными к использованию магнитный излучатель рассматриваемого типа для целей измерения чувствительности по полю практически всех типов переносных и настольных приемников со встроенными магнитными антеннами во всем диапазоне волн длиннее 8 м.

них зажимах. При малом сигнале на входе, когда вызванные им изменения токов и напряжений относительно рабочей точки невелики, транзистор можно представить активным линейным необратимым четырехполюсником. Он характеризуется четырьмя характеристическими параметрами (рис. 2.1). В этом случае свойства транзистора можно описать двумя линейными уравнениями с постоянными коэффициентами, устанавливающими связь между приращениями токов (i_1 , i_2) и напряжений (u_1 , u_2) на его входных и выходных зажимах. Вид этих уравнений определяется выбором независимых и зависимых переменных.

Если в качестве независимых и зависимых переменных выбрать соответственно напряжения и токи, то линейный четырехполюсник может быть представлен системой проводимости (y -параметры):

$$\left. \begin{aligned} i_1 &= y_{11}u_1 + y_{12}u_2 \\ i_2 &= y_{21}u_1 + y_{22}u_2 \end{aligned} \right\} \quad (2.1)$$

Уравнения с входным током i_1 и выходным напряжением u_2 в качестве независимых, входным напряжением u_1 и выходным током i_2 в качестве зависимых переменных составляют гибридную систему параметров (h -параметры):

$$\left. \begin{aligned} u_1 &= h_{11}i_1 + h_{12}u_2 \\ i_2 &= h_{21}i_1 + h_{22}u_2 \end{aligned} \right\} \quad (2.2)$$

Эти две системы получили на практике наибольшее распространение.

Физический смысл уравнений (2.1), (2.2) легко уяснить из рис. 2.2. Каждая эквивалентная схема содержит два автономных генератора

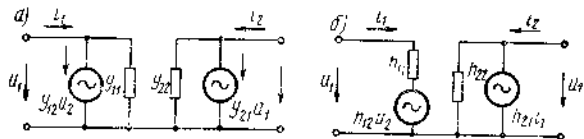


Рис. 2.2. Двухгенераторная эквивалентная схема транзистора: а) в системе Y -параметров; б) в системе H -параметров

соответственно во входной и выходной цепях транзистора, причем входной генератор определяется выходным напряжением,

а выходной генератор — входным напряжением (или током). Подобная взаимосвязь приводит к тому, что входная проводимость определяется импедансом выходной нагрузки и, наоборот, выходная проводимость обусловлена сопротивлением источника сигнала транзистора. Отсюда следует, что транзистор — прибор с двусторонней проводимостью. При нейтрализации внутренних обратных связей ($y_{12}=h_{12}=0$) входные генераторы исчезают и транзистор становится однопроводящим.

Параметрам y -системы соответствуют:

$$\begin{aligned} y_{11} &= \left. \frac{i_1}{u_1} \right|_{u_2=0} && \text{— входная проводимость при короткозамкнутом выходе;} \\ y_{12} &= \left. \frac{i_1}{u_2} \right|_{u_1=0} && \text{— проводимость обратной передачи при короткозамкнутом входе;} \\ y_{21} &= \left. \frac{i_2}{u_1} \right|_{u_2=0} && \text{— проводимость прямой передачи при короткозамкнутом выходе;} \\ y_{22} &= \left. \frac{i_2}{u_2} \right|_{u_1=0} && \text{— выходная проводимость при короткозамкнутом входе.} \end{aligned}$$

Для системы h -параметров:

$$\begin{aligned} h_{11} &= \left. \frac{u_1}{i_1} \right|_{u_2=0} && \text{— входной импеданс при короткозамкнутом выходе;} \\ h_{12} &= \left. \frac{u_1}{u_2} \right|_{i_1=0} && \text{— обратная величина коэффициента усиления по напряжению при разомкнутом входе;} \\ h_{21} &= \left. \frac{i_2}{i_1} \right|_{u_2=0} && \text{— коэффициент усиления по току при короткозамкнутом выходе;} \\ h_{22} &= \left. \frac{i_2}{u_2} \right|_{i_1=0} && \text{— выходная проводимость при разомкнутом входе.} \end{aligned}$$

Сравнивая между собой обе системы, видно, что все четыре y -параметра представляют собой проводимости, в то время как у гибридной системы h_{11} и h_{22} имеют соответственно размерности импеданса и проводимости, а два других параметра (h_{12} и h_{21}) — числовые коэффициенты.

Транзистор может быть использован в одной из трех схем включения в зависимости от того, какой из электродов является общим относительно входной и выходной цепей. Различают три схемы включения: с общим эмиттером, общей базой и общим коллектором.

Параметры транзисторов обычно измеряют в какой-либо одной схеме включения — чаще всего в схеме с общим эмиттером при работе в диапазоне волн длиннее декаметровых волн и в схеме с

общей базой в диапазоне метровых волн. Используя аппарат матричной алгебры, можно по известным характеристическим параметрам для схемы с общим эмиттером определить параметры для двух других схем. Эти взаимозависимости параметров приведены в табл. 9.1.

Пересчет характеристических параметров из одной системы в другую производится по ф-лам (9.2), (9.3).

2.3. ПАРАМЕТРЫ ФИЗИЧЕСКОЙ ЭКВИВАЛЕНТНОЙ СХЕМЫ

Для характеристики отечественных высокочастотных транзисторов принята физическая система элементов эквивалентной схемы. Поскольку в радиовещании при построении высокочастотных каскадов используются сплавно-диффузионные транзисторы (П422, ГТ309, ГТ322), ниже приводится эквивалентная схема указанного типа приборов. Показано¹⁾, что сплавно-диффузионные транзисторы могут быть представлены в виде теоретической модели (т.м.), трех емкостей и сопротивления (рис. 2.3).

На рис. 2.3 r_{be} — омическое сопротивление базы, C_e — зарядная емкость эмиттерного перехода, C_{k1} и C_{k2} — емкости коллекторного перехода. Полная емкость коллекторного перехода $C_k = C_{k1} + C_{k2}$ (обычно $C_{k1} \ll C_k$).

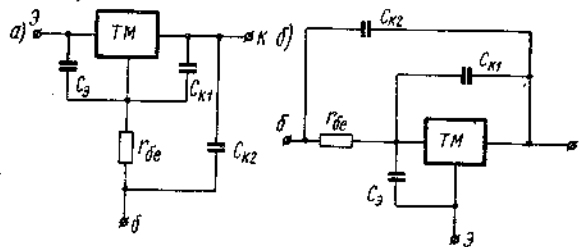


Рис. 2.3. Физическая эквивалентная схема транзистора: а) схема с общей базой, б) схема с общим эмиттером

Эквивалентные схемы четырехполюсника теоретической модели совместно с емкостями переходов, подключенными к его зажимам, представлены на рис. 2.4, где

$$r_s = \frac{\kappa \Gamma}{q I_s}$$

(диффузионной емкостью, включенной параллельно эмиттерному переходу, можно пренебречь);

$$\alpha = \gamma \alpha_{т.м.},$$

¹⁾ Эквивалентная схема сплавно-диффузионных транзисторов и приводимые в этом разделе формулы расчета y -параметров через параметры эквивалентной схемы получены Ю. А. Каменецким, О. В. Соповым, А. Б. Кузнецовой.

где

$$\gamma = \frac{1}{1 + i \omega C_e r_s};$$

$\alpha_{т.м.}$ — коэффициент передачи тока теоретической модели:

$$\alpha_{т.м.} = \frac{\alpha_0 e^{-i 0,6 \frac{\omega}{\omega_\alpha}}}{1 + i \frac{\omega}{\omega_\alpha}}.$$

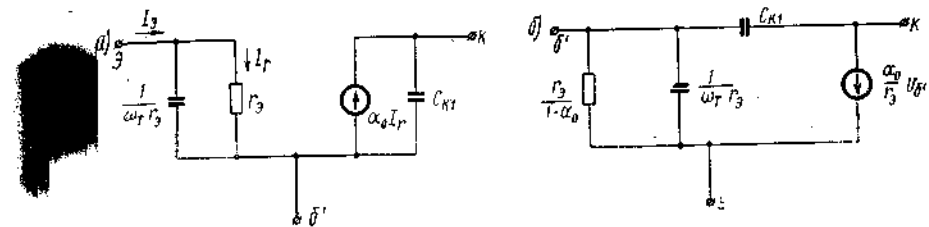


Рис. 2.4. Упрощенная эквивалентная схема теоретической модели: а) схема с общей базой; б) схема с общим эмиттером

Из ур-ния (2.3) и известной зависимости можно получить:

$$\beta_{т.м.} = \frac{\alpha_{т.м.}}{1 - \alpha_{т.м.}},$$

$$|\beta_{т.м.}| \approx \frac{\omega_\alpha}{1,6\omega} = \frac{\omega_{T\alpha}}{\omega}$$

т. е.

$$|\beta_{т.м.}| \omega = \omega_{T\alpha} = \text{const.}$$

Величина $\omega_{T\alpha}$ получила название произведения усиления на полюсу пропускания для теоретической модели. С учетом влияния зарядной емкости эмиттера произведение усиления на полюсу

$$|\beta| \omega \approx \omega_T \approx \frac{1}{\frac{1}{\omega_{T\alpha}} + C_e r_s}. \quad (2.4)$$

Выражение (2.4) может быть записано в иной форме:

$$\frac{1}{\omega_T} = \frac{1}{\omega_{T\alpha}} + C_e r_s,$$

$$\frac{1}{|\beta|} = \frac{1}{|\beta_{т.м.}|} + \omega C_e r_s.$$

Зная параметры физической эквивалентной схемы транзистора, которые могут быть получены в результате измерений величины

Таблица 2.1

| Параметры | Схема с ОБ | Схема с О.Э. | |
|-----------------------------|---|---|---|
| $Y_{11} = g_{11} + ib_{11}$ | g_{11} | $\frac{1 + \frac{\omega}{\omega_T} \cdot \frac{\omega}{\omega_s}}{h_{11} \left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_s} \right)^2 \right]}$ | $\frac{1 + \beta_0 \frac{\omega}{\omega_T} \cdot \frac{\omega}{\omega_s}}{\beta_0 h_{11} \left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_s} \right)^2 \right]}$ |
| | b_{11} | $\frac{\frac{\omega}{\omega_T} - \frac{\omega}{\omega_s}}{h_{11} \left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_s} \right)^2 \right]}$ | $\frac{\beta_0 \frac{\omega}{\omega_T} - \frac{\omega}{\omega_s}}{\beta_0 h_{11} \left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_s} \right)^2 \right]}$ |
| $Y_{21} = g_{21} + ib_{21}$ | g_{21} | $\frac{\alpha_0}{h_{11} \left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_s} \right)^2 \right]}$ | $\frac{\alpha_0}{h_{11} \left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_s} \right)^2 \right]}$ |
| | b_{21} | $\frac{\alpha_0 \frac{\omega}{\omega_s}}{h_{11} \left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_s} \right)^2 \right]}$ | $\frac{\alpha_0 \frac{\omega}{\omega_s}}{h_{11} \left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_s} \right)^2 \right]}$ |
| $Y_{12} = g_{12} + ib_{12}$ | g_{12} | $\frac{\omega \tau_K \left(\frac{\omega}{\omega_T} - \frac{\omega}{\omega_s} \right)}{h_{11} \left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_s} \right)^2 \right]}$ | $\frac{\omega \tau_K \left(\beta_0 \frac{\omega}{\omega_T} - \frac{\omega}{\omega_s} \right)}{\beta_0 h_{11} \left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_s} \right)^2 \right]}$ |
| | b_{12} | $\frac{\omega \tau_K \left(1 + \frac{\omega}{\omega_T} \cdot \frac{\omega}{\omega_s} \right)}{h_{11} \left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_s} \right)^2 \right]}$ | $-\omega C_K + \frac{\omega \tau_K \left(1 + \beta_0 \frac{\omega}{\omega_T} \cdot \frac{\omega}{\omega_s} \right)}{\beta_0 h_{11} \left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_s} \right)^2 \right]}$ |
| $Y_{22} = g_{22} + ib_{22}$ | g_{22} | $\frac{\omega \tau_K}{h_{11} \left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_s} \right)^2 \right]}$ | $\frac{\omega \tau_K}{h_{11} \left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_s} \right)^2 \right]}$ |
| | b_{22} | $\omega C_K + \frac{\omega \tau_K}{h_{11} \left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_s} \right)^2 \right]}$ | $\omega C_K + \frac{\omega \tau_K}{h_{11} \left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_s} \right)^2 \right]}$ |
| Примечание | $h_{11} = r_0 + \frac{r_{0e}}{\beta_0}$ $\tau_K = r_{0e} C_{K1}$ $\omega_T = [\beta] \omega$ β_0 — значение β на нч $\omega_s = \omega_T \frac{h_{11}}{r_{0e}}$ | | |

α_0 ; h_{11} ; ω_T ; r_{0e} ; τ_K ; C_K , где $h_{11} = r_0 + \frac{r_{0e}}{\beta_0}$ — значение входного сопротивления в схеме с общей фазой на низкой частоте ($\beta_0 = \frac{\alpha_0}{1 - \alpha_0}$), $\tau_K = r_{0e} C_{K1}$ — постоянная времени коллекторной цепи (измеряется как модуль h_{12} на высокой частоте в схеме с общей базой), можно найти y -параметры прибора.

Установление связи между физическими параметрами и y -параметрами транзистора позволяет определить режимные, температурные и частотные зависимости основных характеристик усилительных каскадов, а также по данным ТУ на полупроводниковые приборы найти граничные значения их y -параметров.

В табл. 2.1 даны формулы расчета y -параметров через величины, измеряемые на заводах-изготовителях транзисторов.

В этой таблице $\omega_s = \omega_T \frac{h_{11}}{r_{0e}}$ — предельная частота по крутизне. В диапазоне частот, где $\frac{\omega}{\omega_s} < 0,3$, расчетные соотношения могут быть существенно упрощены.

2.4. ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ ЗАВИСИМОСТИ ХАРАКТЕРИСТИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ

Характеристические параметры транзистора являются функциями режима его работы по постоянному току (I_0 , $U_{к0}$), рабочей частоты и температуры окружающей среды.

На рис. 2.5 и 2.6 приведены типовые нормализованные зависимости H - и Y -параметров транзисторов от режима питания (I_0 , $U_{к0}$).

Видно, что параметры транзисторов существенно зависят от тока эмиттера и незначительно от напряжения коллектор-эмиттер при значениях $U_{к0} > 0,5$ в. Исключение составляют параметры C_{12} и C_{22} , зависимость которых от напряжения подчиняется закону

$$C = \frac{1}{u^n},$$

где $n = \frac{1}{2} \div \frac{1}{3}$.

Проведенные исследования показали, что температурные изменения параметров усилительных каскадов обусловлены, главным образом, изменением режима питания транзисторов, т. е. косвенным воздействием температуры (при этом прямое воздействие температуры на характеристические параметры невелико).

На изменение режима питания транзистора влияет, в частности, изменение статического коэффициента усиления по току $B_{ст}$, нормализованная температурная зависимость которого приведена на рис. 2.8.

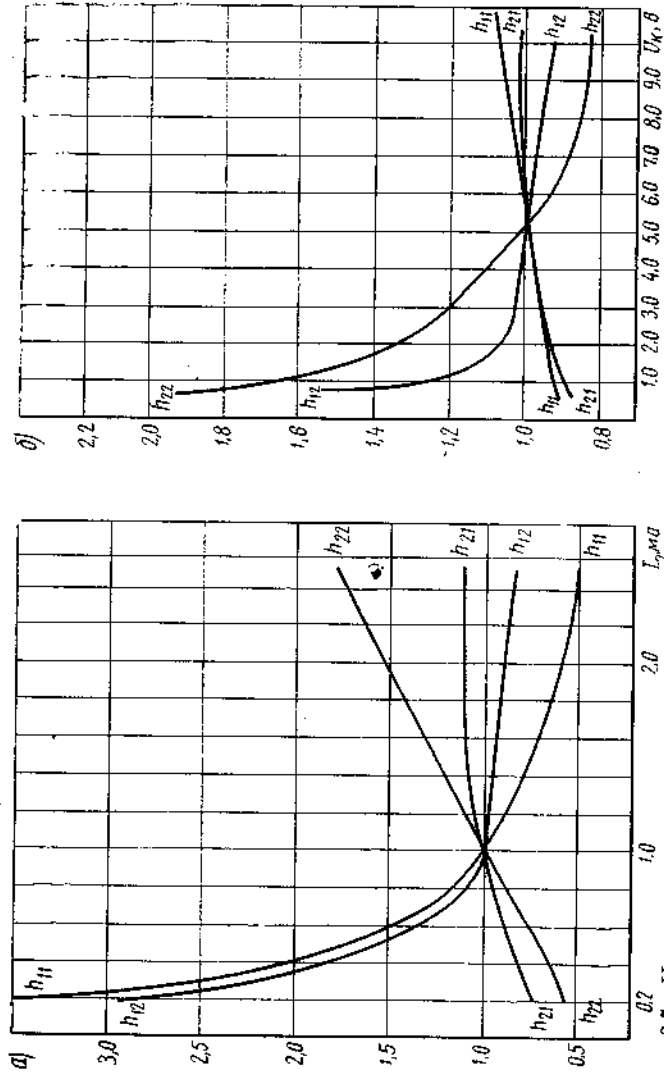


Рис. 25. Нормализованные зависимости H -параметров маломощных низкочастотных транзисторов: а) от тока эмиттера при $U_{кв}=5$ в; б) от напряжения коллектор-эмиттер при $I_e=1$ ма

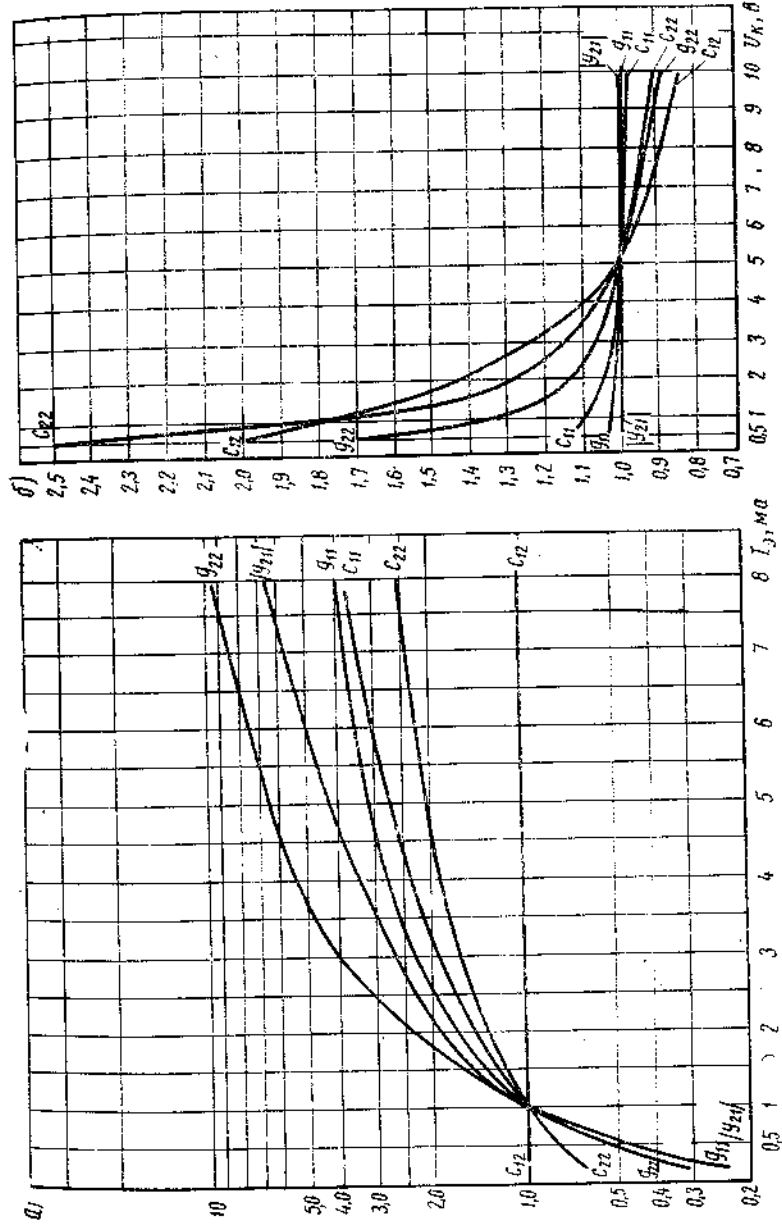


Рис. 26. Нормализованные зависимости Y -параметров маломощных высокочастотных транзисторов: а) от тока эмиттера при $U_{кв}=5$ в; б) от напряжения коллектор-эмиттер при $I_c=1$ ма

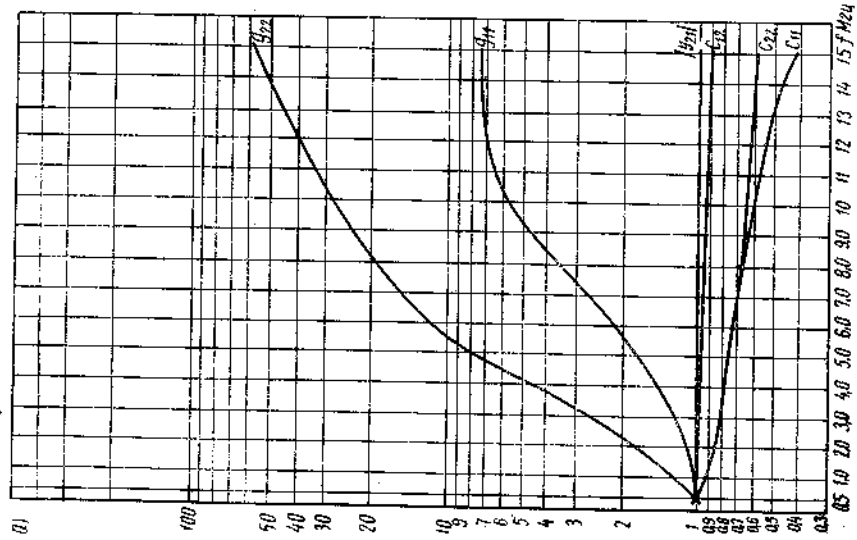
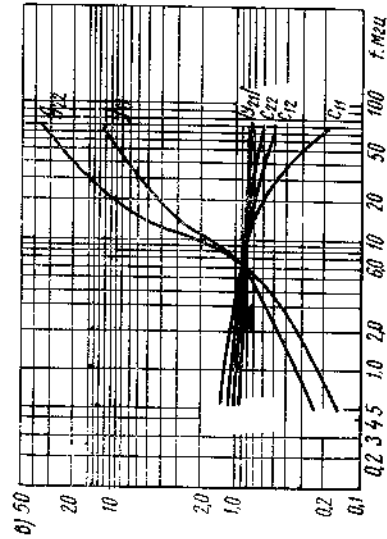
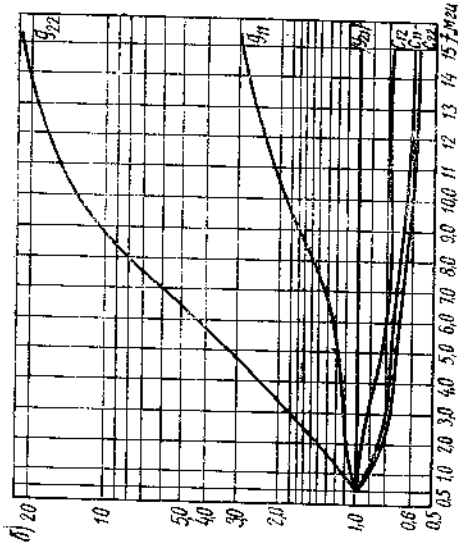


Рис. 2.7. Нормализованные зависимости от частоты Y -параметров маломощных высокочастотных транзисторов:



а) типа П-422; б) типа ГТ-309; е) типа ГТ-322

Видно, что изменение $V_{от}$ от температуры приблизительно равно $1\%/^{\circ}\text{C}$.

Нормализованные частотные зависимости y -параметров высокочастотных транзисторов представлены на рис. 2.7.

На рис. 2.9 приведены типовые зависимости коэффициента шума транзистора (N) от внутреннего сопротивления источника возбуждения (R_r). Видно, что для каждого режима питания транзистора существует значение $R_r = R_{r\text{ опт}}$, при котором $N = N_{\text{ мин}}$. При этом с изменением тока коллектора значение $R_{r\text{ опт}}$ смещается, но так, что величина $N_{\text{ мин}}$ практически сохраняется.

Из рис. 2.9 видно также, что зависимость $N = f(R_r)$ имеет уплощенный минимум, что делает величину R_r не критичной. Так, при

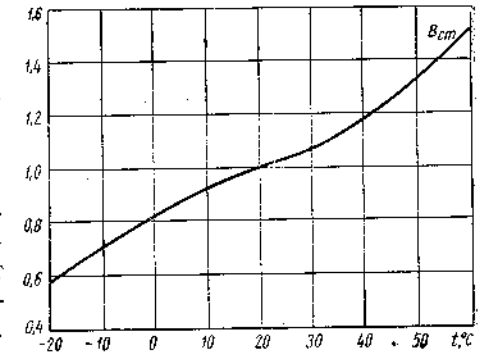


Рис. 2.8. Нормализованные зависимости статического коэффициента усиления по току в схеме с общим эмиттером от температуры

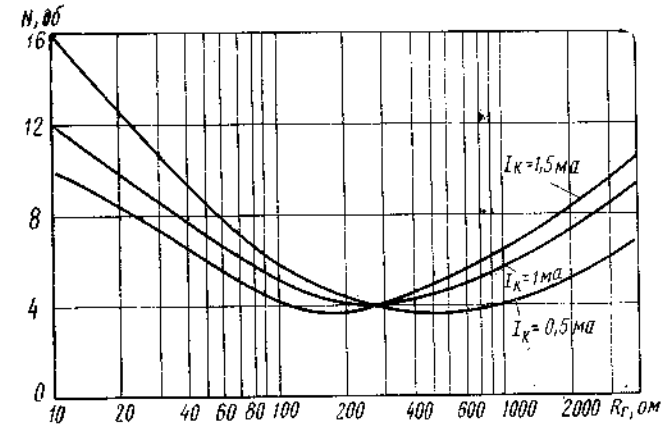


Рис. 2.9. Типовая зависимость коэффициента шума высокочастотных транзисторов от сопротивления генератора

изменении R_r в три раза относительно оптимального значения коэффициент шума возрастает не более, чем на 1 дб.

РАДИОПРИЕМНЫЕ НАРУЖНЫЕ И ВСТРОЕННЫЕ АНТЕННЫ

3.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О РАДИОВЕЩАТЕЛЬНЫХ ПРИЕМНЫХ АНТЕННАХ

Приемная антенна — важнейшая часть радиоприемника. От эффективности ее работы и степени подверженности воздействию промышленных помех, в конечном счете, зависит чувствительность приемника. Значение последней при современных высокочастотных транзисторах можно принципиально получить достаточно высоким. Однако в условиях радиоприема от электрической антенны чувствительность приемника значительно снижается ввиду большого уровня промышленных помех. При этом порождаемые этими помехами электромагнитные поля имеют преобладающую электрическую составляющую.

Для стационарных радиовещательных приемников, имеющих наружные антенны, установленные на некоторой высоте от приемников, простое экранирование ввода антенны во многих случаях существенно увеличивает ее защищенность от местных промышленных помех. Объясняется это тем, что, в отличие от электромагнитного поля в дальней зоне, электрический и магнитный векторы которого изменяются по закону $1/r$, поля местных помех убывают с расстоянием значительно интенсивнее (электрическая составляющая — по закону $1/r^2$, магнитная — $1/r^2$). Ввиду этого поля помех оказываются локализованными вблизи их источников. Поэтому для повышения отношения сигнал/помеха при радиоприеме активную часть антенны следует располагать в месте, наиболее защищенном от воздействия помех, одновременно осуществляя экранирование ввода антенны. Разумеется, что во избежание потери сигнала должно быть применено специальное согласующее устройство, обеспечивающее приемлемое согласование антенны с фидером во всем диапазоне рабочих частот. Для переносного приемника радикальным методом уменьшения воздействия промышленных помех является применение магнитных антенн. Так как в волновой зоне напряженности магнитного $H_{\text{сигн}}$ и электрического $E_{\text{сигн}}$ полей сигнала связаны между собой соотношением

$$\frac{E_{\text{сигн}}}{H_{\text{сигн}}} = 120 \pi, \quad (3.1)$$

то равное отношение сигнал/помеха обеспечивается электрической и магнитной антеннами лишь в том случае, если отношение полей помех в месте приема

$$\frac{E_{\text{пом}}}{H_{\text{пом}}} = 120 \pi.$$

В действительности для волн длиннее 20 м отношение $\frac{E_{\text{пом}}}{H_{\text{пом}}}$ вблизи источников помех значительно превышает 120π , чем и объясняется большая помехоустойчивость магнитной антенны по сравнению с электрической. Реализация этого преимущества возможна, однако, лишь в том случае, если магнитная антенна обладает незначительным антенным эффектом. Принципиально средства борьбы с последним могут быть теми же, какие используются в технике радиопеленгации, а именно:

а) симметрирование и электростатическое экранирование антенны;

б) уменьшение числа витков.

Применение первого средства нецелесообразно, так как, помимо значительного усложнения конструкции антенны, оно приводит к увеличению начальной емкости контура, а следовательно, и переменной емкости конденсатора настройки. Таким образом, остается ослаблять антенный эффект маловитковой магнитной антенной.

В диапазонах длинных и средних волн это достигается размещением обмотки антенны на ферритовом сердечнике большой магнитной проницаемости. Большая интенсивность магнитного поля сигнала, создаваемая этим сердечником в обмотке антенны, приводит к существенному возрастанию эффективного сечения обмотки, что позволяет соответственно уменьшить число витков.

В диапазоне коротких волн более приемлема магнитная антенна типа воздушной рамки, располагаемая по периметру крышки корпуса приемника. В разд. 3.6.5 показано, что эта антенна отличается большей эффективностью приема. В то же время, имея число витков от одного до трех в зависимости от класса приемника, рамочная антенна, несмотря на относительно большую площадь витка, по величине антенного эффекта лишь незначительно уступает ферромагнитной антенне.

Диаграмма направленности магнитной антенны имеет форму «восьмерки», отличающуюся плоским максимумом и острым минимумом. Это позволяет во многих случаях исключить прием помехи при незначительной потере сигнала. Создание дополнительной пространственной селекции, способствующей снижению интерференционных свистов в приемнике, является одним из значительных преимуществ магнитной антенны (ферритовой и рамочной).

Для укв диапазона, в котором участок, отведенный для радио-

Таблица 3.1

| № участка диапазона | Наименование участка диапазона радиовещания (частотная терминология) | Граничные частоты $f_{\text{мин}} \div f_{\text{макс}}$ кГц | Номинальная полоса частот $\Delta f = f_{\text{макс}} - f_{\text{мин}}$ кГц | Средняя частота $f_{\text{ср}} = \sqrt{f_{\text{макс}} \times f_{\text{мин}}}$ кГц | Относительная полоса $\frac{\Delta f}{f_{\text{ср}}} \times 100$ |
|---------------------|--|---|---|--|--|
| 1 | Длинные волны | 150 ÷ 408 | 258 | 248 | 104 |
| 2 | Средние волны | 525 ÷ 1605 | 1080 | 916 | 118 |
| 3 | Промежуточные волны (тропический диапазон) | 2300 ÷ 2498 | 198 | 2 400 | 8,2 |
| 4 | Промежуточные волны (тропический диапазон) | 3200 ÷ 3400 | 200 | 3 300 | 6,1 |
| 5 | Короткие волны (75 м) | 3950 ÷ 4000 | 50 | 3 975 | 1,3 |
| 6 | Короткие волны (тропический диапазон) | 4750 ÷ 4995 | 245 | 4 872 | 5,0 |
| 7 | Короткие волны (тропический диапазон) | 5005 ÷ 5060 | 55 | 5 032 | 1,1 |
| 8 | Короткие волны (49 м) | 5950 ÷ 6200 | 250 | 6 075 | 4,1 |
| 9 | Короткие волны (41 м) | 7100 ÷ 7300 | 200 | 7 200 | 2,8 |
| 10 | Короткие волны (31 м) | 9500 ÷ 9775 | 275 | 9 638 | 2,9 |
| 11 | Короткие волны (25 м) | 11700 ÷ 11975 | 275 | 11 838 | 2,3 |
| 12 | Короткие волны (19 м) | 15100 ÷ 15450 | 350 | 15 275 | 2,3 |
| 13 | Короткие волны (16 м) | 17700 ÷ 17900 | 200 | 17 800 | 1,1 |
| 14 | Короткие волны (13 м) | 21450 ÷ 21750 | 300 | 21 600 | 1,4 |
| 15 | Короткие волны (11 м) | 25600 ÷ 26100 | 500 | 25 850 | 1,8 |
| 16 | Ультракороткие волны | 66000 ÷ 73000 | 7 000 | 69 500 | 10,1 |
| 17 | Ультракороткие волны | 76000 ÷ 100000 | 24 000 | 87 000 | 27,6 |
| 18 | Ультракороткие волны | 87500 ÷ 100000 | 12 500 | 93 500 | 13,4 |
| 19 | Ультракороткие волны | 88000 ÷ 108000 | 20 000 | 95 000 | 21,0 |

вещания, занимает относительную полосу порядка 10%, наиболее эффективны симметричные полуволновые вибраторы. В переносных приемниках чаще всего используются несимметричные горизонтальные вибраторы. Для этого класса приемников наметилась тенденция использования рамочных антенн, лишь незначительно уступающих по эффективности несимметричным вибраторам. Вопросы расчета параметров приемных антенн, элементов согласования их с входными цепями, оценки сравнительной эффективности антенн различных типов посвящены последующие разделы настоящей главы.

3.2. ДИАПАЗОН РАДИОВЕЩАНИЯ

Радиовещательный прием осуществляется в километровом (150 ÷ 300 кГц), гектометровом (300 ÷ 3000 кГц), декаметровом (3 ÷ 30 МГц) и метровом (66 ÷ 108 МГц) диапазонах радиочастот. Участки АМ и ЧМ радиовещания и полосы частот, занимаемые ими, приведены в табл. 3.1.

3.3. НАРУЖНАЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ АНТЕННА И СОГЛАСОВАНИЕ ЕЕ СО ВХОДОМ ПРИЕМНИКА

Для повышения помехоустойчивости при радиоприеме активную часть антенны следует располагать в месте, удаленном от источника помех, осуществляя канализацию принятой энергии экранированным фидером. Чтобы избежать резонансных явлений в нем и потерь энергии, вызванных отражением ее от нагрузки, в фидере необходим режим бегущей волны. Выполнение одного этого требования, однако, еще не обеспечивает максимальной отдачи мощности в нагрузку. Как известно, должны быть соблюдены еще следующие условия:

- а) равенство нулю реактанса антенно-фидерной системы;
- б) равенство активного сопротивления антенны волновому сопротивлению питающего фидера.

Поскольку выполнение этих условий в широком диапазоне частот невозможно, на практике удовлетворяются согласованием импедансов антенны и фидера в средней точке диапазона, допуская резкое рассогласование на его краях. Понятно, что это приводит к большим потерям полезной мощности.

Ниже излагается метод частичного согласования импедансов компенсацией реактансов во всей полосе рабочих частот.

Несмотря на то, что остается в стороне вопрос о согласовании активных составляющих, такое решение позволяет существенно уменьшить потери мощности полезного сигнала.

3.3.1. Идея метода диапазонной компенсации реактансов

Сущность рассматриваемого метода решения состоит в следующем. Как известно, любая антенна с произвольно сложной импедансной характеристикой может быть при анализе заменена эдс, определяемой напряженностью поля и размерами антенны с внутренним импедансом Z_A , в общем случае содержащим активную и реактивную составляющие.

Располагая экспериментальной частотной зависимостью $Z_A = R_A + iX_A$, можно, пользуясь общей теорией двухполюсников [1], по положению нулей и полюсов X_A аппроксимировать реактанс антенны канонической схемой двухполюсника одного из четырех классов (рис. 3.1). Выбирая затем соответствующий Т-образный фильтр, в одно из плеч которого найденный эквивалентный двухполюсник входит как полезный элемент, можно решить задачу диапазонной компенсации реактансов.

Нетрудно видеть, что в этом случае характеристическое сопротивление фильтра W не может быть выбрано произвольно, а должно определяться эквивалентными значениями элементов антенны, составляющих горизонтальное плечо Т-образного фильтра, и частотами среза фильтра. Если волновое сопротивление питающего фидера $\rho \neq W$, реализация изложенного метода согласования антенны и фидера может быть осуществлена трансформаторными полосовыми фильтрами (см. 7.2).

3.3.2. Аппроксимация реактанса антенны эквивалентным двухполюсником

Метод замены реактанса антенны эквивалентным двухполюсником уясним на примере штыревой приемной антенны, предназначенной для работы в диапазоне 16–2000 м. Собственно антенна выполнена в виде 5-метровой стальной трубы, которая для увеличения действующей высоты дополнена в верхней части пирамидальной зонтичной сетью. Экспериментальные активная и реактивная характеристики этой антенны приведены на рис. 3.2. Как видно, реактанс двухполюсника характеризуется нулем на $f_{n1} = 10$ Мгц и полюсом на $f_{n2} = 21,3$ Мгц¹⁾. Такому расположению резонансных частот удовлетворяют канонические схемы II и IV классов. Учитывая, что для рассматриваемого диапазона частот характер реактанса антенны на бесконечно высоких частотах не представляет интереса, выбираем схему двухполюсника II класса, обладающую меньшим числом элементов.

1) Частота $f_{n2} = 21,3$ Мгц названа полюсом, так как согласно определению полюс соответствует частоте, при которой ток достигает минимума. В случае двухполюсника с потерями на этой частоте активная составляющая максимальна, а реактивная равна нулю.

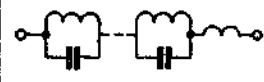
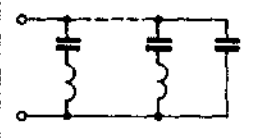
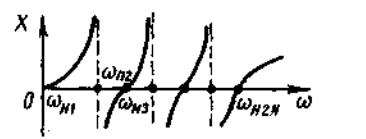
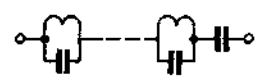
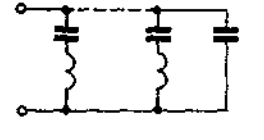
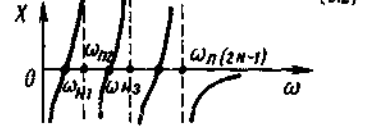

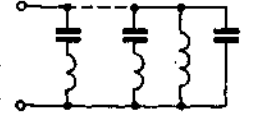
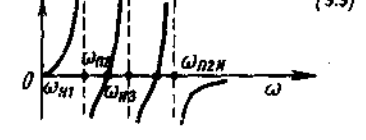

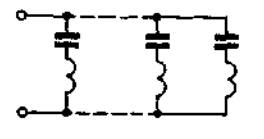
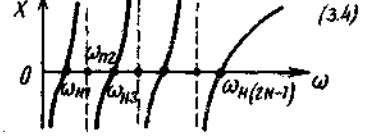
| Класс двухполюсника | Варианты канонической схемы | Функциональная зависимость реактанса при числе элементов равном $2N$ |
|--|---|--|
| I |  | $X = \omega L_0 \frac{(\omega_{n3}^2 - \omega^2)(\omega_{n5}^2 - \omega^2) \dots (\omega_{n(2N)}^2 - \omega^2)}{(\omega_{n2}^2 - \omega^2)(\omega_{n4}^2 - \omega^2) \dots (\omega_{n(2N-1)}^2 - \omega^2)}$ |
| $\omega_{n1} = 0$ $\omega_{n(2N)} \neq \infty$ |  |  |
| II |  | $X = \frac{1}{\omega C_0} \frac{(\omega_{n1}^2 - \omega^2)(\omega_{n3}^2 - \omega^2) \dots (\omega_{n(2N-1)}^2 - \omega^2)}{(\omega_{n2}^2 - \omega^2)(\omega_{n4}^2 - \omega^2) \dots (\omega_{n(2N)}^2 - \omega^2)} \quad (3.2)$ |
| $\omega_{n1} \neq 0$ $\omega_{n(2N)} \neq \infty$ |  |  |
| III |  | $X = \frac{\omega}{C_0} \frac{(\omega_{n3}^2 - \omega^2)(\omega_{n5}^2 - \omega^2) \dots (\omega_{n(2N-1)}^2 - \omega^2)}{(\omega_{n2}^2 - \omega^2)(\omega_{n4}^2 - \omega^2) \dots (\omega_{n(2N)}^2 - \omega^2)} \quad (3.3)$ |
| $\omega_{n1} = 0$ $\omega_{n(2N+1)} = \infty$ |  |  |
| IV |  | $X = \frac{L_0}{\omega} \frac{(\omega_{n1}^2 - \omega^2)(\omega_{n3}^2 - \omega^2) \dots (\omega_{n(2N-1)}^2 - \omega^2)}{(\omega_{n2}^2 - \omega^2)(\omega_{n4}^2 - \omega^2) \dots (\omega_{n(2N)}^2 - \omega^2)} \quad (3.4)$ |
| $\omega_{n1} \neq 0$ $\omega_{n(2N-1)} \neq \infty$ |  |  |

Рис. 3.1. Канонические схемы реактивных двухполюсников

Для заданного диапазона частот (0,15÷18,3 МГц) реактанс антенны может быть представлен эквивалентной схемой, имеющей всего три элемента (рис. 3.3). При этом ур-ние (3.2) принимает вид:

$$X_A = -\frac{1}{\omega C_0} \frac{\omega_{n1}^2 - \omega^2}{\omega_{n2}^2 - \omega^2}; \quad (3.5)$$

$$C_0 = \frac{C_n C_{\pi}}{C_n + C_{\pi}}. \quad (3.6)$$

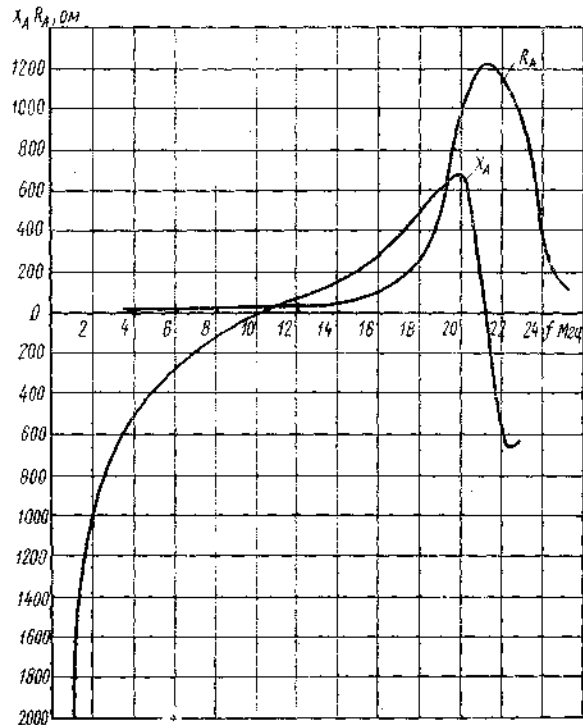


Рис. 3.2. Импедансные характеристики электрической антенны

Резонансные частоты ω_{n1} , ω_{n2} и C_0 могут быть определены следующим образом (рис. 3.2, 3.3):

а) при $\omega = \omega_{n1}$ (нуль)

$$X_A = \frac{\omega_{n1} L_{\pi}}{1 - \omega_{n1}^2 L_{\pi} C_{\pi}} \frac{1}{\omega_{n1} C_n} = 0, \quad (3.7)$$

$$\omega_{n1} = \frac{1}{\sqrt{L_{\pi} (C_n + C_{\pi})}};$$

откуда

б) при $\omega = \omega_{n2}$ (полюс)

$$X_A = \frac{\omega_{n2} L_{\pi}}{1 - \omega_{n2}^2 L_{\pi} C_{\pi}} \frac{1}{\omega_{n2} C_n} = \infty, \quad (3.8)$$

$$\omega_{n2} = \frac{1}{\sqrt{L_{\pi} C_{\pi}}};$$

откуда

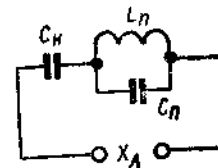


Рис. 3.3. Эквивалентная схема реактанса антенны

в) при $\omega = \omega_x$, $X_A = X_x$, подставляя значение X_x в (3.5), получаем

$$C_0 = \frac{1}{\omega_x X_x} \frac{\omega_{n1}^2 - \omega_x^2}{\omega_{n2}^2 - \omega_x^2}. \quad (3.9)$$

Величины элементов эквивалентного двухполюсника определяются совместным решением ур-ний (3.7) — (3.9):

$$C_n = C_0 \frac{f_{n2}^2}{f_{n1}^2};$$

$$C_{\pi} = C_0 \frac{C_n}{C_n - C_0}; \quad (3.10)$$

$$L_{\pi} = \frac{1}{\omega_{n2}^2 C_{\pi}}.$$

Пользуясь этими соотношениями, находим для рассматриваемой импедансной характеристики антенны $C_n = 80$ пф, $C_{\pi} = 23$ пф, $L_{\pi} = 2,4$ мкГн.

3.3.3. Система согласования антенны с питающим фидером

Для компенсации реактанса антенны во всем рабочем диапазоне частот антенна должна быть подсоединена к фидеру через Т-образный трансформаторный фильтр, входное плечо которого включает в себя найденный эквивалент антенны.

Применительно к штыревой (электрической) антенне, отображаемой эквивалентным двухполюсником (рис. 3.3), в качестве элементов согласования антенны с фидером может быть использована система, состоящая из пятиэлементного полосового полувзвена фильтра типа V_3 и трансформаторного полувзвена типа IV_n (рис. 3.4а).

Элементы фильтра типа V_3 определяются из следующих выражений [2]:

$$\begin{aligned} 2C &= 2aC_2 = C_n \\ \frac{L_1'}{2} &= \frac{h_0}{2a} L_2 = L_n \\ 2C_1' &= \frac{1-m^2}{2h_0} C_2 = C_n \\ L_2' &= L_2; \quad C_2' = mC_2 \\ h_0 &= \sqrt{\left(1 - \frac{f_1^2}{f_\infty^2}\right) \left(1 - \frac{f_2^2}{f_\infty^2}\right)} \\ m &= \frac{f_0^2}{f_\infty^2} + h_0 \\ a &= \frac{1-m^2}{4} \frac{f_\infty^2}{f_0^2} \\ f_0 &= \sqrt{f_1 f_2} \\ C_2 &= \frac{1}{\pi(f_2 - f_1)R} \\ L_2 &= \frac{f_2 - f_1}{4\pi f_1 f_2} R \end{aligned} \quad (3.11)$$

где f_1, f_2 — частоты среза полосовых фильтров;
 $f_\infty = f_{\pi 2}$ — частота бесконечного затухания, соответствующая полюсу импедансной характеристики антенны;
 C_n, L_n и C_n — элементы эквивалента антенны;
 C_2, L_2 — элементы симметричного полосового фильтра типа IV_R ;
 R — нагрузочное сопротивление фильтра типа V_3 , равное его характеристическому сопротивлению W_{f_0} в середине полосы.

Коэффициент трансформации трансформаторного полувзена типа IV_R

$$n_A = \sqrt{\frac{R}{R_n}} \quad (3.12)$$

где R_n — нагрузочное сопротивление фидера, равное его волновому сопротивлению ρ .

В этих формулах заданными считаются: $f_1, f_2, f_{\pi 2} = f_\infty, C_n, L_n, C_n$. Вычислив из (3.11) значения h_0, m и a , находим выражение для L_2 :

$$L_2 = \frac{2aL_n}{h_0} = \frac{(f_2 - f_1)R}{4\pi f_0^2} \quad (3.13)$$

Отсюда

$$R = W_{f_0} \frac{8\pi a L_n f_0^2}{h_0 (f_2 - f_1)} = n_A^2 \rho \quad (3.14)$$

Анализ показывает [3], что полная компенсация реактивной составляющей антенны возможна в диапазоне с коэффициентом перекрытия по частоте $K_d = 5$. При величине $K_d < 5$ следует уменьшить эквивалентную емкость антенной цепи C_n , что достигается включением конденсатора $C_{\text{посл}}$ последовательно с высокопотенциальным зажимом антенны.

Величина $C_{\text{посл}}$ определяется из выражения

$$C_{\text{посл}} = \frac{C_n 2C}{C_n - 2C}$$

Значение $2C$ определяется из (3.11).

Согласованная работа антенны и снижающего фидера в более широком диапазоне частот ($K_d > 5$) может быть обеспечена системой параллельно соединенных диапазонных трансформаторных фильтров. Для иллюстрации этой возможности продолжим рассмотрение приведенного выше примера радиовещательной приемной антенны, предназначенной для работы в диапазонах:

- а) дв-св — 150 ÷ 1600 кГц,
- б) кв — 6 ÷ 18,3 МГц.

В диапазоне дв-св реактанс антенны (рис. 3.3) представляет последовательное соединение емкости C_n и эквивалентной индуктивности L_2 :

$$L_2 = \frac{L_n}{1 - \frac{f^2}{f_n^2}} \approx L_n$$

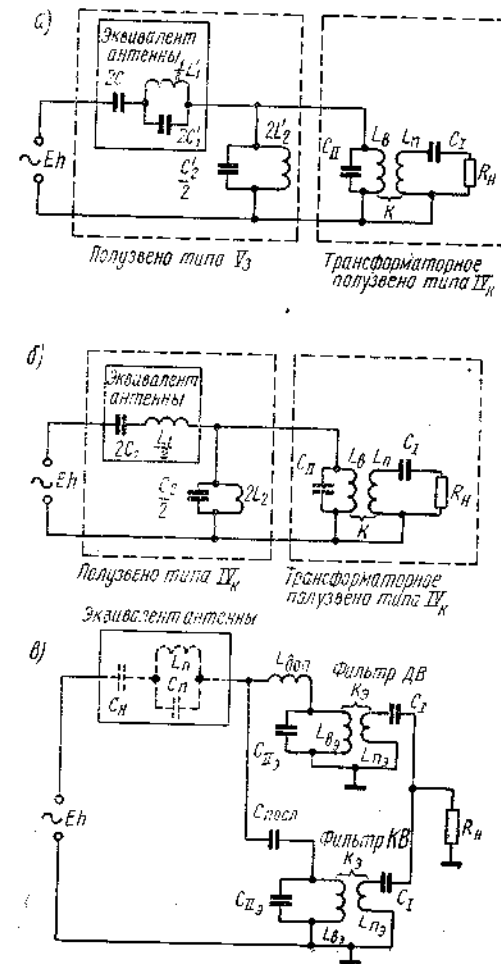


Рис. 3.4. Схемы согласования антенны с фидером:
 а) общая схема; б) упрощенная схема для диапазона дв-св; в) 2-канальная схема (дв-св и кв)

Поэтому для этого диапазона в качестве согласующей схемы может быть использовано полужуено типа $IV_{\text{к}}$, последовательно соединенное с трансформаторным полосовым полужуеном (рис. 3.4б), элементы которого определяются из уравнений:

$$2C_1 = C_{\text{н}} = \frac{f_2 - f_1}{2\pi f_0^2 R};$$

$$\frac{L_1}{2} = \frac{R}{2\pi(f_2 - f_1)};$$

$$2L_2 = \frac{(f_2 - f_1)R}{2\pi f_0^2};$$

$$\frac{C_2}{2} = \frac{1}{2\pi(f_2 - f_1)R}.$$

Из первого уравнения определяется значение характеристического сопротивления ($R = W_{f_0}$). По вычисленной затем величине $\frac{L_1}{2}$ находят значение индуктивности дополнительной катушки:

$L_{\text{доп}} = \frac{L_1}{2} - L_{\text{п}}$, которую необходимо включить последовательно с высокопотенциальным зажимом антенны (рис. 3.4в).

Для диапазона кв пригодна схема рис. 3.4а с согласующим фильтром типа V_3 . Однако ввиду того, что коэффициент перекрытия по частоте в рассматриваемом диапазоне $K_{\text{д}} = \frac{18,3}{6} < 5$, необходимо включить дополнительный последовательный конденсатор $C_{\text{посл}}$ (рис. 3.4в).

Трансформаторное полужуено с параметрами обмоток $L_{\text{п}}$, $L_{\text{в}}$ и K , зашунтированное в диапазоне дв—св контуром $\frac{C_2}{2} \div 2L_2$, а в диапазоне кв — контуром $\frac{C_2}{2} \div 2L_2'$ может быть заменено другим трансформаторным полужуеном с эквивалентными параметрами $L_{\text{пв}}$, $L_{\text{вв}}$ и K_3 :

$$\left. \begin{aligned} L_{\text{пв}} &= \frac{L_{\text{п}}L_0}{L_{\text{п}} + L_0} \\ L_{\text{вв}} &= L_{\text{в}} \left(1 - \frac{\kappa^2 L_{\text{п}}}{L_{\text{п}} + L_0} \right) \\ K_3 &= \frac{K}{\sqrt{1 + \frac{L_{\text{п}}}{L_0} (1 - \kappa^2)}} \end{aligned} \right\} \quad (3.15)$$

где $L_0 = 2L_2$, $2L_2'$ — для диапазонов дв—св и кв соответственно. После суммирования соответствующих емкостей общая схема антенносогласующего устройства примет вид рис. 3.4в.

В общем случае при расчете многоканального согласующего устройства следует учитывать взаимную реакцию соседних фильтров. Так, в полосе пропускания фильтра дв будет сказываться шунтирующее действие емкостного сопротивления фильтра кв и, наоборот, последний будет шунтироваться индуктивным сопротивлением дв фильтра. В зависимости от системы параллельно включенных фильтров эти вредные взаимовлияния могут быть существенно ослаблены применением специальных корректирующих контуров или рациональным выбором полос пропускания фильтров и значений коэффициентов трансформации импедансов [4]. Применительно к рассмотренной схеме согласования (рис. 3.4в) коэффициент передачи по полю

$$K_E = \frac{u_{\text{н}}}{E} = \alpha_{\text{ш}} h \frac{n_A \rho}{R_A + n_A^2 \rho}, \quad (3.16)$$

где $\alpha_{\text{ш}}$ — коэффициент, учитывающий шунтирующее действие фильтра другого диапазона;

$u_{\text{н}}$ — напряжение сигнала на нагрузочном сопротивлении $R_{\text{н}}$;

E — напряженность поля сигнала в месте приема;

h — действующая высоты антенны;

R_A — сопротивление активных потерь антенны, определяемое ее экспериментальной импедансной характеристикой (рис. 3.2.).

Для практических расчетов можно принять:

$$\alpha_{\text{ш}} = \frac{C_{\text{н}}}{C_{\text{н}} + C_{\text{посл}}} \text{ — для диапазона дв—св.}$$

$$\alpha_{\text{ш}} \approx 1 \text{ — для диапазона кв.}$$

Некоторые вопросы, касающиеся количественной оценки реакции соседних фильтров и совместной работы каналов применительно к случаю радиоприема в непрерывном диапазоне частот, рассмотрены в работе [3].

3.4. ВСТРОЕННАЯ ФЕРРИТОВАЯ АНТЕННА

3.4.1. Принципы действия

Эффективность приема магнитной антенны, по аналогии с электрической, удобно характеризовать значением действующей высоты h , представляющей отношение эдс, наведенной полем волны в антенну \mathcal{E}_A , к напряженности электрического поля в месте приема E :

$$h = \frac{\mathcal{E}_A}{E}. \quad (3.17)$$

Хотя идеальная магнитная антенна реагирует лишь на магнитную составляющую поля H , такое определение h целесообразно, так как оно позволяет сравнивать приемные свойства электриче-

ской и магнитной антенн, имея в виду, что в волновой зоне между E и H имеется жесткая функциональная связь, определяемая выражением (3.1).

Ферритовая антенна — разновидность рамочной антенны с ферромагнитным сердечником, пронизывающим все витки рамки. При отсутствии сердечника эдс \mathcal{E}_A , наведенная в рамке однородным магнитным полем H , вектор которого перпендикулярен плоскости рамки S_p :

$$\mathcal{E}_A = -\omega \frac{d\Phi}{dt}, \quad (3.18)$$

где $\Phi = \mu_0 H S_p$ — поток магнитной индукции,
 ω — число витков рамки,
 μ_0 — магнитная проницаемость воздуха.

Если поле H меняется по синусоидальному закону с частотой ω , $|\mathcal{E}_A| = \omega \mu_0 H S_p \omega = hE$.

Учитывая соотношение (3.1) и подставляя значение μ_0 для воздуха $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{2\pi}{\lambda}$, получаем выражение для действующей высоты

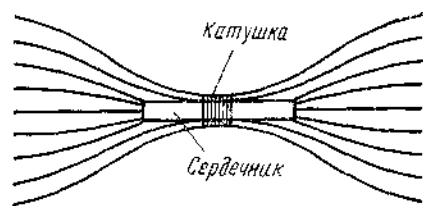


Рис. 3.5. Конфигурация магнитного поля сигнала вблизи ферритового сердечника

рамки:

$$h = \frac{2\pi \omega S_p}{\lambda}, \quad (3.19)$$

где λ — длина волны.

Введем теперь в обмотку рамки ферромагнитный сердечник длиной l_c . Так как эффективная магнитная проницаемость сердечника с учетом размагничивающего фактора $\mu_c \gg \mu_0$, то и магнитное сопротивление будет

значительно меньше внутри феррита, чем в воздухе. Это вызовет изгиб силовых линий поля — плотность потока достигнет наибольшей величины в центре сердечника (рис. 3.5). Общий поток магнитной индукции в этом случае равен сумме потоков Φ_c и Φ_0 , определяемых абсолютными значениями магнитных проницаемостей сердечника μ_c и воздуха μ_0 :

$$\Phi_k = \Phi_c + \Phi_0,$$

где $\Phi_c = \mu_c H S_c$; $\Phi_0 = \mu_0 H (S_k - S_c)$;
 S_c и S_k — сечения сердечника и катушки.

Отсюда

$$\Phi_k = \mu_0 H S_k \left[1 + \frac{S_c}{S_k} \left(\frac{\mu_c}{\mu_0} - 1 \right) \right]. \quad (3.20)$$

В случае использования широкой катушки l_k , соизмеримой с длиной сердечника l_c и смещенной относительно его центра, μ_c представляет среднюю магнитную проницаемость сердечника. Подставляя в (3.20) соответствующие значения μ_0 и H и дифференци-

руя согласно (3.18), получим выражение для действующей высоты ферритовой антенны:

$$h = \frac{2\pi \omega S_k}{\lambda} \mu_h \left(\frac{1 - \frac{S_c}{S_k}}{\mu_h} + \frac{S_c}{S_k} \right) = \frac{2\pi \omega S_k}{\lambda} \mu_h \varphi \left(\frac{S_c}{S_k} \right), \quad (3.21)$$

где $\mu_h = \frac{\mu_c}{\mu_0}$ — средняя относительная магнитная проницаемость сердечника;

$$\varphi \left(\frac{S_c}{S_k} \right) = \frac{1 - \frac{S_c}{S_k}}{\mu_h} + \frac{S_c}{S_k}. \quad (3.22)$$

$$\text{При } \frac{S_c}{S_k} = 1 \quad \varphi \left(\frac{S_c}{S_k} \right) = 1.$$

$$\text{При } \frac{S_c}{S_k} = 0 \quad \varphi \left(\frac{S_c}{S_k} \right) = \frac{1}{\mu_h}.$$

В этом случае (3.21) совпадает с (3.19) для h рамочной антенны. Введение сердечника вызывает не только увеличение эдс, индуктируемой в антенне (в μ_h раз больше по сравнению с воздушной рамкой для случая $S_c = S_k$), но и рост индуктивности катушки в μ_L раз по сравнению с ее индуктивностью в воздухе (L_0).

Анализируя величину μ_L , следует учесть, что конфигурации полей сигнала (рис. 3.5) и катушки (рис. 3.6) резко отличаются друг от друга. При узкой катушке ($\frac{l_k}{l_c} \ll 1$) (рис. 3.6a) влияние сердечника на ее индуктивность невелико, так как силовые линии катушки большую часть пути проходят вне ее. Наоборот, при широкой катушке (рис. 3.6б) влияние сердечника существенно вследствие того, что длина магнитного пути силовой линии в сердечнике возрастает. Поэтому при расчете индуктивности катушки необходимо также учитывать среднее значение коэффициента проницаемости μ_L .

Так как $L_0 = \frac{L}{\mu_L} \equiv \omega^2 d_k$, то при заданном значении индуктивности катушки ($L = \text{const}$) число витков катушки уменьшится в $\frac{1}{\sqrt{\mu_L}}$ раз. Таким образом, введение ферромагнитного сердечника в обмотку рамочной антенны приведет к изменению действующей высоты антенны или эффективного сечения обмотки в $q = \frac{\mu_h}{\sqrt{\mu_L}}$ раз

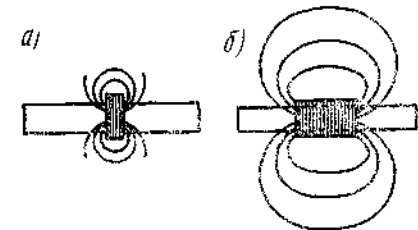


Рис. 3.6. Конфигурация магнитного поля катушки с ферритовым сердечником:
 а) при узкой катушке; б) при широкой катушке

(при $S_c = S_k$). Ниже будет показано, что величина $q \gg 1$. Иными словами, при равных действующих высотах антенн сечение обмотки ферритовой антенны может быть по сравнению с рамочной антенной уменьшено в $q = \frac{\mu_h}{\sqrt{\mu_L}}$ раз.

3.4.2. Функциональная связь коэффициента магнитной проницаемости сердечника с геометрией катушки и сердечника

Выше, при рассмотрении качественной картины поля в сердечнике, мы видели, что μ_h постепенно убывает от центра к краям сердечника. Для относительно узкой катушки ($\frac{l_k}{l_c} \ll 1$), расположенной вблизи центра сердечника с диаметром d_k , близким к диаметру сердечника d_c , магнитная проницаемость $\mu_h = \mu_{h \text{ макс}}$. В общем слу-

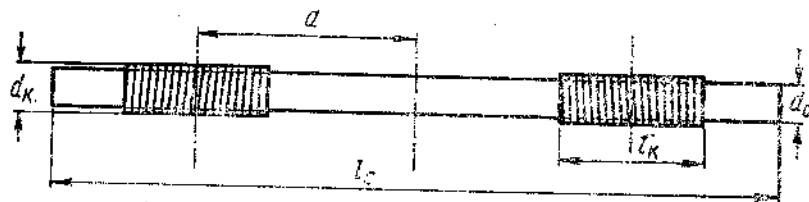


Рис. 3.7. Положение обмотки на сердечнике

чае, при любой конфигурации антенной катушки и произвольном смещении ее от центра сердечника на расстояние a μ_h равно (рис. 3.7):

$$\mu_h = \mu_{h \text{ макс}} \Psi \left(\frac{a}{l_c/2}, \frac{l_k}{l_c} \right), \quad (3.23)$$

где $\mu_{h \text{ макс}}$ определяется относительной начальной магнитной проницаемостью материала ($\mu_n = \frac{\mu_{\text{нач}}}{\mu_0}$) и формой сердечника [5]:

$$\mu_{h \text{ макс}} = \frac{\mu_n}{1 + N(\mu_n - 1)};$$

N — характеризует размагничивающее действие полюсов в сердечнике разомкнутой формы.

Используя аналитическое выражение для коэффициента размагничивания N эллипсоидного сердечника, имеющего в любом его сечении постоянное значение индукции, в работе [6] получена следующая расчетная формула для $\mu_{h \text{ макс}}$:

$$\frac{\mu_{h \text{ макс}}}{\mu_n} = \left[1 + 0,765 (\mu_n - 1) \frac{d_c^2}{l_c^2} \left(\ln 2 \frac{l_c}{d_c} - 1 \right) \right]^{-1}. \quad (3.24)$$

При выводе этой формулы, которая хорошо согласуется с экспериментальными данными, введено предположение о равенстве магнитных потоков реального сердечника и эквивалентного ему эллипсоида вращения с тем же объемом. При этом приняты следующие два условия:

а) равенство отношения полуосей эквивалентного эллипсоида и величины $\frac{l_c}{d_c}$ цилиндрического сердечника (для антенного сердечника плоской формы сечением S вместо d_c можно принять его эквивалентную величину $d_c = \sqrt{\frac{4S}{\pi}}$);

б) так как объем, а значит, и ферромагнитная масса эквивалентного эллипсоида, вписанного в цилиндр, меньше объема и массы цилиндра, то, исходя из условия равенства этих объемов, получено, что эллипсоид, эквивалентный по намагниченности цилиндру, имеет длину и диаметр на 14,5% больше, чем цилиндр.

Семейство кривых $\mu_{h \text{ макс}} = f \left(\frac{l_c}{d_c} \right)$ с параметром μ_n , построенных по (3.24), приведено на рис. 3.8. Используя условие равенства магнитных потоков в реальном сердечнике и эквивалентном эллипсоиде в любом сечении на расстоянии a от центра и зная закон изменения сечения эллипсоида вдоль координаты a , в работе [6] получено следующее выражение для магнитной проницаемости сердечника в произвольном сечении, справедливое для антенны с узкой катушкой $Y = \frac{l_k}{l_c} \ll 1$:

$$\mu_{h(x)} = \mu_{h \text{ макс}} (1 - 0,765X^2), \quad (3.25)$$

$$X = \frac{a}{\frac{l_c}{2}} \quad (3.26)$$

— относительное смещение середины катушки от центра сердечника.

Среднее значение функции $\Psi(X, Y)$, входящей в выражение (3.23), в случае применения катушки шириной l_k , соизмеримой с длиной сердечника l_c и отстоящей от центра сердечника на относительную величину X (рис. 3.7), определяется соотношением

$$\Psi(X, Y) = \frac{1}{X_2 - X_1} \int_{X_1}^{X_2} (1 - 0,765X^2) dX.$$

После вычисления интеграла

$$\Psi(X, Y) = 1 - 0,255(X_1^2 + X_2^2 + X_1X_2).$$

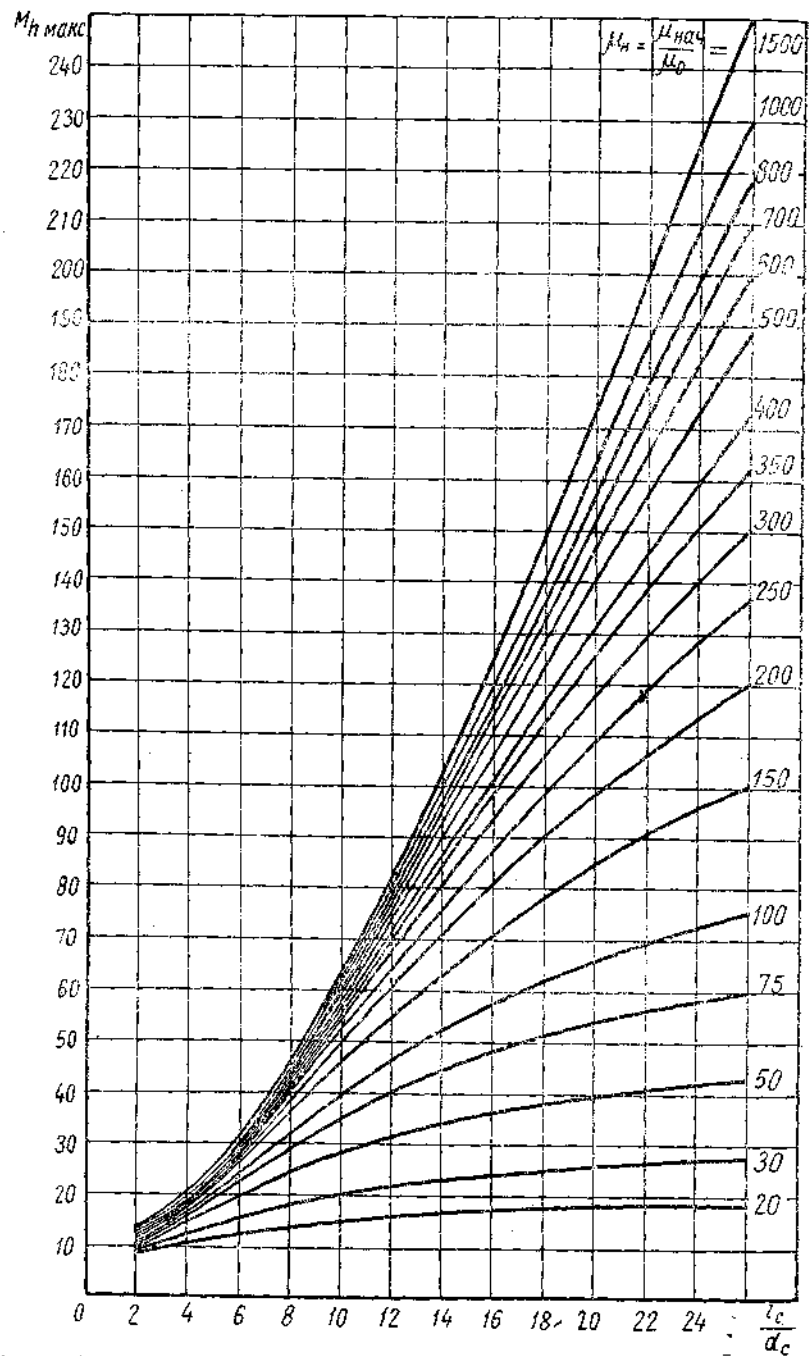


Рис. 3.8. Зависимость максимальной магнитной проницаемости сердечника от его геометрических размеров и проницаемости материала

Переходя к текущей координате X , получаем:

$$X_1 = X - \frac{l_k}{l_c} = X - Y;$$

$$X_2 = X + \frac{l_k}{l_c} = X + Y;$$

$$\psi(X, Y) = 1 - 0,765X^2 - 0,255Y^2. \quad (3.27)$$

Таким образом, для ферритовой антенны с катушкой, произвольно расположенной на сердечнике, мы получили следующее самое общее выражение:

$$h = \frac{2\pi \omega S_k}{\lambda} \mu_h \left(\frac{1 - \frac{S_c}{S_k}}{\mu_h} + \frac{S_c}{S_k} \right). \quad (3.28)$$

Для антенн, применяемых в радиовещательных приемниках, справедливо неравенство

$$\frac{1 - \frac{S_c}{S_k}}{\mu_h} \ll \frac{S_c}{S_k}.$$

Это позволяет для инженерных расчетов пользоваться формулой

$$h = \frac{2\pi \omega S_c}{\lambda} \mu_h, \quad (3.29)$$

где

$$\mu_h = \mu_{h_{\max}} (1 - 0,765X^2 - 0,255Y^2) \quad (3.30)$$

— среднее значение магнитной проницаемости сердечника. Величина $\mu_{h_{\max}}$ определяется из семейства кривых (рис. 3.8).

3.4.3. Магнитная проницаемость катушки

Из выражения (3.29) видно, что максимальной эффективностью обладает та антенна, которая при заданной ее индуктивности (L) имеет большее число витков (ω).

В свою очередь, индуктивность катушки с ферритовым сердечником определяется ее средней магнитной проницаемостью (μ_L) и индуктивностью катушки L_0 без сердечника:

$$L = \mu_L L_0.$$

Следуя [6], можно написать

$$\mu_L = \mu_h K_d K_l, \quad (3.31)$$

где μ_h — среднее значение магнитной проницаемости сердечника;
 K_d — коэффициент, учитывающий отличие диаметров катушки d_k и сердечника d_c ;
 K_l — коэффициент, учитывающий уменьшение магнитного сопротивления потоку силовых линий катушки, вызванное наличием сердечника.

Коэффициент K_d с ростом наружного диаметра катушки уменьшается, так как при этом влияние сердечника на величину индуктивности уменьшается. Экспериментальная зависимость K_d может быть выражена следующей эмпирической формулой, хорошо согласующейся с экспериментальными данными при значениях $\frac{d_k}{d_c} \leq 7$ [6]:

$$K_d = \frac{2}{\frac{d_k}{d_c} + \sqrt{\frac{d_k}{d_c}}} \quad (3.32)$$

Коэффициент K_l с удлинением катушки $\frac{l_k}{l_c}$ растет, так как с увеличением относительного пути силовой линии в сердечнике влияние последнего на формирование индуктивности возрастает. При этом максимальное значение μ_L достигается при $l_k = l_c$.

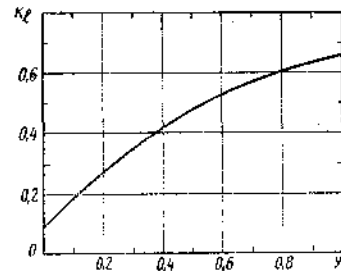


Рис. 3.9. Зависимость коэффициента магнитной проницаемости катушки от ее относительной длины

Функциональная зависимость коэффициента K_l от $\frac{l_k}{l_c}$ при различных смещениях катушки относительно центра была получена экспериментально на большой партии катушек с различными относительными длинами, шагом намотки и диаметрами проводов. Имея экспериментальную кривую для K_l , можно аппроксимировать ее в соответствии с уравнением Чебышева. При таком приближении функция K_l в диапазоне изменения $\frac{l_k}{l_c}$ имеет 3 точки точного сопряжения (3 нуля) и 4 экстремума, равные по величине и поочередно меняющиеся по знаку. Полученная таким образом аналитическая зависимость для K_l имеет вид (рис. 3.9)

$$K_l = 0,09 + Y(0,95 - 0,37Y), \quad (3.33)$$

где

$$Y = \frac{l_k}{l_c}$$

При этом кривая, характеризующая степень приближения аналитической зависимости к экспериментальной K_l , определяется полиномом Чебышева:

$$\Delta K_l = A \left(Y^3 - \frac{3}{4} Y \right).$$

Корни этого полинома ($\Delta K_l = 0$) соответственно равны:

$$Y_1 = \frac{1}{2} (Y_{\min} + Y_{\max}),$$

$$Y_{23} = Y_1 \pm \frac{\sqrt{3}}{4} (Y_{\max} - Y_{\min}),$$

$(Y_{\max} \div Y_{\min})$ — диапазон возможных значений $\frac{l_k}{l_c}$.

Подставляя (3.33) и (3.32) в выражение (3.31), получаем расчетную формулу для μ_L

$$\mu_L = \frac{2[0,09 + Y(0,95 - 0,37Y)]}{\frac{d_k}{d_c} + \sqrt{\frac{d_k}{d_c}}} \mu_h, \quad (3.34)$$

где μ_h определяется из (3.30).

3.4.4. Аналитическое выражение для действующей высоты ферритовой антенны при заданной индуктивности

В общем виде действующая высота антенны определяется выражением (3.29). Для нахождения числа витков ω при заданной индуктивности L воспользуемся формулой для индуктивности однослойной воздушной катушки L_0 :

$$L_0 = \frac{(\pi \omega d_k)^2}{l_k + 0,45d_k} = \frac{L}{\mu_L}. \quad (3.35)$$

Отсюда

$$\omega = \frac{1}{\pi d_k} \sqrt{\frac{L}{\mu_L} (l_k + 0,45d_k)}.$$

Подставляя значение ω в (3.29) и используя выражение (3.34), получим расчетную формулу для действующей высоты ферритовой антенны при заданной индуктивности:

$$h = h_{\max} \varphi(X, Y), \quad (3.36)$$

где

$$(h_{\max})_{\text{нл}} = 1,2 \cdot 10^{-2} f_{(\text{МГц})} (d_c \sqrt{l_c})_{(\text{см})} \sqrt{\mu_{h_{\max}} L_{(\text{мкГн})} \frac{d_c}{d_k} \left(1 + \sqrt{\frac{d_c}{d_k}} \right)}; \quad (3.37)$$

$$\varphi(X, Y) = \frac{h}{h_{\max}} = \sqrt{\frac{(1 - 0,765X^2 - 0,255Y^2) \left(Y + 0,45 \frac{d_k}{l_c} \right)}{0,09 + Y(0,95 - 0,37Y)}}; \quad (3.38)$$

$$X = \frac{a}{\frac{l_c}{2}};$$

$$Y = \frac{l_k}{l_c}.$$

Семейство характеристик $\varphi(X, Y)$ при $\frac{l_k}{l_c} = 16$ представлено на рис. 3.10. Видно, что с увеличением относительной длины катушки Y функция $\varphi(X, Y)$ растет. При этом

$$\varphi(X, Y)_{\min} = \sqrt{5,0 \frac{d_k}{l_c}}$$

$$X = Y = 0;$$

$$\varphi(X, Y)_{\max} = \sqrt{1,16 \left(1 + 0,45 \frac{d_k}{l_c}\right)}$$

$$X = 0, Y = 1;$$

$$\frac{\varphi(X, Y)_{\max}}{\varphi(X, Y)_{\min}} = 0,48 \sqrt{\frac{l_c}{d_k} + 0,45}$$

Таким образом, при $\frac{l_c}{d_k} = 16$ предельный выигрыш в действующей высоте антенны, который может быть получен при увеличении ширины обмотки до максимально возможной величины ($Y=1$), составляет 1,9 раза.

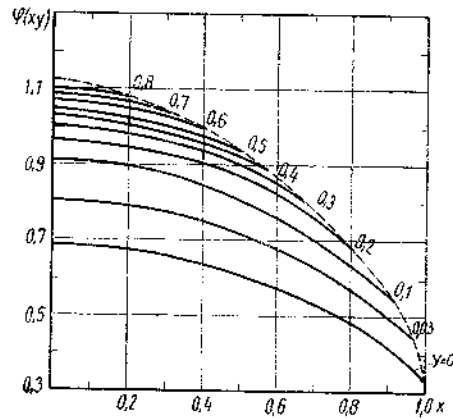


Рис. 3.10. Относительная действующая высота антенны как функция размеров и местоположения катушки на сердечнике

Заметим, что ф-ла (3.35) для L_0 верна для однослойных катушек с шагом τ , не превышающих трех диаметров провода ($d_{пр}$). При $\tau > 3d_{пр}$ расчет можно производить по полной формуле с учетом поправки на шаг намотки:

$$L_0 = \frac{(\pi \omega d_k)^2}{l_k + 0,45 d_k} - 4,6 \pi \omega d_k \lg \left[2,2 \frac{d_{пр}}{l_k} (\omega - 1) \right]. \quad (3.39)$$

Эта поправка в самом неблагоприятном случае составляет 30% от L_0 , поэтому, имея в виду, что $h \equiv \sqrt{L_0}$, можно для практиче-

На графике рис. 3.10 нанесена огибающая всего семейства характеристик $\varphi(X, Y)$, удовлетворяющая равенству

$$Y_{\max} = 1 - X.$$

Пользуясь этой кривой, можно при заданной относительной ширине обмотки $Y = \frac{l_k}{l_c}$ определить ее предельно возможное смещение от центра сердечника (X_{\max}) и соответственно этому — степень уменьшения действующей высоты антенны (h) по сравнению со значением h_{\max} [см. ф-лу (3.36)].

ских расчетов действующей высоты при заданной индуктивности пользоваться (3.36). При этом погрешность расчета будет меньше 15%.

3.4.5. Коэффициент связи между обмотками антенны

Для учета взаимной реакции при размещении обмоток двух диапазонов на одном стержне или при расчленении на две части обмотки в однодиапазонной антенне (см. разд. 3.6.2) необходимо

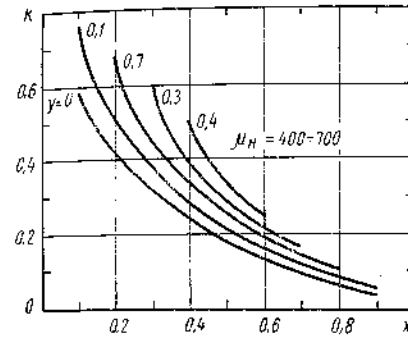


Рис. 3.11. Семейство кривых коэффициента связи между обмотками для сердечников с $\mu_n = 400 \div 700$

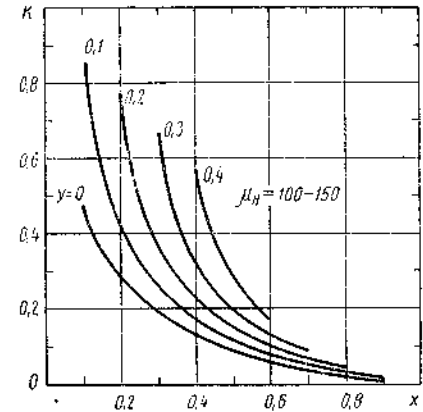


Рис. 3.12. Семейство кривых коэффициента связи между обмотками для сердечников с $\mu_n = 100 \div 150$.

знание коэффициента связи между обмотками при различных значениях смещения X и длины катушек Y . Для этого были найдены экспериментальные зависимости $k(X, Y)$, которые затем посредством приближения Чебышева были аппроксимированы следующими аналитическими зависимостями (рис. 3.11, 3.12):

$$k = 0,24 \frac{1,1 - (X - Y)}{0,31 + (X - Y)} (1 - Y) \quad (3.40)$$

для $\mu_n = 400 \div 700$;

$$k = \frac{0,97 - (X - Y)}{0,97 + 7,8(X - Y)} (1 - Y) \quad (3.41)$$

для $\mu_n = 100 \div 150$.

Ниже будет показано (см. разд. 3.6.2), что в случае двухдиапазонной антенны оптимальные значения $X_{опт}$ и $Y_{опт}$ для сердечников с $\mu_n = 100 \div 700$ равны: $X_{опт} = 0,6$ $Y_{опт} = 0,2$.

При этом соответствующие им коэффициенты связи:

$K_{опт} = 18,9\%$ — для сердечников с $\mu_n = 400 \div 700$;

$K_{опт} = 10,2\%$ — для сердечников с $\mu_n = 100 \div 150$.

3.4.6. Пределы регулировки индуктивности¹⁾

Из выражений (3.23)–(3.31) видно, что изменение величины индуктивности катушки подчиняется закону:

$$\psi(X, Y) = 1 - 0,765X^2 - 0,255Y^2.$$

При этом максимальное значение функции ψ достигается при $X=0$:

$$\psi_{\max} = 1 - 0,255Y^2. \quad (3.42)$$

Для определения ψ_{\min} обратимся к рис. 3.7. Видно, что предельно возможное смещение катушки от центра не превышает величины $a_{\max} = \frac{l_c}{2} - \frac{l_k}{2}$, что соответствует $X_{\max} = 1 - Y$. Тогда $\psi_{\min} = 1 - 0,765(1 - Y)^2 - 0,255Y^2 = 0,235 + 1,53Y - 1,02Y^2$. (3.43)

При заданной ширине катушки Y существует такое номинальное положение ее $X_{\text{ном}}$, при котором предельно возможное смещение катушки в ту или другую сторону от $X_{\text{ном}}$ вызывает равные относительные изменения ее индуктивности. Поэтому

$$\frac{\psi_{\max}}{\psi_{\text{ном}}} = \frac{\psi_{\text{ном}}}{\psi_{\min}};$$

$$\psi_{\text{ном}} = \sqrt{\psi_{\min} \psi_{\max}}; \quad (3.44)$$

$$x = \frac{\psi_{\max} - \psi_{\text{ном}}}{\psi_{\text{ном}}} = \frac{\Delta\psi}{\psi_{\text{ном}}}; \quad (3.45)$$

$$x = \frac{\Delta\psi}{\psi_{\text{ном}}} = \sqrt{\frac{1 - 0,255Y^2}{0,235 + 1,53Y - 1,02Y^2}} - 1; \quad (3.46)$$

$$\Delta\psi = \psi_{\max} - \psi_{\text{ном}}.$$

Используя зависимость x , можно для заданной относительной ширины катушки Y определить возможные пределы регулировки индуктивности. Однако для того чтобы получить равные пределы регулировки в обе стороны от рабочего положения катушки, последняя должна быть первоначально смещена от центра на величину $X_{\text{ном}}$, которая может быть определена из (3.27) и (3.42)–(3.44) при $\psi = \psi_{\text{ном}}$:

$$1 - 0,765X_{\text{ном}}^2 - 0,255Y^2 = \sqrt{(0,235 + 1,53Y - 1,02Y^2)(1 - 0,255Y^2)},$$

отсюда

$$X_{\text{ном}} = 1,14 \sqrt{(1 - 0,255Y^2) - \sqrt{(0,235 + 1,53Y - 1,02Y^2)(1 - 0,255Y^2)}}. \quad (3.47)$$

¹⁾ Формулы, определяющие коэффициент связи между обмотками ферритовой антенны, и пределы регулировки ее индуктивности получены В. А. Поповым.

Используя выражения (3.45) и (3.46), можно получить расчетную формулу, связывающую непосредственно величину номинального смещения катушки $X_{\text{ном}}$ с требуемыми пределами регулировки индуктивности x при заданной относительной ширине катушки Y :

$$X_{\text{ном}} = 1,14 \sqrt{\frac{x}{x+1} (1 - 0,255Y^2)}. \quad (3.48)$$

Перейдем к рассмотрению двухдиапазонной антенны — две обмотки размещены по обе стороны от центра сердечника. В случае, если нерабочая обмотка находится в режиме холостого хода, минимальная величина смещения

$$X_{\min} = \frac{l_k}{2} \frac{1}{l_c} = Y \neq 0.$$

Тогда из (3.27), (3.43) и (3.45) имеем:

$$\psi_{\max} = 1 - 0,765Y^2 - 0,255Y^2 = 1 - 1,02Y^2; \quad (3.49)$$

$$x = \sqrt{\frac{1 - 1,02Y^2}{0,235 + 1,53Y - 1,02Y^2}} - 1; \quad (3.50)$$

$$X_{\text{ном}} = 1,14 \sqrt{(1 - 0,255Y^2) - \sqrt{(0,235 + 1,53Y - 1,02Y^2)(1 - 1,02Y^2)}}. \quad (3.51)$$

Как и раньше, $X_{\text{ном}}$ может быть выражена через x :

$$X_{\text{ном}} = 1,14 \sqrt{\frac{x(1 - 0,255Y^2) + 0,765Y^2}{1 + x}}. \quad (3.52)$$

Зависимости x и $X_{\text{ном}}$ для одно- и двухдиапазонной антенн представлены на рис. 3.13 и 3.14. Для случая, когда нерабочая обмотка замкнута накоротко, результирующая индуктивность катушки, как показано в разд. 3.6.2 (см. табл. 3.2),

$$L_2 \text{ рез} = L_2(1 - \kappa^2),$$

где L_2 — индуктивность рабочей катушки без учета реакции катушки 2-го диапазона.

При этом изменение величины индуктивности при движении катушки вдоль сердечника будет следовать закону

$$\psi'(X, Y) = \psi(X, Y)(1 - \kappa^2) = (1 - 0,765X^2 - 0,255Y^2)(1 - \kappa^2), \quad (3.53)$$

где κ определяется из выражений (3.40), (3.41). Можно показать, что в выражении (3.53) множителем $(1 - \kappa^2)$ можно пренебречь.

Действительно, как указывалось выше (см. разд. 3.4.5), действующая высота антенны достигает максимума при

$$X_{\text{опт}} = 0,6 \text{ и } Y_{\text{опт}} = 0,2.$$

При этом $K_{\text{опт}} = 18,9\%$ для антенны с $\mu_n = 400 \div 700$ и $9,7\%$ для антенны с $\mu_n = 100 \div 150$.

При столь малых значениях коэффициента связи ошибка в выражении (3.53) при пренебрежении множителем $(1-\kappa^2)$ составляет соответственно 3,6% и 1%. Поэтому для практических расчетов пределов регулировки индуктивности ф-лы (3.50) и (3.52) и кривые (рис. 3.13 и 3.14) могут быть использованы для обоих

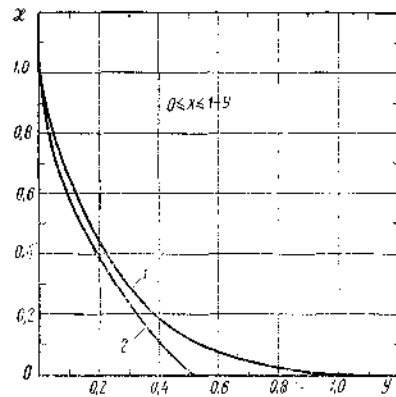


Рис. 3.13. Зависимость пределов регулировки индуктивности от ширины обмотки для одно- и двухдиапазонной антенны:
1 — однодиапазонная антенна; 2 — двухдиапазонная антенна

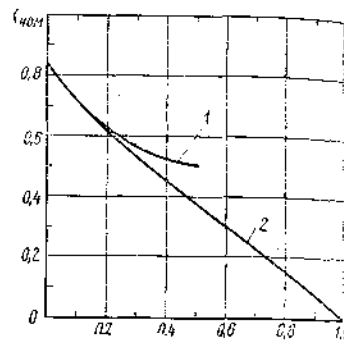


Рис. 3.14. Зависимость величины номинального смещения обмотки от ее ширины для одно- и двухдиапазонной антенны:
1 — двухдиапазонная антенна;
2 — однодиапазонная антенна

режимов коммутации нерабочей катушки — холостого хода и короткого замыкания. Что касается расчета пределов регулировки индуктивности однодиапазонной антенны, обмотка которой расплечена на 2 части (см. разд. 3.6.2), то его можно производить по формулам, найденным для сплошной неразделенной катушки. В этом случае мы будем иметь дополнительный запас регулировки за счет изменения взаимной индукции между половинками обмоток при их взаимном приближении или удалении.

3.4.7. Зависимости действующей высоты антенны от линейных размеров и числа сердечников

Выше было показано (3.3.7), что максимальное значение действующей высоты при заданной индуктивности антенны пропорционально:

$$h_{\max} \approx d_c \sqrt{\nu_{h_{\max}} l_c}. \quad (3.54)$$

В диапазонах 0,15 ÷ 1,6; 4 ÷ 12; 6 ÷ 18 и 12 ÷ 27 Мгц, где используются соответственно ферритовые материалы с начальной маг-

нитной проницаемостью $\mu_n = 700, 150, 100$ и 50, зависимость h_{\max} , определяемая (3.24), может быть аппроксимирована линейной функцией от $\frac{l_c}{d_c}$:

$$\nu_{h_{\max}} = \nu_n \frac{\frac{l_c}{d_c}}{\varphi\left(\frac{l_c}{d_c}\right)}, \quad (3.55)$$

где

$$\varphi\left(\frac{l_c}{d_c}\right) = \frac{l_c}{d_c} + \frac{0,765(\nu_n - 1) \left(\ln \frac{2l_c}{d_c} - 1\right)}{\frac{l_c}{d_c}}. \quad (3.56)$$

Из представленной на рис. 3.15 функции $\varphi\left(\frac{l_c}{d_c}\right)$ видно, что для размеров сердечников, встречающихся в радиовещательных приемниках ($\frac{l_c}{d_c} \leq 20$), функция $\varphi\left(\frac{l_c}{d_c}\right)$ представляет практически постоянную. Это позволяет выражение (3.54) с учетом (3.55) и (3.56) видоизменить:

$$h_{\max} = A d_c \sqrt{\frac{l_c}{d_c}} l_c = A l_c \sqrt{d_c}, \quad (3.57)$$

где A — постоянная.

Отсюда видно, что для увеличения действующей высоты антенны длина ферритового сердечника должна быть возможно большей. Практически ее следует выбрать предельно большой, насколько позволяет конструкция

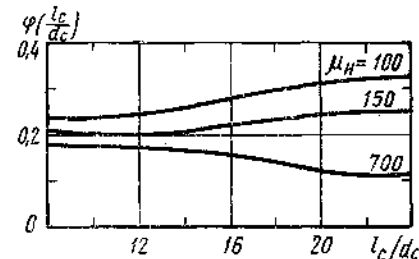


Рис. 3.15. Зависимости, определяющие точность линейной аппроксимации функции магнитной проницаемости антенны

приемника. Выражение (3.57)

можно преобразовать:

$$h_{\max}^4 = A^4 \frac{4l_c^3}{\pi} \frac{\pi d_c^2}{4} l_c = A^4 \frac{4l_c^3}{\pi} V_c,$$

где V_c — объем сердечника.

Отсюда

$$h_{\max} = A \sqrt[4]{\frac{4l_c^3}{\pi}} \sqrt[4]{V_c}. \quad (3.58)$$

Таким образом, при заданной длине сердечника действующая высота антенны пропорциональна корню четвертой степени из объема (или веса) сердечника. Другими словами, для увеличения h вдвое (при заданной длине) объем или вес сердечника должен быть увеличен в 16 раз.

Заметим, что полученный вывод верен при тех значениях $\frac{l_c}{d_c}$ и $\mu_{\text{нач}}$, для которых справедлива линейная аппроксимация функции $\nu_{h_{\text{макс}}} = f\left(\frac{l_c}{d_c}\right)$. При очень малых $\mu_{\text{нач}}$, как это видно из рис. 3.8, увеличивать $\frac{l_c}{d_c}$ нет смысла.

Дальнейшее увеличение действующей высоты антенны при заданном объеме стержня может быть достигнуто за счет применения m стержней, каждый из которых снабжен отдельной, оптимально расположенной обмоткой. При этом все стержни расположены один от другого на таком расстоянии; при котором отсутствует магнитная связь между обмотками, электрически соединенными друг с другом. В этом случае, для m сердечников, индуктивность каждой обмотки $L_1 = \frac{L}{m}$. Число витков в каждой обмотке, учитывая, что $L \equiv \omega^2 \omega_1 = \frac{\omega}{\sqrt{m}}$, где ω — число витков в одностержневой антенне.

Так как все катушки пронизываются общим потоком, результирующая эдс ($\mathcal{E}_{\text{рез}}$), индуцируемая магнитным полем сигнала во все обмотки (в случае их последовательного соединения) пропорциональна:

$$\mathcal{E}_{\text{рез}} = h_{\text{рез}} E \equiv \frac{m\omega}{\sqrt{m}} = \omega \sqrt{m}. \quad (3.59)$$

Учитывая, что общий объем m ферритовых стержней в m раз больше объема одного сердечника, результирующая действующая высота в соответствии с (3.59) будет пропорциональна квадрату корню из объема сердечника:

$$h_{\text{рез}} \equiv \sqrt{V_c}. \quad (3.60)$$

Сравнивая с (3.58), видно, что при равной действующей высоте m , стержневая антенна требует существенно меньших затрат магнитного материала, чем одностержневая антенна. Аналогичные выводы получаются при параллельном соединении m стержней.

3.5. ВСТРОЕННАЯ РАМОЧНАЯ АНТЕННА

3.5.1. Общие сведения о рамочных антеннах

В кв диапазоне наряду с ферритовыми получают распространение коротковолновые рамочные антенны. Анализ показал, что рамочные антенны в кв диапазоне обладают рядом преимуществ перед ферритовыми антеннами:

— более высокой чувствительностью приемника (см. разд. 3.6.5),

— существенно меньшим температурным коэффициентом индуктивности,
— меньшей подверженностью механическим воздействиям и влиянию магнитных полей,
— большим постоянством рабочей полосы в диапазоне принимаемых частот и лучшей селективностью в отношении зеркальной помехи (см. гл. 4),
— значительно меньшей себестоимостью.

Число витков рамки колеблется в пределах от одного до четырех в зависимости от габаритов приемника и рабочего диапазона частот. При этом для приемника с полностью растянутыми диапазонами оптимальна одновитковая рамка.

Рамочные антенны наиболее эффективны при использовании откидной конструкции, когда в рабочем положении рамка развернута над корпусом приемника. При этом добротность рамки, а следовательно, чувствительность и селективность достигают предельно возможных значений. Рамочная антенна примечательна тем, что частотная зависимость ее добротности имеет возрастающий характер, в отличие от ферритовой антенны, у которой добротность падает с ростом частоты. Это обстоятельство способствует достижению большего постоянства рабочей полосы в диапазоне рабочих частот и более высокой селективности.

Настройка рамки осуществляется индуктивными триммерами, включаемыми последовательно или параллельно рамке. Расчет триммеров приведен в разд. 4.5.4.

Многодиапазонная антенна может быть выполнена методом, при котором рамка используется как общий источник возбуждения для всей системы высокочастотных промежуточных контуров (см. разд. 3.6.4).

3.5.2. Аналитическое выражение для действующей высоты рамочной антенны при заданной индуктивности

Выше было получено выражение (3.19) для действующей высоты рамочной антенны. Кроме того, известно выражение для индуктивности плоской рамки [7]:

$$L = 2P\omega^2 \ln \frac{2S}{rP}, \quad (3.61)$$

где P и S — периметр и площадь рамки, r — радиус провода рамки.

Решая совместно (3.61) и (3.19), получим выражение для действующей высоты прямоугольной рамки при заданной ее индуктивности:

$$h_{(\text{мм})} = 2,2 \cdot 10^{-2} \frac{\sigma}{\sqrt{1+\sigma}} f_{(\text{МГц})}^{3/2} \sqrt{\frac{L_{(\text{мкГн})}}{\lg\left(\frac{\sigma}{1+\sigma} \frac{l_p}{r}\right)}}, \quad (3.62)$$

где $\sigma = \frac{H_p}{l_p}$; H_p — высота рамки.

Из (3.62) следует, что при заданной индуктивности $h \equiv l_p^{3/2}$, учитывая, что подкоренное выражение имеет весьма слабую зависимость от размеров рамки. Сравнивая с соответствующим выражением для ферритовой антенны (3.36), видно, что с ростом длины рамки l_p ее эффективность возрастает значительно резче, чем при увеличении длины стержня ферритовой антенны.

3.6 МНОГОДИАПАЗОННАЯ МАГНИТНАЯ АНТЕННА

3.6.1. Методы построения многодиапазонной антенны

Многодиапазонная ферритовая антенна принципиально может быть выполнена одним из трех методов:

— размещением обмоток всех поддиапазонов на общем ферритовом стержне,

— применением автономных ферритовых стержней для каждого поддиапазона,

— применением единой однообмоточной ферритовой антенны, являющейся источником возбуждения для всех поддиапазонов (и одновременно контурной катушкой для наиболее коротковолнового поддиапазона) и системы пассивных четырехполюсников для согласования этого источника с нагрузкой на остальных поддиапазонах.

Лишь двухдиапазонные антенны выполняются по первому методу, что объясняется трудностью физического размещения антенных катушек более двух поддиапазонов и их оптимального расположения, а также отсутствием возможности обеспечить требуемые пределы регулировки индуктивности. Кроме того, для устранения паразитного отбора энергии, а также побочных каналов приема необходимо накоротко замыкать катушки нерабочих поддиапазонов, что приводит к дополнительной потере эффективности приема.

Второй метод также ограниченно применим, так как в большинстве случаев из конструктивных соображений нежелательно применение более двух ферритовых стержней, особенно учитывая, что они должны быть удалены друг от друга на расстояние, при котором их взаимовлияние незначительно. Практически, используются двухстержневые антенны с различными начальными проницаемостями ферритового сердечника: $\mu_n = 400 \div 700$ — для двухдиапазонной антенны дв-св и $\mu_n = 100 \div 150$ — для двухдиапазонной коротковолновой антенны. Наиболее универсален третий метод — он позволяет выполнить антенну с любым количеством диапазонов и при правильном согласовании источника возбуждения с нагрузкой и малых потерях в элементах согласования обеспечить высокую эффективность приема для всех поддиапазонов. Для много-

диапазонной рамочной антенны этот метод построения единственно возможный. Перейдем к количественному анализу этих методов.

3.6.2. Двухдиапазонная, одностержневая ферритовая антенна

В двухдиапазонной антенне, у которой обе обмотки расположены на общем стержне, эффективность приема ухудшается вследствие поглощения энергии обмоткой неработающего диапазона. Рассмотрим реакцию последней для следующих схем коммутации:

А. ОБМОТКА НЕРАБОЧЕГО ДИАПАЗОНА ЗАМКНУТА НАКОРТОКО

Эквивалентная схема, определяющая реакцию обмотки, приведена на рис. 3.16а. При напряженности поля в месте расположения антенны, равной E , эдс, наводимые в обмотках (L_1, L_2), соответственно равны Eh_1 и Eh_2 . При замыкании накоротко 1-й обмотки во 2-й контур (рис. 3.16б) вносятся дополнительно:

$$\Delta E h_2 = -E h_1 \kappa \sqrt{\frac{L_2}{L_1}}; \quad (3.63)$$

$$\Delta L = -\kappa^2 L_2; \quad (3.64)$$

$$\Delta R = \kappa^2 R_{1\kappa} \frac{L_2}{L_1}. \quad (3.65)$$

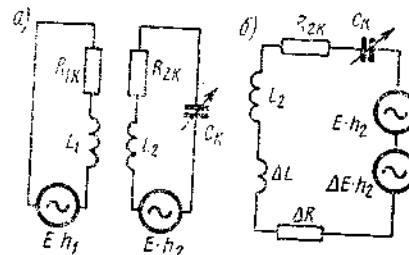


Рис. 3.16. Схемы взаимосвязи обмоток 2 диапазонов при коротком замыкании нерабочей обмотки

После суммирования соответствующих величин 2-й контур характеризуется параметрами:

$$h_{\text{рез}} = h_2 \left(1 - \kappa \frac{h_1}{h_2} \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \right); \quad (3.66)$$

$$L_{\text{рез}} = L_2 (1 - \kappa^2); \quad (3.67)$$

$$R_{\text{рез}} = R_{2\kappa} \left(1 + \kappa^2 \frac{Q_{2\kappa}}{Q_{1\kappa}} \right), \quad (3.68)$$

где $Q_{1\kappa}, Q_{2\kappa}$ — конструктивные добротности антенных контуров обоих диапазонов. Входящий в формулу (3.66) множитель $\frac{h_1}{h_2} \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \approx 1$, так как $h \equiv \omega$ и $L \equiv \omega^2$. Поэтому с большой точностью

$$h_{\text{рез}} = h_2 (1 - \kappa).$$

В разд. 4.7.1 [ф-ла (4.63)] показано, что чувствительность приемника с магнитной антенной пропорциональна параметру

$\gamma = h \sqrt{\frac{Q_k}{L_k}}$, который можно считать критерием качества антенны

В рассматриваемом случае для двухдиапазонной антенны

$$[\gamma_{рез}]_2 = h_{рез} \sqrt{\frac{Q_{рез}}{L_{рез}}} = h_2(1-\kappa) \sqrt{\frac{Q_{2к}}{L_{2к} \left(1 + \kappa^2 \frac{Q_{2к}}{Q_{1к}}\right)}}$$

В случае однодиапазонной антенны

$$[\gamma_{рез}]_1 = h_2 \sqrt{\frac{Q_{2к}}{L_{2к}}}$$

Таким образом, потеря эффективности антенны при переходе от однодиапазонной к двухдиапазонной антенне определяется отношением

$$\frac{[\gamma_{рез}]_2}{[\gamma_{рез}]_1} = \frac{1-\kappa}{\sqrt{1 + \kappa^2 \frac{Q_{2к}}{Q_{1к}}}}$$

Обычно конструктивные добротности антенных контуров различных диапазонов ($Q_{2к}$ и $Q_{1к}$) близки друг к другу и тогда:

$$\frac{[\gamma_{рез}]_2}{[\gamma_{рез}]_1} = \frac{1-\kappa}{\sqrt{1 + \kappa^2}} \quad (3.69)$$

при $Q_{2к} = Q_{1к}$.

Выражение для эквивалентной действующей высоты двухдиапазонной антенны при заданной индуктивности можно написать

непосредственно, введя в ф-лу (3.36) множитель $\frac{1-\kappa}{\sqrt{1 + \kappa^2 \frac{Q_{2к}}{Q_{1к}}}}$

$$h = h_{\max} \Phi_2(X, Y), \quad (3.70)$$

где

$$\Phi_2(X, Y) = \frac{1-\kappa}{\sqrt{1 + \kappa^2 \frac{Q_{2к}}{Q_{1к}}}} \varphi(X, Y), \quad (3.71)$$

$\varphi(X, Y)$ и κ определяются из выражений (3.38), (3.40) и (3.41).

Из семейства кривых рис. 3.17 (для случая $Q_{2к} = Q_{1к}$) видно, что функции $\Phi_2(X, Y)$ имеют максимальные значения при $X_{\text{опт}} = 0,6$ и $Y_{\text{опт}} = 0,2$. При этом $\Phi_{2 \max}(X, Y) = 0,7$ для $\mu_n = 400 \div 700$, $K_{\text{опт}} = 18,9\%$; $\Phi_{2 \max}(X, Y) = 0,75$ для $\mu_n = 100 \div 150$, $K_{\text{опт}} = 10,2\%$.

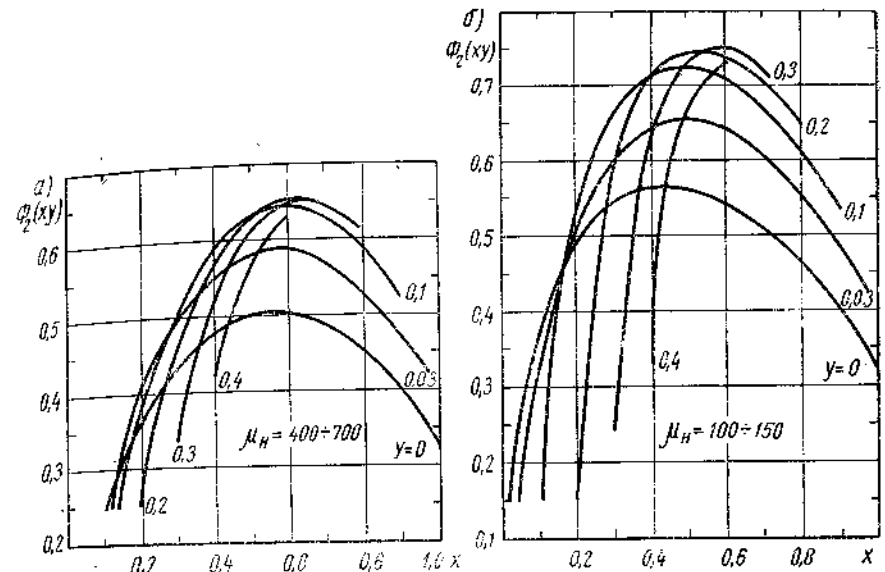


Рис. 3.17. Семейство кривых $\Phi_2(x, y)$ для сердечников:
а) $\mu_n = 400 \div 700$; б) $\mu_n = 100 \div 150$

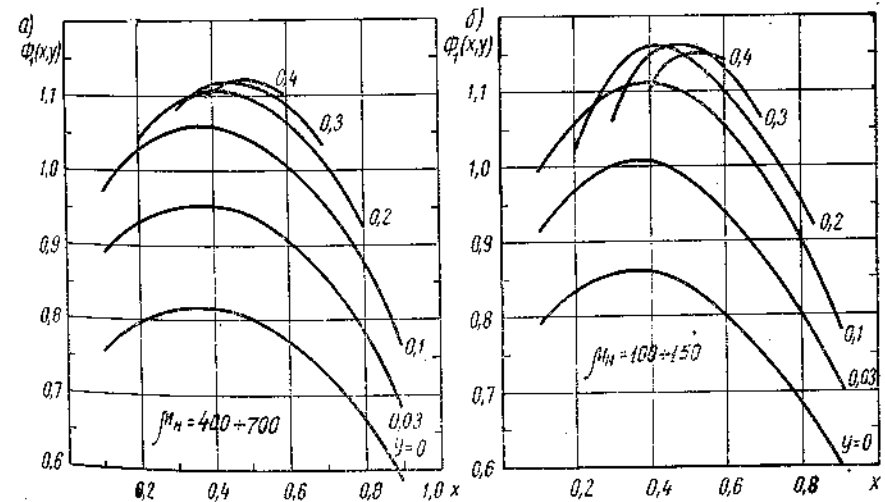


Рис. 3.18. Семейство кривых $\Phi_1(x, y)$ для сердечников:
а) $\mu_n = 400 \div 700$; б) $\mu_n = 100 \div 150$

Заметим, что для однодиапазонной антенны ее обмотку целесообразно разбивать на две равные части, располагая их по обе стороны от середины сердечника. В этом случае

$$\gamma_{рез} = 2h_0 \sqrt{\frac{Q_{ок}}{L_0 + L_0 + 2\kappa L_0}} = h_0 \sqrt{\frac{Q_{ок}}{L_0}} \sqrt{\frac{2}{1+\kappa}} \quad (3.72)$$

где h_0 , L_0 , $Q_{ок}$ — действующая высота, индуктивность и добротность каждой половины обмотки соответственно.

Для антенны с параметрами h и L , обмотка которой не разделена на две части, γ равен:

$$\gamma = h \sqrt{\frac{Q_{ок}}{L}} \quad (3.73)$$

Так как для любых обмоток строго соблюдается соотношение $\frac{h}{\sqrt{L}} = \frac{h_0}{\sqrt{L_0}}$ и полагая $Q_{ок} = Q_{ок}$, получаем из (3.72) и (3.73)

$$\frac{\gamma_{рез}}{\gamma} = \sqrt{\frac{2}{1+\kappa}} \quad (3.74)$$

Таким образом, выигрыш в эффективности однодиапазонной антенны, получаемый в результате расщепления обмотки на две части, равен $\sqrt{\frac{2}{1+\kappa}}$.

Аналогично предыдущему можно непосредственно написать выражение для действующей высоты антенны при заданной индуктивности:

$$h = h_{макс} \Phi_1(X, Y), \quad (3.75)$$

где

$$\Phi_1(X, Y) = \varphi(X, Y) \sqrt{\frac{2}{1+\kappa}} \quad (3.76)$$

Подставляя в (3.76) выражения (3.38), (3.40) и (3.41) для $\varphi(X, Y)$ и κ , получим семейство кривых $\Phi_1(X, Y)$ для сердечников с различными μ_n (рис. 3.18). Из кривых видно, что величина смещения половин обмоток ($X_{опт}$) и относительная длина каждой из них ($Y_{опт}$):

$$X_{опт} = 0,5 - 0,6,$$

$$Y_{опт} = 0,3 - 0,2.$$

При этом $\Phi_1(X, Y) = 1,12$ для $\mu_n = 400 \div 760$; $\Phi_1(X, Y) = 1,16$ для $\mu_n = 100 \div 150$.

Б. ОБМОТКА НЕРАБОЧЕГО ДИАПАЗОНА ЗАШУНТИРОВАНА ЕМКОСТЬЮ

Для этого случая предполагается, что нерабочая обмотка зашунтирована емкостью C_1 , создающей, вместе с индуктивностью нерабочей катушки L_1 собственный резонанс f_1 (рис. 3.19).

Пользуясь методикой, изложенной выше, можно найти реакцию контура нерабочего диапазона при $f_{рез} < f_1$ и $f_{рез} > f_1$. Случай $f_{рез} = f_1$ не представляет практического интереса, так как при той значительной величине параметра связи, которая существует между обмотками ($\kappa Q \gg 1$), рабочий контур становится аperiодическим.

Опуская промежуточные выкладки, приводим окончательные результаты для трех рассмотренных случаев (табл. 3.2). Анализируя полученные результаты, можно сделать следующие основные выводы:

— режим короткого замыкания, равно как и замыкания нерабочей обмотки емкостью для случая $f_1 < f_{рез}$, вызывает снижение эффективности работы антенны и тем сильнее, чем больше коэффициент связи между обмотками и ближе собственная частота нерабочей обмотки f_1 к резонансной

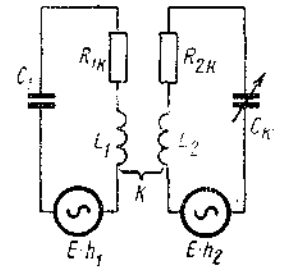


Рис. 3.19. Схема взаимосвязи антенных обмоток при настройке нерабочей обмотки на частоту f_1

Таблица 3.2

| Параметр | Обмотка нерабочего диапазона замкнута накоротко | Обмотка нерабочего диапазона зашунтирована емкостью | |
|----------------|--|---|---|
| | | $f_1 < f_{рез}$ | $f_1 > f_{рез}$ |
| $h_{2рез}$ | $h_2 (1 - \kappa)$ | $h_2 \left(1 - \frac{\kappa}{1 - \frac{f_1^2}{f_{рез}^2}} \right)$ | $h_2 \left(1 + \frac{\kappa}{\frac{f_1^2}{f_{рез}^2} - 1} \right)$ |
| $L_{2рез}$ | $L_2 (1 - \kappa^2)$ | $L_2 \left(1 - \frac{\kappa^2}{1 - \frac{f_1^2}{f_{рез}^2}} \right)$ | $L_2 \left(1 + \frac{\kappa^2}{\frac{f_1^2}{f_{рез}^2} - 1} \right)$ |
| $R_{2рез}$ | $R_{2к} \left(1 + \kappa^2 \frac{Q_{2к}}{Q_{1к}} \right)$ | $R_{2к} \left[1 + \frac{\kappa^2 \frac{Q_{2к}}{Q_{1к}}}{\left(1 - \frac{f_1^2}{f_{рез}^2} \right)^2} \right]$ | $R_{2к} \left[1 + \frac{\kappa^2 \frac{Q_{2к}}{Q_{1к}}}{\left(\frac{f_1^2}{f_{рез}^2} - 1 \right)^2} \right]$ |
| $\Phi_2(x, y)$ | $\frac{1 - \kappa}{\sqrt{1 + \kappa^2 \frac{Q_{2к}}{Q_{1к}}}}$ | $\frac{1 - \kappa - \frac{f_1^2}{f_{рез}^2}}{\sqrt{\left(1 - \frac{f_1^2}{f_{рез}^2} \right)^2 + \kappa^2 \frac{Q_{2к}}{Q_{1к}}}}$ | $\frac{\frac{f_1^2}{f_{рез}^2} - (1 - \kappa)}{\sqrt{\left(\frac{f_1^2}{f_{рез}^2} - 1 \right)^2 + \kappa^2 \frac{Q_{2к}}{Q_{1к}}}}$ |

частоте $f_{рез}$. При этом из двух схем коммутации предпочтительнее схема с короткозамкнутой нерабочей обмоткой;

— при настройке нерабочей обмотки на частоту $f_1 > f_{рез}$ возможно увеличение эффективности рабочей антенны;

— при шунтировании нерабочей обмотки емкостью результирующая индуктивность рабочей обмотки $L_{2рез}$ является функцией

$\frac{f_1^2}{f_{рез}^2}$, что накладывает ограничение на значение частоты собственного резонанса f_1 .

Значение f_1 должно быть таким, чтобы расстройка контура лежала в пределах, определяемых условием сопряжения контуров гетеродина и преселектора. Пользуясь этими выводами, приведем некоторые соображения по выбору схемы коммутации. Схема с настройкой нерабочей обмотки на частоту $f_1 < f_{рез}$ непригодна из-за низкой эффективности антенны.

Схема с короткозамкнутой нерабочей обмоткой не обладает паразитными настройками, поэтому ей должно быть отдано предпочтение в том случае, если сведение к минимуму количества побочных каналов приема — решающее требование. Такую схему коммутации целесообразно, в частности, использовать в двухдиапазонной кв антенне.

В антенне дв-св нерабочая обмотка дв антенны должна быть замкнута накоротко, а при работе в диапазоне дв — обмотку св шунтирующей емкостью следует настроить на частоту $f_1 > f_{рез}$. Значение f_1 может быть определено следующим образом. Наиболее сильная комбинационная помеха в диапазоне дв проявляется на частоте $f_{пар}$:

$$f_{пар} = 2f_{гет} - f_{пч} = 2(f_{мин} + f_{пч}) - f_{пч}.$$

При $f_{мин} = 150$ кГц, $f_{пч} = 465$ кГц имеем $f_{пар} = 765$ кГц. Следовательно, частота настройки нерабочей обмотки диапазона св должна быть в пределах: 465 кГц $< f_1 < 765$ кГц.

Для предупреждения воздействия на частоту гетеродина ($f_{мин} = 615$ кГц), возможного вследствие паразитной связи между контуром гетеродина и нерабочей обмоткой диапазона св, резонансную частоту последней (f_1) целесообразно выбрать равной $f = 605 \div 610$ кГц $< f_{мин} = 615$ кГц. При такой величине f_1 , как видно из табл. 3.2, практически отсутствует реакция паразитного контура св на параметры антенны дв вблизи нижней границы частотного диапазона:

$$\begin{aligned} h_{2рез} &\approx h_2, \\ L_{2рез} &\approx L_2, \\ R_{2рез} &\approx R_{2к}, \\ \Phi_2(X, Y) &\approx \varphi(X, Y). \end{aligned}$$

Это означает, что расчет параметров антенны дв в этом случае можно производить по формулам, полученным для однодиапазон-

ной антенны. Отметим, что последовательное или параллельное соединение обмоток различных диапазонов, используемое в ряде случаев для повышения эффективности антенны, приводит к появлению паразитных настроек, поэтому применение таких схем коммутации не может быть оправдано.

3.6.3. Четырехдиапазонная двухстержневая ферритовая антенна

Применение двух ферритовых стержней с $\mu_n = 400 \div 700$ и $\mu_n = 100 \div 150$ позволяет создать антенну дв-св-кв. При этом для диапазона кв ($f = 4 \div 12$ МГц) оптимален стержень с $\mu_n = 150$, а для диапазона кв ($f = 6 \div 18$ МГц) — $\mu_n = 100$. При конструировании такой антенны необходимо разумно выбрать расстояние между стержнями и расположение на них обмоток, при котором взаимовлияние между антеннами разных диапазонов сравнительно невелико.

На рис. 3.20 приведены экспериментальные кривые, характеризующие изменение параметров h и Q коротковолновых антенн в зависимости от расстояния C между стержнями при различной взаимной ориентации обмоток. Видно, что, когда проекция обмотки кв не выходит за пределы короткозамкнутых обмоток нерабочей антенны дв-св (рис. 3.20а, в), реакция последней на параметры антенны кв минимальна. Напротив, наибольшее взаимовлияние между антеннами проявляется, если проекция рабочей катушки кв лежит вне пределов обмотки нерабочей антенны дв-св (рис. 3.20б). В случае применения магнитного экрана, расположенного посредине между стержнями (рис. 3.20г), взаимная ориентация обмоток не играет роли.

Задаваясь 10-% ухудшением добротности антенны кв, можно из рис. 3.20 определить расстояние между стержнями:

- $c = 2$ мм — для схемы (рис. 3.20 а);
- $c = 10$ мм — для схемы (рис. 3.20 б);
- $c = 6$ мм — при использовании магнитного экрана (рис. 3.20 г).

Этим экспериментальным зависимостям можно дать следующее качественное толкование. Пусть вдоль кв антенны, выполненной на ферритовом стержне с начальной магнитной проницаемостью μ_n , расположен на расстоянии c стержень дв-св антенны (без обмотки) с $\mu_{н2} > \mu_n$. Под влиянием последнего действующая высота кв антенны снизится по двум причинам:

— по отношению к полю волны внесенный стержень представляет магнитный шунт, уменьшающий плотность потока через рабочей кв стержень;

— поток силовых линий, создаваемых полем катушки, увеличится из-за снижения общего магнитного сопротивления пути, по которому замыкаются силовые линии катушки, что вызовет рост индуктивности катушки L_k . При $L_k = \text{const}$ число витков и дейст-

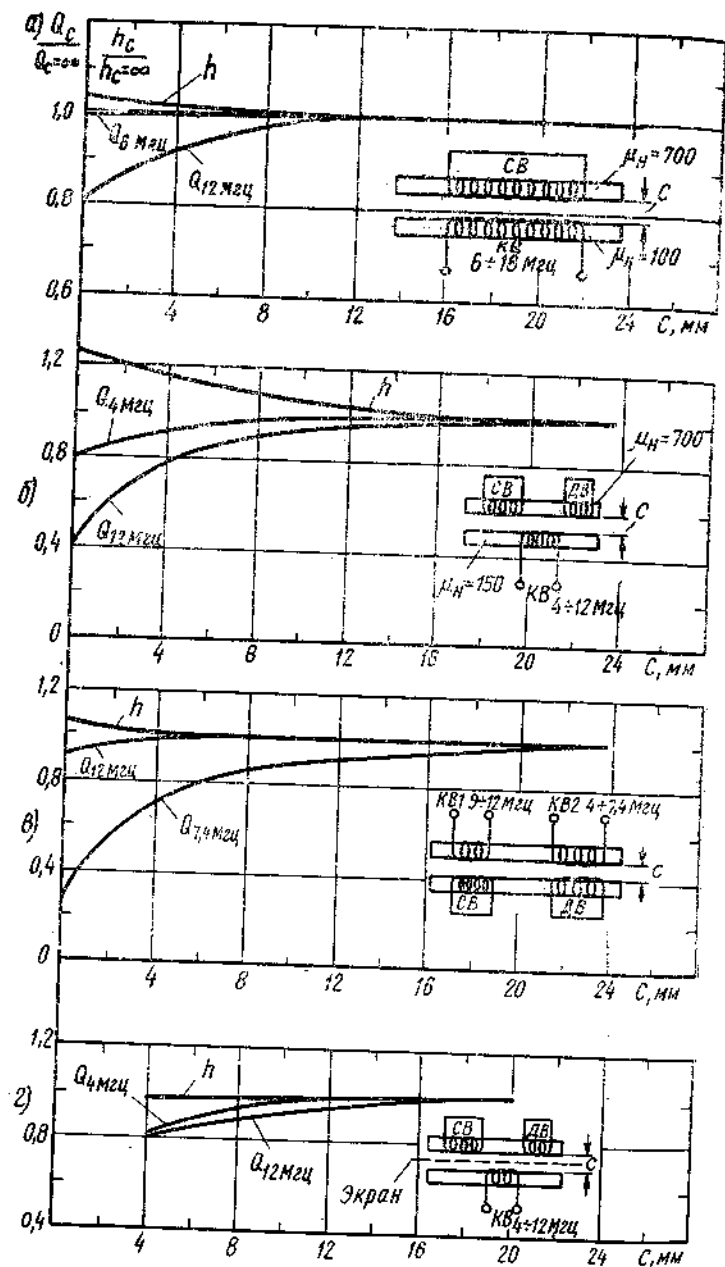


Рис. 3.20. Зависимости действующей высоты и добротности рабочей антенны от расстояния между стержнями: а) проекция обмотки кв антенны меньше или равна длине обмотки нерабочей антенны св (дв); б) проекция обмотки кв антенны — вне пределов обмотки нерабочей антенны; в) обмотки кв антенны расположены против нерабочих обмоток дв—св антенны; г) обе антенны разделены магнитным экраном

вующая высота антенны уменьшатся. При малой величине s добротность кв антенны существенно упадет, так как внесенный низкочастотный сердечник, через который замыкаются силовые линии толя катушки, порождает значительные потери в диапазоне более высоких частот рабочей антенны кв.

Приблизим к кв антенне тот же стержень, но с замкнутыми накоротко дв-св обмотками. Когда проекция кв обмотки не выходит за пределы длины кв обмотки дв(св), реакция последней на параметры рабочей антенны кв оказывается значительно ослабленной. Объясняется это тем, что эдс, наведенная полем катушки в кв нерабочей обмотке, образует противодействующее поле. Поэтому результирующее поле внутри нерабочего сердечника близко к нулю. Если обмотка кв расположена против участка стержня дв-св антенны, не занятого кв обмотками, реакция нерабочей антенны несколько меньше по сравнению со стержнем без обмоток, так как путь, пройденный через этот стержень силовыми линиями поля, уменьшен на величину, равную ширине кв обмоток.

Исследования показали, что влияние антенны кв на дв-св антенну незначительно.

3.6.4. Многодиапазонная антенна с общим источником возбуждения

Многодиапазонную магнитную антенну можно построить по следующей схеме. В качестве приемной антенны, служащей общим источником возбуждения на всех поддиапазонах, используется ферритовая или рамочная антенна. Для самого коротковолнового поддиапазона индуктивность этого источника, являющаяся контурной, присоединяется непосредственно к секции блока переменных конденсаторов. На других поддиапазонах сигнал, принятый антенной, подводится к нагрузке через согласующий четырехполюсник. Последний должен быть согласован с антенной по минимуму коэффициента шума преселектора.

На рис. 3.21 приведены схемы согласования антенны с нагрузкой.

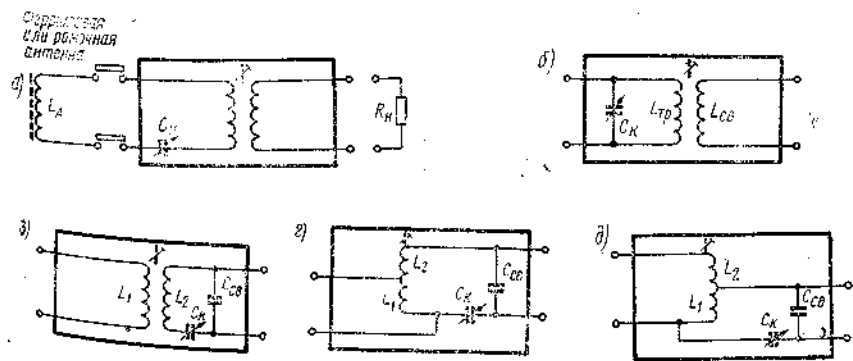


Рис. 3.21. Схемы согласования антенны с нагрузкой

Схемы *a* и *б* рис. 3.21 с последовательными или параллельными индуктивными триммерами применяются в тех случаях, когда индуктивность антенны (L_A) близка к индуктивности контура (L_K).

При $L_A \ll L_K$ или $L_A \gg L_K$ применяются схемы *в*, *г* и *д* рис. 3.21. Согласующие четырехполюсники неизбежно увеличивают коэффициент шума приемника. Однако, как показано в разд. 4.7.3, при малых потерях в элементах согласования это ухудшение незначительно. Методика расчета согласующих четырехполюсников и их коэффициентов шума рассмотрена в разд. 4.7.3.

3.6.5. Сравнительная эффективность ферритовых и рамочных антенн портативных радиоприемников

В разд. 4.7 показано, что качество магнитной антенны может быть оценено обобщенным параметром $\gamma = h \sqrt{\frac{Q_K}{L}}$, определяющим чувствительность приемника по полю при заданном отношении сигнал/шум.

Так как конструктивная добротность антенной катушки — функция многих составляющих потерь, аналитический учет которых практически невозможен, в нашем сравнении эффективности рамочной и ферритовой антенны будем пользоваться упрощенными значениями γ_Φ и γ_P , полагая добротности обеих антенн одинаковыми. Кроме того, будем считать, что длины ферритового стержня и рамки равны друг другу.

Воспользовавшись выражениями (3.62), (3.70), (3.75), можно написать:

$$\frac{\gamma_P}{\gamma_\Phi} = \frac{2,2}{1,2} \frac{\sigma}{\sqrt{1+\sigma}} \frac{l}{d_c} \times \left[\Phi_{1,2}(X, Y) \sqrt{\left(1 + \frac{L_{TP}}{L_K}\right) \mu_{h_{\max}} \frac{d_c}{d_k} \left(1 + \sqrt{\frac{d_c}{d_k}} \lg\left(\frac{\sigma}{1+\sigma} \frac{l}{r}\right)\right)} \right]^{-1} \quad (3.77)$$

где $\sigma = \frac{H_P}{I}$ — отношение сторон рамки; r — радиус провода рамки.

Параметр σ , вычисленный для большого количества портативных приемников различных типов, имеет величину, близкую к $\sigma = 0,57$, что свидетельствует о соблюдении конструкторами единых пропорций приемника, удовлетворяющих эстетике оформления. $\mu_{h_{\max}}$ определяется из рис. 3.8.

Множитель $\sqrt{1 + \frac{L_{TP}}{L_K}}$ учитывает потери эффективности рамочной антенны, вызванные индуктивностью триммера (см. разд. 4.5.4).

Обычно $\frac{L_{TP}}{L_K} \leq 0,3$. Функции $\Phi_{1,2}(X, Y)$ определяются выражениями и кривыми (рис. 3.17, 3.18).

а) Для однодиапазонной ферритовой антенны с обмоткой, расчлененной на две части:

$$\Phi_1(X, Y) = \varphi(X, Y) \sqrt{\frac{2}{1+\kappa}}$$

Для сердечников кв диапазона с $\mu_k = 100 \div 150$ из рис. 3.18 оптимальное значение $\Phi_1(X, Y) = 1,1$.

б) Для одностержневой двухдиапазонной антенны из рис. 3.17 $\Phi_2(X, Y)_{\text{опт}} = 0,75$.

Подставляя в выражение (3.77) значения: $\sigma = 0,57$, $\frac{L_{TP}}{L_K} = 0,3$, $\frac{d_c}{d_k} = 0,8$, $\Phi_1(X, Y) = 1,1$, $\Phi_2(X, Y) = 0,75$, $r = 0,2$ мм, $d_c = 8$ мм, получим:

а) $\frac{\gamma_P}{\gamma_\Phi} = \frac{0,74l}{\sqrt{\mu_{h_{\max}} \lg(1,81l)}}$ — при сравнении с однодиапазонной ферритовой антенной с обмоткой, расчлененной на две части;

б) $\frac{\gamma_P}{\gamma_\Phi} = \frac{1,1l}{\sqrt{\mu_{h_{\max}} \lg(1,81l)}}$ — при сравнении с двухдиапазонной ферритовой антенной.

Из зависимостей $\frac{\gamma_P}{\gamma_\Phi} = f(l)$ (рис. 3.22 и 3.23) видно, что при небольших длинах антенн эффективности рамочной и ферритовой антенн сравнимы.

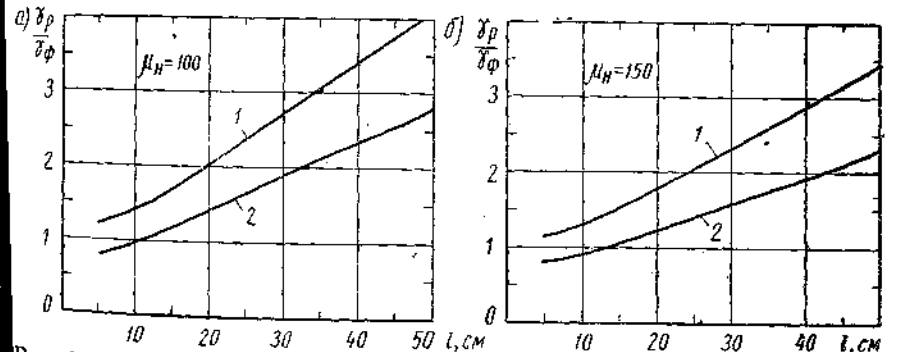


Рис. 3.22. Зависимости, определяющие сравнительную эффективность рамочной и ферритовой антенн:
а) сердечник с $\mu_k = 100$;
1 — двухдиапазонная антенна, 2 — однодиапазонная антенна;
б) сердечник с $\mu_k = 150$;
1 — двухдиапазонная антенна, 2 — однодиапазонная антенна

С ростом l проявляются преимущества рамочной антенны. Говоря об эффективности рамочной антенны, следует также учитывать, что в подавляющем большинстве случаев добротность ее существенно выше, чем у ферритовой антенны.

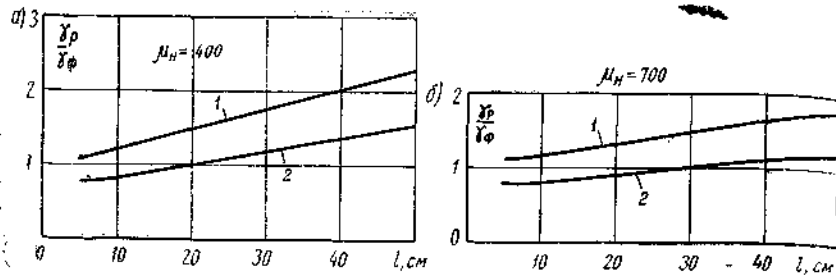


Рис. 3.23. Зависимости, определяющие сравнительную эффективность рамочной и ферритовой антенны:

а) сердечник с $\mu_n=400$:
 1 — двухдиапазонная антенна, 2 — однодиапазонная антенна;
 б) сердечник с $\mu_n=700$:
 1 — двухдиапазонная антенна, 2 — однодиапазонная антенна;

3.7. МАГНИТНАЯ АНТЕННА С КРУГОВОЙ ДИАГРАММОЙ НАПРАВЛЕННОСТИ

Ферритовые антенны обладают диаграммой направленности в виде восьмерки и незначительным антенным эффектом. Это позволяет соответствующей ориентацией антенны в пространстве в ряде случаев отстроиться от помехи.

В то же время такая дополнительная селективность может привести к потере полезной станции в процессе ее поиска. Поэтому представляет интерес создание магнитной антенны с диаграммой направленности, близкой к круговой. Конструкция подобной антенны должна предусматривать переход к направленному приему после нахождения станции.

Ниже излагаются методы всенаправленного приема магнитными антеннами.

3.7.1. Идея всенаправленной магнитной антенны

Идея магнитной антенны с круговой диаграммой направленности может быть уяснена из рис. 3.24а [8]. Конструкция включает

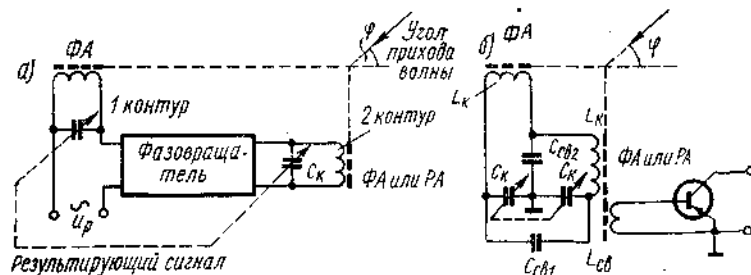


Рис. 3.24. Схема всенаправленной магнитной антенны:
 а) общая схема, б) практическая схема

в себя ферритовую и рамочную антенны (или две ферритовые антенны), ориентированные в ортогональных плоскостях, и фазовращатель, обеспечивающий в выходном напряжении одной из антенн сдвиг по фазе на угол θ . В этом случае мгновенные значения выходного напряжения каждой из антенн при равенстве их усиления:

$$u_1 = E \cos \varphi \cos \omega t;$$

$$u_2 = E \sin \varphi \cos (\omega t - \theta),$$

где φ — угол прихода волны.

Отсюда амплитуда суммарного напряжения обеих антенн определяется выражением

$$u_p = E \sqrt{1 + \sin 2\varphi \cos \theta}.$$

Из этого выражения видно, что при $\theta = \frac{\pi}{2}$ $u_p = E = \text{const}$ при любом направлении распространения волны φ :

$$\varphi = \frac{\pi}{4} \quad u_p = u_{p\text{макс}} = E \sqrt{1 + |\cos \theta|};$$

$$\varphi = \frac{3\pi}{4} \quad u_p = u_{p\text{мин}} = E \sqrt{1 - |\cos \theta|};$$

$$\frac{u_{p\text{мин}}}{u_{p\text{макс}}} = \frac{\sqrt{1 - |\cos \theta|}}{\sqrt{1 + |\cos \theta|}}$$

Последнее выражение показывает, что величина фазового сдвига θ в диапазоне принимаемых частот не критична. Так, существенно всенаправленная диаграмма с максимальным отклонением от круга в пределах ± 3 дБ реализуется при отклонении θ от $\frac{\pi}{2}$ на $\pm 35^\circ$. Необходимый фазовый сдвиг между выходными напряжениями антенн достигается при критической связи между антенными контурами или с применением специального фазовращателя, включенного в цепь одного из вч каналов усиления. Проанализируем эти методы.

3.7.2. Метод критической связи между антенными контурами

Пусть оба антенных контура образуют двухконтурный полосовой фильтр. Для рассматриваемого случая технологически наиболее удобен фильтр с двойной емкостной связью (рис. 3.24б), так как он позволяет, регулируя элементы связи $C_{св1}$ и $C_{св2}$, установить необходимую связь между контурами на краях рабочего диапазона частот. Пользуясь методом анализа, изложенным в разд. 4.4 с учетом действия автономных эдс в каждом из контуров (\mathcal{E}_1 и \mathcal{E}_2), можно получить аналогичные (4.102) и (4.107) выражения

для тока I_2 во втором контуре и коэффициента передачи по полю K_E :

$$I_2 = \frac{\mathcal{E}_2 \sqrt{\frac{Q_2}{Q_1}} (1 + i\alpha_1) - i\mathcal{E}_1 \eta}{\sqrt{R_1 R_2} [(1 + i\alpha_1)(1 + i\alpha_2) + \eta^2]}; \quad (3.78)$$

$$K_E = \frac{u_{вх}}{E} = \frac{X_{св} \bar{Q}}{\omega L_K} \sqrt{\frac{h_2^2 \cos^2 \varphi \frac{Q_2}{Q_1} + (h_2 r \cos \varphi - h_1 \eta \sin \varphi)^2}{(1 + \eta^2 - X^2)^2 + 4q^2 X^2}}; \quad (3.79)$$

где $\mathcal{E}_1 = Eh_1 \sin \varphi$, $\mathcal{E}_2 = Eh_2 \cos \varphi$ — эдс наведенные полем волны, соответственно в первом и втором контурах.

При резонансе ($X=0$) $K_E = K_{Eрез}$:

$$K_{E(\omega=\omega_{рез})} = \frac{X_{св} \bar{Q}}{(1 + \eta^2) \omega L_K} h_2 \sqrt{\frac{Q_2}{Q_1}} \sqrt{\cos^2 \varphi + \frac{h_1^2}{h_2^2} \frac{Q_1}{Q_2} \eta^2 \sin^2 \varphi}. \quad (3.80)$$

Отсюда видно, что для независимости $K_{Eрез}$ от угла прихода волны φ ($\frac{\partial K_{Eрез}}{\partial \varphi} = 0$) достаточно, чтобы

$$\left(\eta \frac{h_1}{h_2} \sqrt{\frac{Q_1}{Q_2}} \right)_{\omega_{рез}} = 1. \quad (3.81)$$

При этом условии

$$K_{Eрез} = \left(\frac{h_2 Q_2}{1 + \eta^2} \right)_{\omega_{рез}} \kappa n, \quad (3.82)$$

где $n = \sqrt{\frac{L_{св}}{L_K}}$, κ — коэффициент связи между L_K и $L_{св}$.

Подставляя в (3.81) значение η , взятое из (4.105), находим соответствующий закон изменения коэффициента связи между контурами (κ_{12}):

$$\kappa_{12} = \left(-\frac{h_2}{h_1 Q_1} \right)_{\omega_{рез}}. \quad (3.83)$$

Так как κ_{12} является функцией добротности первого контура Q_1 , выбор Q_2 можно подчинить требованию получения необходимой рабочей полосы преселектора ΔF или значения сопротивления источника сигнала $R_{г}$, возбуждающего транзистор, при котором достигается минимум коэффициента шума приемника N , $R_{г}$ и ΔF связаны φ -лой (4.50).

При соблюдении (3.81) селективность рассматриваемой системы сложения сигналов в соответствии с (3.79) и (3.82) определяется уравнением

$$Y_{(дб)} = 20 \lg \frac{K_E}{K_{Eрез}} = -(Y_{(нф)} - Y_{\varphi}), \quad (3.84)$$

де

$$(Y_{(нд)})_{(дб)} = 20 \lg \left[\frac{\sqrt{(1 + \eta^2 - X^2)^2 + 4q^2 X^2}}{f_{рез} (1 + \eta_{рез}^2) \frac{Q^2}{Q_{рез}^2}} \right] \quad (3.85)$$

— селективность полосового нагруженного фильтра;

$$(Y_{\varphi})_{(дб)} = 10 \lg [q_1^2 \cos^2 \varphi + (\alpha_1 q_1 \cos \varphi - \sin \varphi)^2] \quad (3.86)$$

— пространственная составляющая селективности, зависящая от угла прихода волны φ ;

$$q_1 = \frac{Q_{1рез}}{Q_1}. \quad (3.87)$$

При $q_1 = 1$

$$(Y_{\varphi})_{(дб)} = 10 \lg [1 + \alpha_1^2 \cos^2 \varphi - \alpha_1 \sin 2\varphi]. \quad (3.88)$$

Рассмотрим несколько характерных значений φ :

а) $\varphi = \frac{\pi}{2}, \quad \frac{3\pi}{2}$

$$Y_{\varphi} = 0, \quad Y = Y_{(нф)} \quad (3.89)$$

б) $\varphi = 0, \quad \pi$

$$(Y_{\varphi})_{(дб)} = 10 \lg q_1^2 (1 + \alpha_1^2); \quad (3.90)$$

в) $\varphi = \frac{\pi}{4}, \quad \frac{5\pi}{4}$

$$(Y_{\varphi})_{(дб)} = 10 \lg \frac{q_1^2 + (\alpha_1 q_1 - 1)^2}{2}; \quad (3.91)$$

г) $\varphi = \frac{3\pi}{4}, \quad \frac{7\pi}{4}$

$$(Y_{\varphi})_{(дб)} = 10 \lg \frac{q_1^2 + (\alpha_1 q_1 + 1)^2}{2}. \quad (3.92)$$

Из выражений (3.89) — (3.92) видно, что, за исключением углов прихода волны $\varphi = \frac{\pi}{2}, \quad \frac{3\pi}{2}$, селективность системы сложения

существенно ниже селективности двухконтурного фильтра, приближаясь на дальних скатах (больших значениях α и X) к селективности одиночного контура. При этом минимальная селективность для частот полосы задерживания ($\alpha_1 > 2$) существует для сигналов, приходящих с направлений $\varphi = 0, \pi$. Для иллюстрации на рис. 3.25 приведена зависимость $Y_{\varphi} = f(\varphi)$, характеризующая степень ухудшения (по сравнению с полосовым фильтром) избира-

для тока I_2 во втором контуре и коэффициента передачи по полю K_E :

$$I_2 = \frac{\mathcal{E}_2 \sqrt{\frac{Q_2}{Q_1}} (1 + i\alpha_1) - i\mathcal{E}_1 \eta}{\sqrt{R_1 R_2 [(1 + i\alpha_1)(1 + i\alpha_2) + \eta^2]}}; \quad (3.78)$$

$$K_E = \frac{u_{вх}}{E} = \frac{X_{св} \bar{Q}}{\omega L_K} \sqrt{\frac{h_2^2 \cos^2 \varphi \frac{Q_2}{Q_1} + (h_2 r \cos \varphi - h_1 \eta \sin \varphi)^2}{(1 + \eta^2 - X^2)^2 + 4q^2 X^2}}; \quad (3.79)$$

где $\mathcal{E}_1 = Eh_1 \sin \varphi$, $\mathcal{E}_2 = Eh_2 \cos \varphi$ — эдс наведенные полем волны, соответственно в первом и втором контурах.

При резонансе ($X=0$) $K_E = K_{Eрез}$:

$$K_{E(\omega=\omega_{рез})} = \frac{X_{св} \bar{Q}}{(1 + \eta^2) \omega L_K} h_2 \sqrt{\frac{Q_2}{Q_1}} \sqrt{\cos^2 \varphi + \frac{h_1^2}{h_2^2} \frac{Q_1}{Q_2} \eta^2 \sin^2 \varphi}. \quad (3.80)$$

Отсюда видно, что для независимости $K_{Eрез}$ от угла прихода волны φ ($\frac{\partial K_{Eрез}}{\partial \varphi} = 0$) достаточно, чтобы

$$\left(\eta \frac{h_1}{h_2} \sqrt{\frac{Q_1}{Q_2}} \right)_{\omega_{рез}} = 1. \quad (3.81)$$

При этом условии

$$K_{Eрез} = \left(\frac{h_2 Q_2}{1 + \eta^2} \right)_{\omega_{рез}} \kappa n, \quad (3.82)$$

где $n = \sqrt{\frac{L_{св}}{L_K}}$, κ — коэффициент связи между L_K и $L_{св}$.

Подставляя в (3.81) значение η , взятое из (4.105), находим соответствующий закон изменения коэффициента связи между контурами (κ_{12}):

$$\kappa_{12} = \left(-\frac{h_2}{h_1 Q_1} \right)_{\omega_{рез}}. \quad (3.83)$$

Так как κ_{12} является функцией добротности первого контура Q_1 , выбор Q_2 можно подчинить требованию получения необходимой рабочей полосы преселектора ΔF или значения сопротивления источника сигнала R_r , возбуждающего транзистор, при котором достигается минимум коэффициента шума приемника N , R_r и ΔF связаны φ -лой (4.50).

При соблюдении (3.81) селективность рассматриваемой системы сложения сигналов в соответствии с (3.79) и (3.82) определяется уравнением

$$Y_{(\delta\delta)} = 20 \lg \frac{K_E}{K_{Eрез}} = -(Y_{(n\phi)} - Y_{\varphi}), \quad (3.84)$$

те

$$(Y_{(n\phi)})_{(\delta\delta)} = 20 \lg \left[\frac{\sqrt{(1 + \eta^2 - X^2)^2 + 4q^2 X^2}}{f_{рез} (1 + \eta_{рез}^2) \frac{Q^2}{Q_{рез}^2}} \right] \quad (3.85)$$

— селективность полосового нагруженного фильтра;

$$(Y_{\varphi})_{(\delta\delta)} = 10 \lg [q_1^2 \cos^2 \varphi + (z_1 q_1 \cos \varphi - \sin \varphi)^2] \quad (3.86)$$

— пространственная составляющая селективности, зависящая от угла прихода волны φ ;

$$q_1 = \frac{Q_{1рез}}{Q_1}. \quad (3.87)$$

При $q_1 = 1$

$$(Y_{\varphi})_{(\delta\delta)} = 10 \lg [1 + \alpha_1^2 \cos^2 \varphi - \alpha_1 \sin 2\varphi]. \quad (3.88)$$

Рассмотрим несколько характерных значений φ :

а) $\varphi = \frac{\pi}{2}, \quad \frac{3\pi}{2}$

$$Y_{\varphi} = 0, \quad Y = Y_{(n\phi)} \quad (3.89)$$

б) $\varphi = 0, \quad \pi$

$$(Y_{\varphi})_{(\delta\delta)} = 10 \lg q_1^2 (1 + \alpha_1^2); \quad (3.90)$$

в) $\varphi = \frac{\pi}{4}, \quad \frac{5\pi}{4}$

$$(Y_{\varphi})_{(\delta\delta)} = 10 \lg \frac{q_1^2 + (\alpha_1 q_1 - 1)^2}{2}; \quad (3.91)$$

г) $\varphi = \frac{3\pi}{4}, \quad \frac{7\pi}{4}$

$$(Y_{\varphi})_{(\delta\delta)} = 10 \lg \frac{q_1^2 + (\alpha_1 q_1 + 1)^2}{2}. \quad (3.92)$$

Из выражений (3.89) — (3.92) видно, что, за исключением углов прихода волны $\varphi = \frac{\pi}{2}, \quad \frac{3\pi}{2}$, селективность системы сложения

существенно ниже селективности двухконтурного фильтра, приближаясь на дальних скатах (больших значениях α и X) к селективности одиночного контура. При этом минимальная селективность для частот полосы задерживания ($\alpha_1 > 2$) существует для сигналов, приходящих с направлений $\varphi = 0, \pi$. Для иллюстрации на рис. 3.25 приведена зависимость $Y_{\varphi} = f(\varphi)$, характеризующая степень ухудшения (по сравнению с полосовым фильтром) избира-

тельности по зеркальному каналу на частоте $f_{рез} = 12 \text{ МГц}$ ($f_{зерк} = 12,93 \text{ МГц}$, $Q_1 = 100$, $\alpha_1 = 5,5$, $q_1 = 1$) для разных углов прихода волны. Видно, что в худшем случае ($\varphi = 0, \pi$) селективность снижается на 15 дБ.

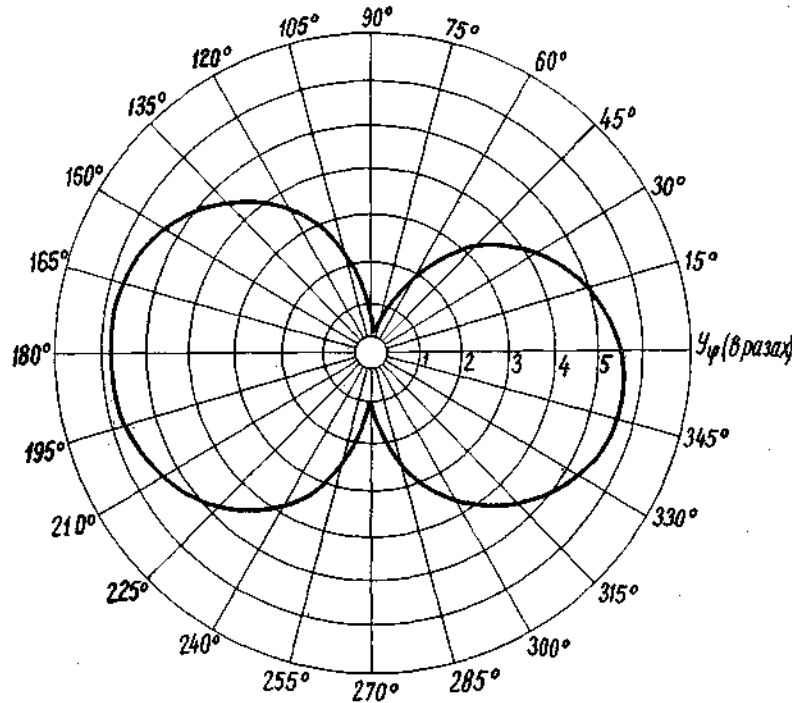


Рис. 3.25. Зависимость пространственной составляющей селективности по зеркальному каналу от угла прихода волны для $f_{зерк} = 12,93 \text{ МГц}$

Анализируя кривую Y_φ , видим, что практически она имеет характер «восьмерки». Отсюда следует, что характеристики селективности и чувствительности приемника по отношению к направлению распространения волны, как бы поменялись местами. При приеме на одиночную магнитную антенну чувствительность приемника является косинусоидальной функцией угла φ , а селективность не зависит от него. Напротив, система сложения сигналов характеризуется независимостью чувствительности от угла φ и селективностью как функцией этого угла.

Перейдем к определению элементов связи.

При расчете на заданную рабочую полосу ΔF индуктивность связи второго контура с транзистором $L_{св}$ может быть определена по методике разд. 4.4.4. При заданном сопротивлении генератора (R_Γ) $L_{св}$ находится из выражения

$$(\kappa^2 \omega L_{св} Q'_{к2}) \omega_{мин} = R_{\Gamma \omega_{мин}},$$

где

$$Q'_{к2} = \frac{\omega L_{к2}}{R_{к2} + \frac{\kappa_{12}^2 \omega^2 L_{к1}^2}{R_{к1}}}$$

Подставляя значение κ_{12} из (3.83), имеем

$$L_{св} = \left[\frac{R_\Gamma}{\kappa^2 \omega} \left(\frac{1}{Q_{к2}} + \frac{h_2^2}{h_1^2 Q_{к1}} \right) \right] \omega_{мин} \quad (3.93)$$

Элементы связи между контурами $C_{св1}$ и $C_{св2}$ находятся в результате совместного решения уравнений:

$$\kappa_{12 \omega_{мин}} = \frac{C_{св1}}{C_{кмакс}} + \frac{C_{кмакс}}{C_{св2}}$$

$$\kappa_{12 \omega_{макс}} = \frac{C_{св1}}{C_{кмин}} + \frac{C_{кмин}}{C_{св2}}$$

Учитывая далее, что в соответствии с (3.83)

$$\frac{h_{12 \omega_{макс}}}{\kappa_{12 \omega_{мин}}} = \frac{Q_{1 \omega_{мин}}}{Q_{1 \omega_{макс}}}, \text{ получим:}$$

$$C_{св1} = \frac{h_2}{h_1} \frac{K_D^2}{K_D^4 - 1} \left(\frac{K_D^2}{Q_{1 \omega_{макс}}} - \frac{1}{Q_{1 \omega_{мин}}} \right) C_{кмин}; \quad (3.94)$$

$$C_{св2} = \frac{(K_D^4 - 1) C_{кмин}}{h_2 \left(\frac{K_D^2}{Q_{1 \omega_{мин}}} - \frac{1}{Q_{1 \omega_{макс}}} \right)}, \quad (3.95)$$

где $K_D = \frac{f_{макс}}{f_{мин}}$ — коэффициент перекрытия по частоте; $Q_1 = Q_{к1}$ — собственная добротность первого контура.

3.7.3. Двухканальная антенна с фазовращателем

Схема сложения сигналов, принятых двумя антеннами, приведена на рис. 3.26. Как и ранее, обе антенны расположены в ортогональных плоскостях. Схема включает два вч канала усиления, в коллекторную цепь транзистора одного из которых включен фазовращатель, вносящий на всех частотах фазовый сдвиг θ , близкий к $\frac{\pi}{2}$.

Так как три секции блока переменных конденсаторов уже использованы (две на входах усилителей и третья в гетеродине), то для получения необходимого усиления в каскадах УВЧ целесообразно использовать трансформаторные полосовые звенья, типы и расчет которых приведены в разд. 7.2.

Фазовращатель — простейшее звено скрещенного мостового четырехполюсника (так называемый фазовый фильтр), содержащее в последовательном плече индуктивность L , а в параллельном

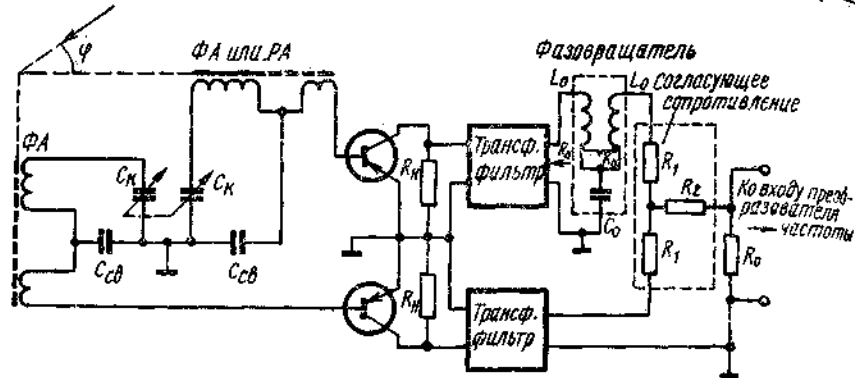


Рис. 3.26. Схема двухканальной антенны с фазовращателем

емкость C (рис. 3.27а). Такое звено при нагрузке на активное сопротивление $R = \sqrt{\frac{L}{C}}$ дает нулевое затухание на всех частотах и постоянную сдвига фазы, изменяющуюся по закону [9]

$$\operatorname{tg} \frac{\theta}{2} = \frac{\omega}{\omega_0},$$

где $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$.

Выбирая $\omega_0 = \sqrt{\omega_{\min} \omega_{\max}}$, где ω_{\min} и ω_{\max} — границы рабочего диапазона частот, получаем:

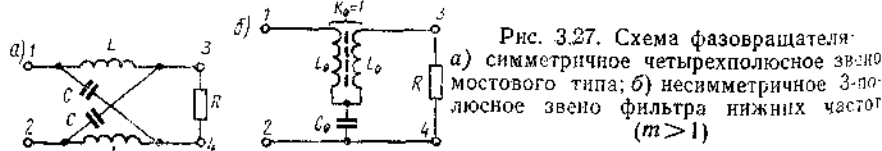


Рис. 3.27. Схема фазовращателя: а) симметричное четырехполюсное звено мостового типа; б) несимметричное 3-полюсное звено фильтра нижних частот ($m > 1$)

$$\theta_{\omega_{\min}} = 2 \operatorname{arctg} \frac{\omega_{\min}}{\omega_0} = 2 \operatorname{arctg} \frac{1}{\sqrt{K_d}},$$

$$\theta_{\omega_{\max}} = 2 \operatorname{arctg} \sqrt{K_d},$$

$$\theta_{\omega_0} = \frac{\pi}{2}.$$

Для максимального значения $K_d = 3,16$, используемого в диапазонах св и кв,

$$\theta_{\omega_{\min}} = 60^\circ,$$

$$\theta_{\omega_{\max}} = 120^\circ.$$

При значениях $\theta = 60^\circ$ и 120° результирующее напряжение $u_{p \text{ мин}}$ (см. разд. 3.71) отличается от u_{p0} в пределах 3 дб, что вполне приемлемо: $u_{p0} = \frac{u_{p \text{ мин}} + u_{p \text{ макс}}}{2}$.

Практически такую симметричную схему фазовращателя использовать затруднительно, так как для межкаскадного соединения необходим трехполюсник. Пользуясь теорией эквивалентных преобразований, можно этот мостиковый четырехполюсник преобразовать в трехполюсное трансформаторное звено фильтра нижних частот со значением параметра $m > 1$ (рис. 3.27б). В этом случае значения элементов звена определяются формулами:

$$L_0 = \frac{L}{2}; \quad C_0 = 2C; \quad K_0 = 1.$$

Практически удовлетворительные результаты получаются при значении $K_0 > 0,9$. Для согласования трансформаторных фильтров с нагрузкой R_0 в схему (рис. 3.26) включены сопротивления R_1 и R_2 :

$$R_1 = R_2 = \frac{R_0}{3},$$

где R_0 — сопротивление нагрузки, равное характеристическому сопротивлению трансформаторного фильтра на выходных зажимах; $R_n = n^2 R_0$ — входное характеристическое сопротивление фильтра; n — коэффициент трансформации.

Затухание, вносимое согласующими сопротивлениями R_1, R_2 , составляет 6 дб.

Сравнивая оба метода получения круговой диаграммы направленности, отметим, что первый из них, основанный на критической связи между антеннами, более экономичен, так как требует использования одноканального усилителя. Однако первый метод нехорош тем, что селективность преселектора становится функцией угла прихода волны φ , и минимальное значение селективности ($\varphi = 0, \pi$) несколько ниже селективности одиночного контура, используемого во втором методе с двумя каналами усиления. Кроме того, последний (второй метод) допускает большую свободу в выборе вида связи контура антенны с транзистором. Например, на рис. 3.26 показана схема с комбинированной связью, позволяющая получить в диапазоне частот более однородные параметры ΔF или R_r (см. разд. 4.23).

3.8. ВСТРОЕННЫЕ ТЕЛЕКОПИЧЕСКИЕ АНТЕННЫ

В переносных приемниках диапазона метровых волн, наряду с магнитными антеннами (ферритовыми, рамочными), используются электрические (телескопические) антенны. Они имеют выдвижную конструкцию с большим числом колен убывающего диаметра. Поэтому при заданной длине антенны число колен растет с умень-

шением габаритов приемника, что влечет за собой снижение технологичности конструкции и надежности антенны. Уменьшая длину антенны, эти недостатки в известной мере можно сгладить, однако это сопровождается потерей эффективности приема.

В переносных приемниках находят применение два класса телескопических антенн — симметричные и несимметричные.

Симметричные вибраторы, возбуждаемые в середине источником эдс, характеризуются тем, что в симметричных относительно центра вибратора точках токи равны по величине и одинаковы по направлению.

При работе от несимметричных вибраторов обратный путь тока протекает через провод заземления или противовес, а при отсутствии шины заземления — через емкость корпуса приемника относительно земли.

В диапазоне укв используются горизонтальные вибраторы обоих типов, в то время как в кв диапазоне — исключительно вертикальные несимметричные вибраторы. При этом в портативных приемниках чаще всего применяется несимметричный телескопический штырь, общий для диапазонов кв и укв.

Рассмотрим параметры телескопических антенн.

3.8.1. Симметричные антенны для укв приемников

В зависимости от длины плеча вибратора (l) различают полуволновый ($l = \frac{\lambda}{4}$) и укороченный ($l < \frac{\lambda}{4}$) вибраторы.

Наибольшее распространение получил полуволновый вибратор благодаря своей большой действующей высоте (близкой к длине плеча l) и активному характеру входного сопротивления ($\approx 73 \text{ ом}$), допускающему согласование с высокочастотным кабелем. Однако использование его в переносных приемниках затрудняется тем, что для отечественного укв диапазона общая длина вибратора достигает двух метров. Поэтому в ряде случаев из эксплуатационных соображений используют укороченные вибраторы, сознательно допуская ухудшение параметров антенны. Такие вибраторы отличаются меньшей действующей высотой, подверженностью влиянию окружающих предметов и комплексностью входного импеданса. Последний недостаток влечет за собою необходимость введения специальной фильтрующей цепи для согласования реактанса антенны с высокочастотным кабелем или со входом первого каскада.

Рассмотрим диаграмму направленности, действующую высоту и входной импеданс симметричных вибраторов.

Для изолированного симметричного вибратора, не подверженного никаким воздействиям, диаграмма направленности в плоскости, проходящей через его ось, определяется выражением

$$F(\varphi) = \frac{\cos(ml \cos \varphi) - \cos ml}{\sin \varphi}, \quad (3.96)$$

где $m = \frac{2\pi}{\lambda}$, φ — угол между направлением падения волны и осью вибратора.

В плоскости, перпендикулярной оси, вибратор ненаправлен. Для полуволнового вибратора

$$F(\varphi) = \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \varphi\right)}{\sin \varphi} \quad (3.97)$$

$$\left(\frac{l}{\lambda} = 0,25\right).$$

Из этих выражений видно, что для используемых в приемниках вибраторов с $\frac{l}{\lambda} \leq 0,25$ максимум $F(\varphi)$ достигается в направлениях, перпендикулярных оси вибратора. При этом диаграммы направленности вибратора и диполя Герца почти идентичны. Действующая высота симметричного вибратора малых размеров ($l < \frac{\lambda}{4}$) в случае, когда можно пренебречь сопротивлением потерь (по сравнению с сопротивлением излучения), определяется выражением

$$h_d = \frac{\lambda}{\pi} \operatorname{tg} \frac{ml}{2}. \quad (3.98)$$

Для полуволнового вибратора

$$h_d = \frac{\lambda}{\pi} \quad (3.99)$$

$$\left(\frac{l}{\lambda} = 0,25\right).$$

Для определения входного импеданса антенны можно воспользоваться формулой, используемой в длинных линиях с потерями [10]:

$$Z_{\text{вх}} = R_{\text{вх}} + i X_{\text{вх}} = \rho \frac{\operatorname{sh} 2\alpha l - \frac{\alpha}{m} \sin 2ml}{\operatorname{ch} 2\alpha l - \cos 2ml} - i \rho \frac{\sin 2ml + \frac{\alpha}{m} \operatorname{sh} 2\alpha l}{\operatorname{ch} 2\alpha l - \cos 2ml}, \quad (3.100)$$

где ρ — волновое сопротивление, определяемое усредненными значениями погонных параметров L_1 и C_1 антенны:

$$\rho = 120 \ln \frac{2l}{r};$$

— средний радиус телескопической антенны;

$R_{\text{эн}}$ — постоянная затухания, вычисленная в пред-

положении, что мощность потерь в эквивалентной линии равна мощности излучения в вибраторе;

R_{Σ} — сопротивление излучения, отнесенное к току в пучности.

При $al \ll 1$, что верно для коротких телескопических антенн ($\frac{l}{\lambda} < 0,25$), ф-ла (3.100) принимает вид

$$R_{\Sigma} = \frac{R_{\Sigma 0}}{\sin^2 ml} = 80m^2 l^2, \quad (3.101)$$

$$X_{\Sigma} = -\rho \operatorname{ctg} ml. \quad (3.102)$$

Выражение (3.101) получено с учетом соотношения между сопротивлениями излучения, отнесенными к току на зажимах антенны (R_{Σ}) и току в пучности:

$$R_{\Sigma 0} = R_{\Sigma} \sin^2 ml,$$

где R_{Σ} определяется по формуле Рюденберга для диполя Герца:

$$R_{\Sigma} = 80 (ml)^2.$$

Из ф-лы (3.102) видно, что при $\frac{l}{\lambda} = 0,25$ $X_{\Sigma} = 0$, а при $\frac{l}{\lambda} < 0,25$ реактанс антенны X_{Σ} носит емкостный характер.

Для удобства расчета и измерения параметров укв блока удобно реактанс антенны представить в виде эквивалента, содержащего частотнонезависимые элементы. Пользуясь методом, изложенным в разд. 3.3.2, представим реактанс антенны X_{Σ} эквивалентным двухполюсником, представляющим последовательное соединение индуктивности L_A и емкости C_A .

Значения L_A и C_A могут быть получены из двух уравнений:

$$\omega_1 L_A - \frac{1}{\omega_1 C_A} = -\rho \operatorname{ctg} m_1 l,$$

$$\omega_2 L_A - \frac{1}{\omega_2 C_A} = -\rho \operatorname{ctg} m_2 l,$$

где ω_1 и ω_2 — граничные частоты, в пределах которых верна данная аппроксимация.

Решая относительно C_A и L_A , находим:

$$C_A = \frac{1}{\omega_2 \rho} \frac{K_D^2 - 1}{K_D \operatorname{ctg} m_1 l - \operatorname{ctg} m_2 l}. \quad (3.103)$$

$$L_A = \frac{\rho \operatorname{ctg} m_1 l - K_D \operatorname{ctg} m_2 l}{\omega_1 (K_D^2 - 1)}. \quad (3.104)$$

Заметим, что коэффициент перекрытия $K_D = \frac{\omega_2}{\omega_1}$, определяющий область аппроксимации реактанса антенны ее эквивалентом.

должен быть несколько большим, чем K_D диапазона принимаемых частот, для того, чтобы можно было рассчитать параметры основного и зеркального каналов. Пользуясь методом компенсации реактанса во всем диапазоне принимаемых частот, изложенным в разд. 3.3.3, можно по найденному эквиваленту антенны рассчитать элементы схемы согласования антенны с первым каскадом увч.

3.8.2. Несимметричная антенна для укв вещания

В переносных приемниках ток антенны замыкается через емкость корпус—земля ($C_{\text{корп}}$). В этом случае выражения для емкостей корпуса и погонной емкости антенны ($C_{\text{корп}}$ и C_A) (взаимная ориентация корпуса и антенны показана на рис. 3.28) могут

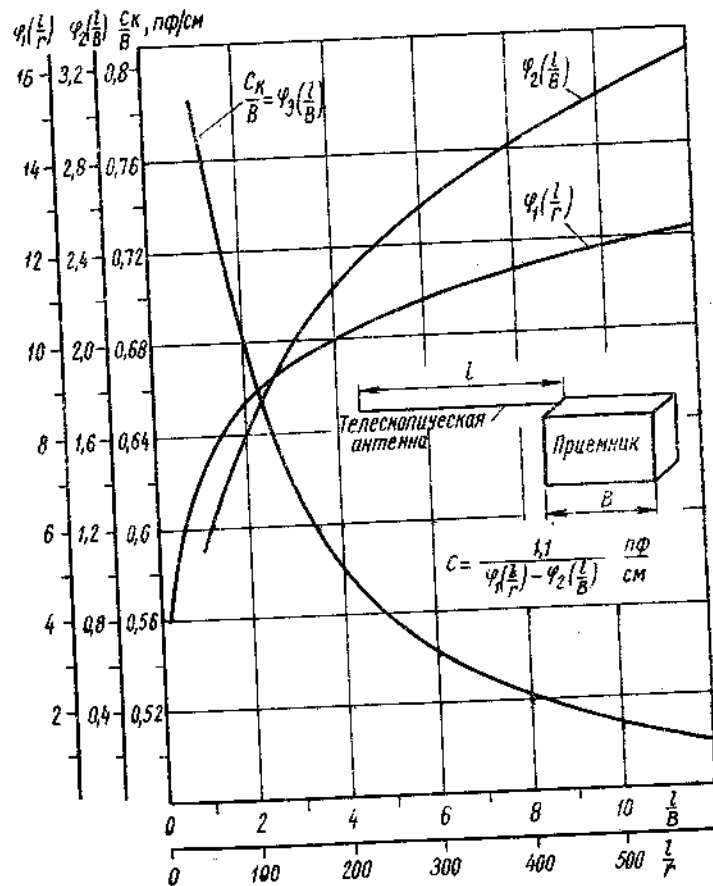


Рис. 3.28. Кривые для определения емкости корпуса и погонной емкости укв антенны

быть получены вычислением среднего потенциала (метод Хоу) [11]. При этом вследствие насыщенности объема приемника большим количеством электропроводящих элементов (печатный монтаж, громкоговоритель, узлы и детали приемника, источники питания) допустимо при расчете принять корпус приемника в качестве противовеса антенны. Тогда собственная емкость антенны определяется потенциалами, наведенными собственными зарядами и зарядами корпуса (противовеса) приемника с учетом зеркального отображения. Последними можно пренебречь, учитывая, что при эксплуатации переносного приемника его расстояние от земли в несколько раз превышает максимальный размер приемника. Аналогично определяется емкость корпуса. Опуская промежуточные выкладки, приведем окончательные расчетные формулы для C_1 и $C_{корп}$ ¹⁾:

$$C_1 = \frac{C_A}{l} = \frac{1,1}{\varphi_1\left(\frac{l}{r}\right) - \varphi_2\left(\frac{l}{B}\right)} \cdot \frac{n\phi}{\text{см}}, \quad (3.105)$$

$$\frac{C_{корп}}{B} = \varphi_3\left(\frac{l}{B}\right) = \frac{0,44}{(m+n+mn)^{-1/2} - \frac{0,4}{l} \varphi_2\left(\frac{l}{B}\right)}, \quad (3.106)$$

где

$$\varphi_1\left(\frac{l}{r}\right) = 2 \left(\ln \frac{l}{r} - 0,307 \right), \quad (3.107)$$

$$\varphi_2\left(\frac{l}{B}\right) = \operatorname{arsh} \frac{\left(\frac{l}{B} + 1\right) \frac{l}{B}}{\frac{l}{B} + \frac{1}{2}}, \quad (3.108)$$

$m = \frac{A}{B}$, $n = \frac{D}{B}$ (см. рис. 3.28). A и D — высота и толщина приемника.

Коэффициент $m+n+mn$, входящий в выражение (3.106), был вычислен для большого количества различных типов переносных приемников с укв диапазоном. Расчеты показали, что величина его с точностью $\pm 10\%$ близка к единице. С учетом этого обстоятельства выражение (3.106) может быть упрощено:

$$\frac{C_{корп}}{B} = \varphi_3\left(\frac{l}{B}\right) = \frac{0,44}{1 - \frac{0,4}{l} \varphi_2\left(\frac{l}{B}\right)}. \quad (3.109)$$

Приведенные зависимости изображены на рис. 3.28. Входной импеданс несимметричной антенны при известных C_1 и $C_{корп}$ определяется из выражения

$$Z_{вх} = R_{вх} + iX_{вх} = Z_A,$$

¹⁾ Методика расчета предложена А. Ф. Ососковым.

где

$$R_{вх} = 20 \operatorname{tg}^2 \frac{ml}{2} = R_A, \quad (3.110)$$

$$X_{вх} = - \left(\rho \operatorname{ctg} ml + \frac{1}{\omega C_{корп}} \right) = X_A, \quad (3.111)$$

$$\rho_{(ом)} = \sqrt{\frac{L_2}{C_1}} = \frac{33,3}{C_1 \left(\frac{n\phi}{\text{см}} \right)} \quad \text{— волновое сопротивление антенны,}$$

определяемое его погонной емкостью C_1 .

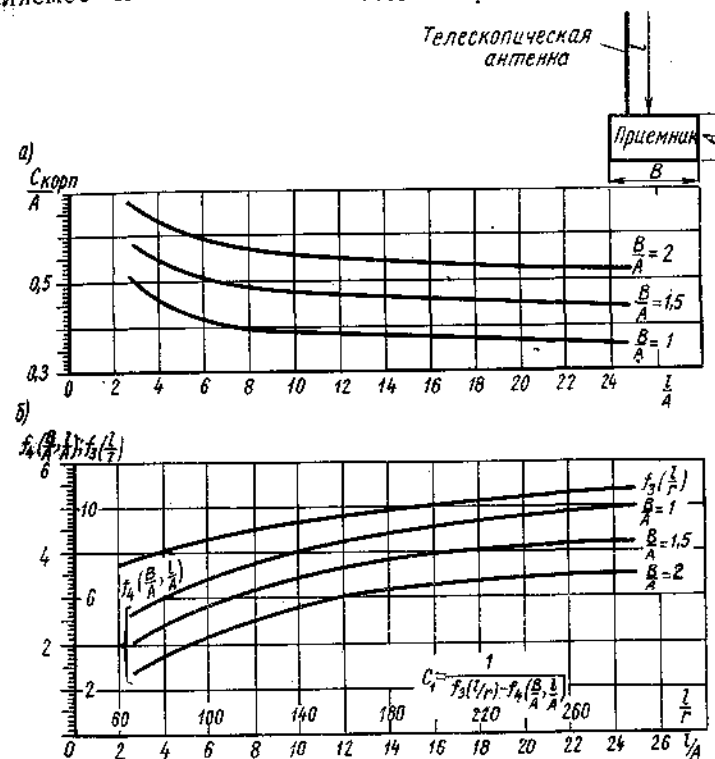


Рис. 3.29. Кривые для определения емкостей корпуса и антенны: а) емкости корпуса; б) погонной емкости антенны

Поступая аналогично, как и в случае ненастроенной симметричной антенны (см. разд. 3.8.1), можно реактанс рассматриваемой антенны представить в виде эквивалента, состоящего из частотно независимых элементов $L_{Аэ}$ и $C_{Аэ}$, соединенных последовательно:

$$\frac{1}{C_{Аэ}} = \frac{1}{C_{корп}} + \frac{1}{C_A}, \quad (3.112)$$

$$L_{Аэ} = L_A, \quad (3.113)$$

где C_A и L_A определяются из выражений (3.103) и (3.104) для симметричного ненастроенного вибратора с длиной $\frac{l}{\lambda} < 0,25$.

Действующая высота несимметричного вибратора длиной l будет в два раза меньше по сравнению с симметричным вибратором с длиной плеча l :

$$h_d = \frac{\lambda}{2\pi} \operatorname{tg} \frac{ml}{2}. \quad (3.114)$$

Диаграмма направленности его такая же, как для симметричного вибратора (3.96).

3.8.3. Несимметричная антенна для кв приемников

Как указывалось, в переносном приемнике АМ, работающем в кв диапазоне, несимметричная антенна (штырь) ориентирована вертикально относительно корпуса приемника. Для этого случая, выражение для $C_{\text{корп}}$ и C_1 , найденное по методу, изложенному в разд. 3.8.2, принимает вид¹⁾:

$$\frac{C_{\text{корп}}}{A} = \frac{1}{2} \left[f_1 \left(\frac{B}{A} \right) - f_2 \left(\frac{B}{A}, \frac{l}{A} \right) \right]^{-1};$$

$$C_1 = -\frac{C_A}{l} \left[f_3 \left(\frac{l}{r} \right) - f_4 \left(\frac{B}{A}, \frac{l}{A} \right) \right]^{-1},$$

где A , B — высота и длина приемника;

$$f_1 \left(\frac{B}{A} \right) = \operatorname{arsh} \frac{A}{B} + \frac{A}{B} \operatorname{arsh} \frac{B}{A} - \frac{1}{3} \left[\frac{B}{A} \left(1 + \frac{A^2}{B^2} \right)^{3/2} - \left(1 + \frac{A^3}{B^3} \right) \right];$$

$$f_2 \left(\frac{B}{A}, \frac{l}{A} \right) = \frac{0,25}{A} \left[3 + \ln \frac{\left(\frac{4l}{A} \right)^2}{1 + \frac{B^2}{A^2}} - \left(1 + \frac{B}{A} \right) \operatorname{arc} \operatorname{tg} \frac{B}{A} \right];$$

$$f_3 \left(\frac{l}{r} \right) = 2 \ln \left(\frac{l}{r} - 0,307 \right);$$

$$f_4 \left(\frac{B}{A}, \frac{l}{A} \right) = 2 f_2 \left(\frac{B}{A}, \frac{l}{A} \right) \frac{l}{A}.$$

Зависимости для $C_{\text{корп}}$ и C_1 приведены на рис. 3.29. При известных C_1 и $C_{\text{корп}}$ составляющие входного импеданса $R_{\text{вх}}$ и $X_{\text{вх}}$ определяются из выражений (3.110) и (3.111). Ввиду того что $\frac{ml}{2} \ll 1$,

¹⁾ Формулы получены А. Ф. Ососковым.

составляющую $R_{\text{вх}}$ в диапазоне кв можно не учитывать. Значение h_d определяется выражением (3.114).

Что касается характеристики направленности штыря, то в вертикальной плоскости она характеризуется выражением (3.96). Применительно к переносным приемникам, где в кв диапазоне используются штыри длиной $l \approx 1$ м ($ml \ll 1$), это выражение может быть упрощено, учитывая, что

$$\cos(ml \cos \varphi) \approx 1 - \frac{m^2 l^2 \cos^2 \varphi}{2};$$

$$\cos ml \approx 1 - \frac{m^2 l^2}{2}.$$

Тогда $F(\varphi) = \frac{m^2 l^2}{2} \sin^2 \varphi$ — совпадает с характеристикой направленности для диполя Герца. В горизонтальной плоскости вертикальный штырь направленностью не обладает.

ВХОДНЫЕ ЦЕПИ РАДИОПРИЕМНИКОВ

4.1. ТРЕБОВАНИЯ, ПРЕДЪЯВЛЯЕМЫЕ К ВХОДНЫМ ЦЕПЯМ ПРИЕМНИКОВ

Входные цепи, осуществляющие преселекцию и передачу полезного сигнала, принятого антенной, в конечном итоге определяют помехозащищенность и чувствительность приемника.

В зависимости от типа антенны и класса приемника к преселектору предъявляются различные требования. Прежде всего его органы коммутации и перестройки частоты должны обеспечивать заданное перекрытие по частоте на каждом поддиапазоне приемника. При этом преселектор должен быть рассчитан для работы как от встроенной, так и от наружной антенны. Последнее необходимо, несмотря на то, что современные полупроводниковые приемники обеспечивают высокое качество приема при работе от встроенных магнитных или электрических антенн.

Использование наружных антенн может оказаться полезным при эксплуатации приемников в жилых массивах, густо насыщенных металлическими конструкциями. Последние, экранируя полезный сигнал, существенно снижают напряженность поля в месте приема. В этих условиях необходимо сохранение настройки преселектора при возможных разбросах параметров наружных антенн.

В укв диапазоне используется наружная настроенная антенна (полуволновый вибратор). Поэтому рассчитывая элементы преселектора, в этом случае необходимо обеспечить режим бегущей волны в фидерной линии.

Преселектор должен обладать достаточно высокой селективностью, чтобы снизить вероятность появления перекрестных и комбинационных помех и ослабить интенсивность помех на частоте зеркального канала. Эта задача решается применением входных цепей с одним или двумя перестраиваемыми контурами.

В том случае, если предъявляются жесткие требования в отношении частотного постоянства параметров преселектора, связь колебательного контура с транзистором выбирается комбинированной (трансформаторно-емкостной). При ней достигается наиболее высокая конструктивная устойчивость усиления приемника. В др

гих случаях используется трансформаторная или внутриемкостная связь контура с транзистором.

Из последних двух схем связи наиболее помехоустойчива схема с внутриемкостной связью, в которой коэффициент передачи для мешающих сигналов монотонно убывает с ростом частоты. Кроме того, эта схема свободна от паразитных настроек.

Наоборот, в схеме с трансформаторной связью принципиально получается паразитный контур, образованный индуктивностью катушки связи с транзистором и его входной емкостью. При некоторой настройке приемника частота паразитного канала может совпасть с частотой побочного канала и вызвать тем резкое ухудшение селективности по этому каналу. Выбор элементов связи преселектора с транзистором в общем случае должен обеспечивать минимальный коэффициент шума. Практически это возможно лишь в кв и укв диапазонах.

В диапазонах длинных и средних волн, где полосы преселектора и тракта промежуточной частоты близки, значения элементов связи определяются, как правило, исходя из необходимой полосы преселектора.

В ряде моделей приемников ЧМ, где требования помехозащищенности менее жестки по сравнению с приемниками АМ, находят применение неперестраиваемые широкополосные входные цепи, работающие как от внешней, так и от внутренней антенн. В этом случае преселектор должен обеспечить относительно высокое частотное постоянство параметров во всем диапазоне радиочастот.

Входные цепи всех диапазонов должны обеспечить также заданную равномерность шкалы настройки при использовании конденсаторов переменной емкости с различной формой пластин.

Рассмотрению вопроса расчета элементов входных цепей АМ и ЧМ трактов, возбуждаемых магнитной и электрической антеннами, и определению их частотных характеристик коэффициента передачи по полю, селективности, коэффициента шума и др. посвящен материал четвертой главы.

4.2. ОДНОКОНТУРНЫЕ ВХОДНЫЕ ЦЕПИ ДЛЯ ДИАПАЗОНА АМ ВЕЩАНИЯ

4.2.1. Обобщенная схема со сложной связью контура с антенной и нагрузкой

Обобщенная схема входной (рис. 4.1) цепи включает ферритовую антенну ФА, состоящую из двух обмоток — L_k и $L_{св}$, расположенных на общем магнитном стержне, и штыревую антенну ША, в общем случае присоединенную к отводу контурной катуш-

ки ΦA через емкость $C_{св}$. Изображенные на эквивалентной схеме рис. 4.2 а три генератора представляют эдс, наведенные электрическим полем E принимаемой волны в штыревую антенну E_A , катушки контура E_K и связи $E_{св}$ ферритовой антенны:

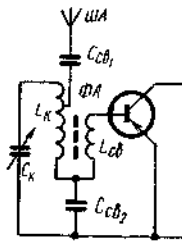


Рис. 4.1. Обобщенная схема входной цепи со сложной связью контура с антенной и нагрузкой

r_A, C'_A — эквивалент ША ;

$$C'_A = \frac{C_A C_{св1}}{C_A + C_{св1}}; \quad (4.4)$$

$$L_K = L_1 + L_2 + 2M_1 \quad (4.5)$$

(L_K — индуктивность контура ΦA); $r_1, r_2, r_{св}$ — сопротивление потерь в катушках L_1, L_2 и $L_{св}$; M_1 и M_2 — взаимоиנדукции между L_1 и L_2 и L_1 и $L_{св}$ соответственно; I_1, I_2, I_3 и I_4 — соответствующие контурные токи.

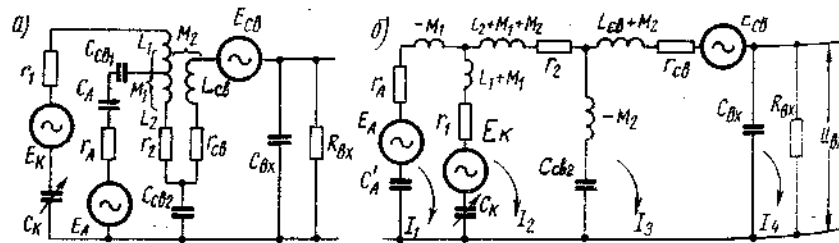


Рис. 4.2. Эквивалентная обобщенная схема

4.2.2. Коэффициент передачи по полю

Пользуясь методом контурных токов, можно из непосредственного рассмотрения эквивалентной схемы написать матричное ра-

венство, устанавливающее взаимосвязь задающих напряжений, контурных токов и сопротивлений:

| |
|-------------|
| $E_A - E_K$ |
| E_K |
| $E_{св}$ |
| 0 |

| | | | | |
|---|----------|----------|----------|----------|
| | 1 | 2 | 3 | 4 |
| 1 | Z_{11} | Z_{12} | Z_{13} | Z_{14} |
| 2 | Z_{21} | Z_{22} | Z_{23} | Z_{24} |
| 3 | Z_{31} | Z_{32} | Z_{33} | Z_{34} |
| 4 | Z_{41} | Z_{42} | Z_{43} | Z_{44} |

| |
|-------|
| I_1 |
| I_2 |
| I_3 |
| I_4 |

где

$$Z_{11} = (r_A + r_1) + i \left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} \right)$$

$$\frac{1}{C_1} = \frac{1}{C'_A} + \frac{1}{C_K} = \frac{1}{C_A} + \frac{1}{C_{св1}} + \frac{1}{C_K}$$

$$-Z_{12} = -Z_{21} = r_1 + i \left[\omega (L_1 + M_1) - \frac{1}{\omega C_K} \right]$$

$$Z_{13} = Z_{31} = Z_{14} = Z_{41} = Z_{24} = Z_{42} = 0$$

$$Z_{22} = r_K + i \left(\omega L_K - \frac{1}{\omega C_2} \right)$$

$$\frac{1}{C_2} = \frac{1}{C_K} + \frac{1}{C_{св2}}$$

$$r_1 + r_2 = r_K$$

$$-Z_{23} = -Z_{32} = i X_{св}$$

$$-X_{св} = \omega M_2 + \frac{1}{\omega C_{св2}}$$

$$Z_{33} = r_{св} + i \left(\omega L_{св} - \frac{1}{\omega C_3} \right)$$

$$\frac{1}{C_3} = \frac{1}{C_{вх}} + \frac{1}{C_{св2}}$$

$$-Z_{34} = -Z_{43} = i X_{вх}$$

$$-X_{вх} = \frac{1}{\omega C_{вх}}$$

$$Z_{44} = R_{вх} + i X_{вх}$$

(4.6)

Коэффициент передачи по полю $K_E = \frac{U_{вх}}{E}$ может быть выра-
жен через ток второго контура I_2 , который на основании правила
Крамера (из теории определителей) равен:

$$I_2 = \frac{\Delta_2}{\Delta},$$

где Δ — определитель матрицы сопротивлений;

Δ_2 — определитель, получаемый из Δ после замены в нем вто-
рого столбца сопротивлений задающими напряжениями:

$$\Delta = \begin{array}{c|cccc} 1 & Z_{11} & Z_{12} & 0 & 0 \\ 2 & Z_{21} & Z_{22} & Z_{23} & 0 \\ 3 & 0 & Z_{33} & Z_{33} & Z_{34} \\ 4 & 0 & 0 & Z_{43} & Z_{44} \\ \hline & 1 & 2 & 3 & 4 \end{array}$$

$$\Delta_1 = \begin{array}{c|cccc} 1 & Z_{11} & E_A - E_K & 0 & 0 \\ 2 & Z_{21} & E_K & Z_{23} & 0 \\ 3 & 0 & E_{св} & Z_{33} & Z_{34} \\ 4 & 0 & 0 & Z_{43} & Z_{44} \\ \hline & 1 & 2 & 3 & 4 \end{array}$$

После вычисления определителей

$$I_2 = \frac{E_K + \Delta E}{Z_{23} + \Delta Z},$$

где

$$\Delta E = - \left[(E_A - E_K) \frac{Z_{13}}{Z_{11}} + \frac{Z_{23} E_{св}}{Z_{33} - \frac{Z_{34}^2}{Z_{44}}} \right]; \quad (4.7)$$

$$\Delta Z = - \left(\frac{Z_{12}^2}{Z_{11}} + \frac{Z_{23}^2}{Z_{33} - \frac{Z_{34}^2}{Z_{44}}} \right) = \Delta R + i \Delta X; \quad (4.8)$$

ΔE , ΔR и ΔX — напряжение и составляющие импеданса, вносимые
в контур из цепей антенны и нагрузки.
Полезная мощность сигнала на входе транзистора при резонансе

$$(P_{вх})_{рез} = \frac{|U_{вх}|^2}{R_{вх}} = \frac{|E_K + \Delta E|^2}{(r_k + \Delta R)^2} \Delta R_n; \quad (4.9)$$

ΔR_n — активное сопротивление, вносимое из цепи нагрузки (вход-
ное сопротивление транзистора) в контур.

Входящий в (4.9) модуль квадрата напряжений на основе (4.1),
(4.3) и (4.7) может быть представлен выражением $|E_K + \Delta E|^2 =$
 $= E^2 h_0^2$,
где

$$h_0 = h_k \cos \varphi \left(1 + \frac{Z_{12}}{Z_{11}} \frac{h_{св}}{h_k} \frac{Z_{23}}{Z_{33} - \frac{Z_{34}^2}{Z_{44}}} \right) - h_{шт} \frac{Z_{13}}{Z_{11}} \quad (4.10)$$

— эквивалентная действующая высота электрической и магнитной
антенн, приведенная к резонансному контуру.

Подставляя в (4.9) значение $|E_K + \Delta E|^2$, получаем общее со-
отношение для резонансного коэффициента передачи по полю:

$$K_E = \frac{|U_{вх}|}{E} = |h_0| \frac{\sqrt{R_{вх} \Delta R_n}}{r_k + \Delta R}. \quad (4.11)$$

Для получения расчетной формулы для K_E выразим значения
 h_0 , ΔR_n и ΔR через элементы связи контура с антенной и нагруз-
кой и полосу преселектора.

Определение реакции антенны и нагрузки. Импеданс ΔZ , вноси-
мый в контур, состоит согласно (4.8) из двух составляющих:

а) импеданса антенной цепи

$$\Delta Z_A = - \frac{Z_{12}^2}{Z_{11}} = \Delta R_A + i X_A;$$

б) импеданса цепи нагрузки (транзистора)

$$\Delta Z_n = - \frac{Z_{23}^2}{Z_{33} - \frac{Z_{34}^2}{Z_{44}}} = \Delta R_n + i \Delta X_n.$$

Подставляя из (4.6) значения соответствующих импедансов и
произведя допустимые упрощения, получим

$$\Delta R_A = \frac{X_{12}}{X_{11}^2} [r_A X_{12} + r_1 (X_{12} - 2X_{11})]; \quad (4.12)$$

$$\Delta X_A = - \frac{X_{12}^2}{X_{11}}; \quad (4.13)$$

$$\Delta R_{\Pi} = \frac{X_{св}^2}{R_{вк}} \frac{1}{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_{вк}^2}\right)^2}; \quad (4.14)$$

$$\Delta X_{\Pi} = \frac{X_{св}^2}{X_{вк}} \frac{1}{1 - \frac{\omega^2}{\omega_{вк}^2}}. \quad (4.15)$$

Эквивалентная действующая высота электрической и магнитной антенн h_0 также может быть согласно (4.10) представлена тремя составляющими:

$$h_0 = h_{к} \cos \varphi \left(1 + \frac{Z_{12}}{Z_{11}}\right) + \Delta h_{св} + \Delta h_A;$$

где $\Delta h_A = -h_{шт} \frac{Z_{12}}{Z_{11}}$ обусловлена действием штыревой антенны;

$\Delta h_{св} = -h_{св} \cos \varphi \frac{Z_{23}}{Z_{33} - \frac{Z_{34}^2}{Z_{44}}}$ учитывает приемные свойства катушки

связи ферритовой антенны. После подстановки значений импедансов и упрощения формул, получаем

$$h_{\phi} = \cos \varphi h_{к} \left[\left(1 + \frac{Z_{12}}{Z_{11}}\right) - \frac{h_{св}}{h_{к}} \frac{X_{св}}{R_{вк}} (\omega C_{вк} R_{вк} - i) \right] \quad (4.16)$$

— результирующая действующая высота обеих обмоток ферритовой антенны;

$$\Delta h_A = -h_{шт} \frac{\omega(L_1 + M_1) - \frac{1}{\omega C_{к}}}{\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}}. \quad (4.17)$$

Подставляя в (4.16) значение $X_{св}$ из (4.6) и учитывая, что для ферритовых антенн с большой точностью выполняется равенство $\frac{h_{св}}{h_{к}} \sqrt{\frac{L_{к}}{L_{св}}} \approx 1$, можно (4.16) привести к виду

$$h_{\phi} = h_{к} \cos \varphi \left[1 - \frac{\omega(L_1 + M_1) - \frac{1}{\omega C_{к}}}{\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}} - \kappa \left(1 + \frac{\omega_{св}^2}{\omega^2}\right) \left(\frac{\omega^2}{\omega_{вк}^2} - \frac{i \omega L_{св}}{R_{вк}}\right) \right], \quad (4.18)$$

где

$$\omega_{св} = \frac{1}{\sqrt{M_2 C_{св_2}}}; \quad (4.19)$$

$$\omega_{вк} = \frac{1}{\sqrt{L_{св} C_{вк}}}. \quad (4.20)$$

Суммируя (4.18) и (4.17), получаем выражение для эквивалентной действующей высоты ферритовой и штыревой антенн:

$$h_0 = h_{к} \cos \varphi \left[1 - \left(\frac{\omega L_1 + \omega M_1 - \frac{1}{\omega C_{к}}}{\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}} \right) \left(1 + \frac{h_{шт}}{h_{к} \cos \varphi} \right) - \kappa \frac{(\omega^2 + \omega_{св}^2)}{\omega_{вк}^2} + \frac{i \kappa \omega L_{св}}{R_{вк}} \left(1 + \frac{\omega_{св}^2}{\omega^2} \right) \right]. \quad (4.21)$$

Преобразуем (4.11), для чего выразим его знаменатель, представляющий результирующие потери контура, через полосу преселектора ΔF :

$$\frac{r_{к} + \Delta R}{r_{к}} = \frac{\Delta F}{\Delta F_{к}}.$$

Подставляя в (4.11) значение модуля $|h_0|$ и ΔR_{Π} соответственно из (4.21) и (4.14), получим общее выражение для коэффициента передачи по полю:

$$K_E = \left| \frac{U_{вк}}{E} \right| = \frac{h_{к} X_{св} \cos \varphi}{2\pi \Delta F L_{к} \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_{вк}^2}\right)} \sqrt{\left[1 - \kappa \frac{(\omega^2 + \omega_{св}^2)}{\omega_{вк}^2} - \left(\frac{\omega L_1 + \omega M_1 - \frac{1}{\omega C_{к}}}{\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}} \right) \left(1 + \frac{h_{шт}}{h_{к} \cos \varphi} \right) \right]^2 + \left[\frac{\kappa \omega_{св} L_{св}}{R_{вк}} \left(1 + \frac{\omega_{св}^2}{\omega_{вк}^2} \right) \right]^2}. \quad (4.22)$$

Из выражения (4.22) видно, что в зависимости от угла прихода волны φ , эдс, наведенные в штыревой и ферритовой антеннах, могут быть в фазе или противофазе, соответственно чему коэффициент передачи по полю K_E будет расти или уменьшаться. Так, при $\varphi = \pi$ K_E достигает максимума, при $\varphi = 0$ K_E — минимальный. Поэтому при работе от ферритовой антенны желательно штыревую антенну отключить.

Пользуясь найденным выражением для K_E , можно получить расчетные формулы для наиболее важных практических схем преселекторов, основанных на рассмотренной общей схеме.

4.2.3. Входная цепь с ферритовой антенной при комбинированной связи контура с транзистором

Коэффициент передачи по полю. Принципиальная схема входной цепи приведена на рис. 4.3. Формула для резонансного коэффициента передачи по полю K_E при $\varphi = 0$ получается непосредственно

венно из (4.22), полагая $h_{шт} = 0$ и $\frac{1}{\omega C_1} = \infty$ ($C_{св1} = 0$):

$$K_E = \left| \frac{U_{вх}}{E} \right| = \frac{h_k X_{св}}{2\pi \Delta FL_k \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_{вх}^2} \right)} \times \sqrt{\left[1 - \kappa \left(\frac{\omega^2 + \omega_{св}^2}{\omega_{вх}^2} \right) \right]^2 + \left[\kappa \frac{\omega L_{св}}{R_{вх}} \left(1 + \frac{\omega_{св}^2}{\omega_{вх}^2} \right) \right]^2}. \quad (4.23)$$

Параметр $X_{св}$ согласно (4.6) определяется выражением

$$-X_{св} = \omega M + \frac{1}{\omega C_{св}} = \frac{-\kappa \sqrt{L_k L_{св}}}{\omega} (\omega^2 + \omega_{св}^2), \quad (4.24)$$

откуда

$$\omega^2 + \omega_{св}^2 = \frac{-\omega}{\kappa} \frac{X_{св}}{\sqrt{L_k L_{св}}}. \quad (4.25)$$

Подставляя (4.25) в (4.23), получим

$$K_E = h_k \frac{X_{св}}{2\pi \Delta FL_k \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_{вх}^2} \right)} \sqrt{\left(1 + n \frac{X_{св}}{X_{вх}} \right)^2 + \left(n \frac{X_{св}}{R_{вх}} \right)^2}, \quad (4.26)$$

$$n = \sqrt{\frac{L_{св}}{L_k}} \quad (4.27)$$

где n — коэффициент трансформации;

$$X_{вх} = \frac{1}{\omega C_{вх}}. \quad (4.28)$$

В большинстве случаев с достаточной для практики точностью пользуются упрощенным выражением

$$K_E = \frac{h_k X_{св}}{2\pi \Delta FL_k}. \quad (4.29)$$

Определение элементов связи контура с транзистором. Выбор элементов связи, как правило, следует подчинить требованию

получения минимального коэффициента шума входной цепи, что, как показано в разд. 2.2, имеет место при выборе оптимального сопротивления источника сигнала для транзистора $R_r = R_r \text{ опт.}$ Практически это возможно лишь для кв диапазона, где, как известно, характеристика селективности входной ступени не сказывается на кривой верности приемника.

В диапазонах же длинных и средних волн полоса преселектора в ряде случаев может оказаться одного порядка с полосой тракта промежуточной частоты. В этом случае при расчете элементов связи решающим требова-

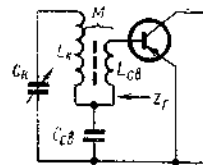


Рис. 4.3. Схема комбинированной связи контура ферритовой антенны с транзистором

нием является обеспечение необходимой рабочей полосы преселектора. Рассмотрим специфичность определения элементов связи $X_{св}$ для обоих вариантов расчета.

а) Расчет элементов связи по заданному сопротивлению генератора (источника сигнала).

Анализируя импеданс $Z_r = R_r + iX_r$ на выходных зажимах контура (рис. 4.3), можно показать, что при резонансе

$$R_r = r_k \frac{X_{св}^2}{r_k^2 + \frac{\left(\omega L_{св} - \frac{1}{\omega C_{св}} \right)^2 X_{св}^4}{R_{вх}^4}}; \quad R_r \gg X_r.$$

Подставляя значение $X_{св}$, взятое из (4.24), получим после преобразования

$$R_r = K_s^2 \frac{\omega L_{св} Q_k}{1 + \left[\frac{K_s^2 \omega L_{св} \left(\omega L_{св} - \frac{1}{\omega C_{св}} \right) Q_k}{R_{вх}^2} \right]^2}, \quad (4.30)$$

где $K_s = \kappa \left(1 + \frac{\omega_{св}^2}{\omega^2} \right)$;

$\kappa = \frac{I}{\Delta F_k}$ — конструктивная добротность контура.

Учитывая, далее, что в реальных схемах

$$\left[\frac{K_s^2 \omega L_{св} \left(\omega_{св} L_{св} - \frac{1}{\omega C_{св}} \right) Q_k}{R_{вх}^2} \right]^2 \ll 1,$$

получаем окончательно

$$R_r = K_s^2 \omega L_{св} Q_k = \frac{\omega M^2}{L_k} Q_k \left(1 + \frac{1}{\omega^2 M C_{св}} \right)^2. \quad (4.31)$$

Элементы связи M и $C_{св}$ целесообразно выбирать так, чтобы в двух крайних точках диапазона ($f_{\text{мин}}$ и $f_{\text{макс}}$) обеспечивались значения R_r , соответствующие минимуму коэффициента шума $N_{\text{мин}}$:

$$(R_r)_{\omega_{\text{мин}}} = \frac{M^2}{L_k} \left[\omega Q_k \left(1 + \frac{1}{\omega^2 M C_{св}} \right)^2 \right]_{\omega_{\text{мин}}};$$

$$(R_r)_{\omega_{\text{макс}}} = \frac{M^2}{L_k} \left[\omega Q_k \left(1 + \frac{1}{\omega^2 M C_{св}} \right)^2 \right]_{\omega_{\text{макс}}}.$$

Совместное решение этих двух уравнений приводит к следующим расчетным формулам:

$$\omega_{св} = \omega_{макс} \sqrt{\frac{q_0 - 1}{K_d^2 - q_0}} = \omega_{мин} \sqrt{\frac{q_0 - 1}{1 - K_d^2}}$$

$$M = \frac{K_d^2 - q_0}{K_d^2 - 1} \sqrt{L_k \left(\frac{R_k}{\omega Q_k} \right) \omega_{макс}};$$

$$C_{св} = \frac{K_d^2 - 1}{\omega_{макс}(q_0 - 1)} \sqrt{\left(\frac{Q_k}{\omega L_k R_k} \right) \omega_{макс}};$$

$$q_0 = \sqrt{K_d \frac{(R_k/Q_k)_{\omega_{мин}}}{(R_k/Q_k)_{\omega_{макс}}}}; K_d = \frac{\omega_{макс}}{\omega_{мин}}; \omega_{св}^2 = \frac{1}{M_{св}}$$

б) Расчет элементов связи по заданной рабочей полосе преселектора.

Для этого варианта расчета можно было бы выбрать элементы связи M и $C_{св}$ так, чтобы на граничных частотах диапазона рабочей полосы преселектора (ΔF) равнялись допустимой полосе ($\Delta F_{доп}$):

$$\Delta F_{\omega_{макс}} = \Delta F_{\omega_{мин}} = \Delta F_{доп}.$$

При этих условиях, вследствие линейной частотной зависимости действующей высоты ферритовой антенны ($h_k \equiv f$), неравномерность коэффициента передачи по полю K_E была бы чрезмерно велика и равна в первом приближении коэффициенту перекрытий по частоте K_d . Поэтому представляется целесообразным подчинить расчет M и $C_{св}$ требованию равенства K_E на краях диапазона при одновременном обеспечении во всем диапазоне частот $\Delta F \gg \Delta F_{доп}$.

Для расчета элементов связи M и $C_{св}$ воспользуемся соотношениями (4.29) и (4.14), учитывая, что на практике $\omega \ll \omega_{вх}$ и $(X_{кв} R_{вх}) \gg X_{св}$:

$$K_E = h_k \frac{X_{св}}{2\pi \Delta F L_k}; \quad (4.33)$$

$$\Delta R_n = \frac{X_{св}^2}{R_{вх}} = r_k \left(\frac{\Delta F}{\Delta F_k} - 1 \right) = 2\pi L_k (\Delta F - \Delta F_k). \quad (4.34)$$

Полагая для $\omega = \omega_{мин}$, $\Delta F = \Delta F_{доп}$, получим из (4.34)

$$X_{сво_{мин}} = \sqrt{2\pi L_k R_{вх} \omega_{мин} (\Delta F_{доп} - \Delta F_{к\omega_{мин}})}. \quad (4.35)$$

Приравнявая в (4.33) $(K_E)_{\omega_{макс}} = (K_E)_{\omega_{мин}}$ и учитывая, что

$$\frac{h_{к\omega_{макс}}}{h_{к\omega_{мин}}} = K_d,$$

находим

$$X_{сво_{макс}} = \frac{\Delta F_{\omega_{макс}}}{\Delta F_{доп}} \cdot \frac{X_{сво_{мин}}}{K_d}. \quad (4.36)$$

Так как $\Delta F_{\omega_{макс}}$ согласно (4.34) определяется $X_{сво_{макс}}$, то полученное выражение (4.36) представляет собой неявную функцию $X_{сво_{макс}}$. После приведения его к явному виду приходим к следующему уравнению:

$$[X_{св}^2 - 2BX_{св} + 2\pi \Delta F L_k R_{вх}] \omega_{макс} = 0.$$

Отсюда

$$X_{сво_{макс}} = B_{\omega_{макс}} \left[1 \pm \sqrt{1 - \left(\frac{2\pi \Delta F L_k R_{вх}}{B^2} \right) \omega_{макс}} \right]; \quad (4.37)$$

$$B_{\omega_{макс}} = \frac{K_d}{2} R_{вх\omega_{макс}} \left[\frac{X_{св}}{\left(1 - \frac{\Delta F_k}{\Delta F_{доп}} \right) R_{вх}} \right]_{\omega_{мин}}. \quad (4.38)$$

Из выражения (4.37) видно, что имеется два значения $X_{сво_{макс}}$, при которых обеспечивается на краях диапазона равенство коэффициента передачи по полю K_E . При таких значениях $X_{св}$ обеспечивается выделение на нагрузке равной мощности сигнала; при этом максимальная возможная величина ее соответствует значению $X_{св_{опт}}$, лежащему в интервале между ними ($X_{св}$). Хотя оба эти значения $X_{св}$ имеют физический смысл, мы в дальнейшем выберем лишь меньшее его значение, которое при равном K_E обеспечивает более высокую селективность.

Таким образом, окончательная расчетная формула для $X_{св \omega_{макс}}$ после упрощений принимает вид

$$X_{сво_{макс}} = \frac{K_d}{2} \left[\frac{X_{св}}{R_{вх} \left(1 - \frac{\Delta F_k}{\Delta F_{доп}} \right)} \right]_{\omega_{мин}} R_{вх \omega_{макс}} \times \\ \times \left\{ 1 - \sqrt{1 - \frac{4}{K_d (Q_k R_{вх})_{\omega_{макс}} \left[\frac{\Delta F_k}{\Delta F_{доп}} \left(1 - \frac{\Delta F_k}{\Delta F_{доп}} \right) Q_k R_{вх} \right]_{\omega_{мин}}}} \right\}. \quad (4.39)$$

Заметим, что при $K_d > 2,5$ и $(Q_k R_{вх})_{\omega_{мин}} \approx (Q_k R_{вх})_{\omega_{макс}}$, с достаточной точностью можно пользоваться приближенной формулой

$$X_{сво_{макс}} = \frac{I_{мин}}{Q_{к\omega_{макс}} \Delta F_{доп}} X_{сво_{мин}}. \quad (4.40)$$

По найденным значениям $(X_{св})_{\omega_{мин}}$ и $(X_{св})_{\omega_{макс}}$ можно на

основании (4.24) определить $C_{св}$ и M :

$$C_{св} = \frac{1}{\omega_{мин}} \frac{K_d - \frac{1}{K_d}}{K_d X_{сво_{мин}} - X_{сво_{макс}}}$$

$$M = \frac{1}{\omega_{мин}} \frac{K_d X_{сво_{макс}} - X_{сво_{мин}}}{K_d^2 - 1}$$

$$\omega_{св} = \omega_{мин} \sqrt{\frac{K_d - \frac{X_{сво_{макс}}}{X_{сво_{мин}}}}{\frac{X_{сво_{макс}}}{X_{сво_{мин}}} - \frac{1}{K_d}}}$$

$$\omega_{св} = \frac{1}{\sqrt{MC_{св}}}$$

Частотные характеристики ΔF , R_r и K_E . Определим одним из вышеизложенных методов значения элементов связи M , $C_{св}$ и n резонансной частоты $\omega_{св}$ [Ф-лы (4.32) и (4.41)], затем получим все частотные зависимости характеристик преселектора: рабочей полосы ΔF , сопротивления генератора, возбуждающего транзистор R_r и коэффициента передачи по полю K_E .

Все эти зависимости, выраженные через обобщенный импеданс связи $X_{св}$, могут быть найдены из (4.14), (4.24), (4.26) и (4.31). Опуская промежуточные выкладки, приводим эти соотношения:

$$X_{св} = \omega_{св} M \left(\frac{\omega}{\omega_{св}} + \frac{\omega_{св}}{\omega} \right) \quad R_r = \frac{X_{св}^2}{2\pi \Delta F_k L_k}$$

$$\Delta F = \Delta F_k \left[1 + \frac{R_r}{R_{вх} \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_{вх}^2} \right)^2} \right];$$

$$K_E = h_k \frac{R_{вх}}{X_{св}} \frac{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_{вх}^2} \right)}{1 + \frac{R_{вх}}{R_r} \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_{вх}^2} \right)^2} \sqrt{\left(1 + n \frac{X_{св}}{X_{вх}} \right)^2 + \left(n \frac{X_{св}}{R_{вх}} \right)^2};$$

$$n = \sqrt{\frac{L_{св}}{L_k}}; \quad X_{вх} = \frac{1}{\omega C_{вх}}; \quad \omega_{вх} = \frac{1}{\sqrt{L_{св} C_{вх}}}$$

Для оценки полученных зависимостей в рабочем диапазоне частот с перекрытием $K_d \approx 3$ сделаем следующие упрощения,

которые на практике в большинстве случаев допустимы:

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial R_{вх}}{\partial f} = \frac{\partial Q_k}{\partial f} = 0; \quad R_{вх} = R_{вх0} = \text{const} \\ Q_k = Q_{k0} = \text{const}; \quad \frac{\omega^2}{\omega_{вх}^2} \ll 1 \end{aligned} \right\} \quad (4.43)$$

K_E определяется выражением (4.33).

При этих допущениях соотношения (4.42) принимают вид:

$$R_r = R_r \varphi_1(X), \quad (4.44)$$

где

$$R_r = \kappa^2 Q_k \omega_{св} L_{св}; \quad \varphi_1(X) = \frac{1}{X} \left(X + \frac{1}{X} \right)^2; \quad X_1 = \frac{\omega}{\omega_{св}}$$

Из анализа функции $\varphi_1(X)$ видно, что она имеет минимум:

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial \varphi_1(X)}{\partial X} = 0 \text{ при } x_0 = \sqrt{3}; \\ \varphi_{1\text{ мин}}(X_0) = 3,08 \\ R_{r\omega_{мин}} = 3,08 R_r \\ \frac{R_r}{R_{r\omega_{мин}}} = 0,325 \frac{1}{X} \left(X + \frac{1}{X} \right)^2 \end{aligned} \right\} \quad (4.45)$$

Из частотной зависимости $\frac{R_r}{R_{r\omega_{мин}}}$ (рис. 4.4) видно, что изменение R_r в диапазоне с $K_d \leq 3$ не превышает 25%.

$$\Delta F = \Delta F_k \left(1 + \frac{R_r}{R_{вх}} \right). \quad (4.46)$$

Так как частотные изменения R_r не превышают 25%, а $\frac{R_r}{R_{вх}} < 1$, то при $Q_k = \text{const}$ полосу преселектора можно практически считать пропорциональной величине принимаемой частоты.

$$K_E = h_E \frac{X_{св}}{2\pi \Delta F L_k}$$

Подставляя значение ΔF из (4.45) и учтя, что $h_k = h_{\omega_{мин}} \frac{\omega}{\omega_{мин}}$, после преобразований получим

$$\frac{1}{K_E} \frac{h_{\omega_{мин}} R_{вх}}{\omega_{мин} M} = \varphi_2(X), \quad (4.47)$$

где

$$\varphi_2(X) = \frac{1 + X^2}{X} + \frac{X}{a(1 + X^2)};$$

$$a = Q_k \frac{\omega_{св} \kappa^2 L_{св}}{R_{вх}}$$

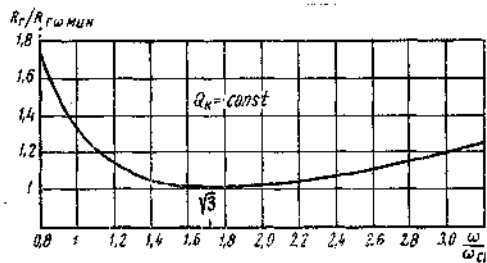


Рис. 4.4. Частотная зависимость сопротивления источника возбуждения

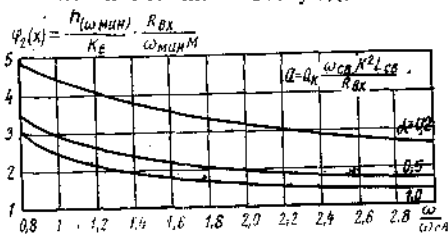


Рис. 4.5. Частотная зависимость коэффициента передачи по полю

4.2.4. Входная цепь при трансформаторной связи контура ферритовой антенны с транзистором

Для схемы рис. 4.6 коэффициент передачи по полю определяется выражением (4.26), в котором $X_{св} = \omega M$. Как и выше, выбор $X_{св}$ может быть подчинен требованию получения оптимальной величины сопротивления генератора ($R_r = R_r \text{ опт}$) или необходимой полосы преселектора ($\Delta F \geq \Delta F_{\text{доп}}$). Однако так как в рассматриваемом случае мы располагаем лишь одним параметром связи, выполнение этих требований должно быть обеспечено в худшей точке диапазона. Последняя для схемы с ферритовой антенной соответствует нижней частоте диапазона ($\omega_{\text{мин}}$). При расчете по заданному R_r формула для $L_{св}$ находится из (4.31) при $C_{св} = \infty$:

$$\omega_{\text{мин}} L_{св} = \frac{1}{\kappa^2} \left(\frac{R_r}{Q_k} \right) \omega_{\text{мин}} \quad (4.48)$$

При заданном $\Delta F_{\text{доп}}$, $L_{св}$ определяется из (4.35):

$$\omega_{\text{мин}} L_{св} = \frac{R_{вх} \omega_{\text{мин}}}{\kappa^2} \left(\frac{\Delta F_{\text{доп}}}{f_{\text{мин}}} - \frac{1}{Q_{\omega \omega_{\text{мин}}}} \right) \quad (4.49)$$

Частотные зависимости для R_r , ΔF и K_E могут быть получены

Зависимость $\varphi_2(X)$ представлена на рис. 4.5. Видно, что по сравнению со средней частотой диапазона коэффициент передачи в диапазоне с $K_d = 3$ изменяется не более чем на 30% при $R_{вх} = \text{const}$.

В действительности изменения K_E еще меньше, так как входное сопротивление транзистора с ростом частоты несколько снижается.

Приведенные частотные зависимости показывают, что изложенный метод выравнивания R_r на краях диапазона обеспечивает практическое постоянство R_r и K_E во всем диапазоне радиочастот.

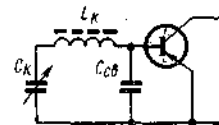
из (4.42) после подстановки значения $X_{св} = \omega M$:

$$\begin{aligned} R_r &= \kappa^2 \omega L_{св} Q_k \\ \Delta F &= \Delta F_k \left[1 + \frac{R_r}{R_{вх} \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_{вх}^2} \right)^2} \right] \\ K_E &= h_k \frac{n \kappa Q_k \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_{вх}^2} \right)}{R_r + \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_{вх}^2} \right)^2} \sqrt{\left(1 + \frac{\kappa \omega^2}{\omega_{вх}^2} \right)^2 + \left(\frac{\kappa \omega L_{св}}{R_{вх}} \right)^2} \quad (4.50) \\ n &= \sqrt{\frac{L_{св}}{L_k}} \\ \omega_{вх} &= \frac{1}{\sqrt{L_{св} C_{св}}} \end{aligned}$$

4.2.5. Входная цепь при внутриемкостной связи контура ферритовой антенны с транзистором

Для схемы рис. 4.7

$$\begin{aligned} M &= 0; \\ X_{св} &= \frac{1}{\omega C_{св}} \end{aligned}$$



Как и ранее, элемент связи рассчитывается по заданному R_r или $\Delta F_{\text{доп}}$. В первом случае из (4.31) при $M=0$ имеем

$$C_{св} = \frac{1}{\omega_{\text{мин}}} \sqrt{\left(\frac{Q_k}{\omega L_k R_r} \right) \omega_{\text{мин}}} \quad (4.51)$$

При заданном $\Delta F_{\omega_{\text{мин}}} = \Delta F_{\text{доп}}$, $C_{св}$ определяется из (4.35):

$$\frac{1}{\omega_{\text{мин}} C_{св}} = \sqrt{2\pi L_k R_{вх} \omega_{\text{мин}} (\Delta F_{\text{доп}} - \Delta F_{\kappa \omega_{\text{мин}}})}$$

Полагая $X_{св} = \frac{1}{\omega C_{св}}$, $L_{св} = 0$ ($\omega_{вх} = \infty$), находим из (4.42)

$$\begin{aligned} R_r &= \frac{Q_k}{\omega^2 C_{св}^2 L_k} \\ \Delta F &= \Delta F_k \left(1 + \frac{R_r}{R_{вх}} \right) \\ K_E &= h_k \frac{R_{вх} \omega C_{св}}{1 + \frac{R_{вх}}{R_r}} = h_k \frac{Q}{\omega^2 L_k C_{св}} \end{aligned} \quad (4.52)$$

где $Q = \frac{f}{\Delta F}$ — рабочая добротность контура.

4.2.6. Сравнительные частотные характеристики входных цепей с трансформаторной и внутриемкостной связью контура с транзистором

Сравнение обоих типов преселекторов произведем с учетом допущения (4.43). В этом случае частотные зависимости (4.50) (4.52) существенно упрощаются (табл. 4.1). Анализ этих соотношений позволяет сделать следующие выводы:

Таблица 4.1

| Параметр | Трансформаторная связь $\frac{\omega^2}{\omega_{\text{вх}}^2} < 1, \frac{\partial R_{\text{вх}}}{\partial f} = \frac{\partial Q_{\text{к}}}{\partial f} = 0$ | Внутриемкостная связь $\frac{\partial Q_{\text{к}}}{\partial f} = \frac{\partial R_{\text{вх}}}{\partial f} = 0$ |
|--|--|---|
| 1. $\frac{R_{\text{г}}}{R_{\text{г}}\omega_{\text{мин}}} =$ | $= \frac{\omega}{\omega_{\text{мин}}}$; | $= \frac{\omega_{\text{мин}}^3}{\omega^3}$ |
| 2. $\frac{\Delta F}{\Delta F_{\omega_{\text{мин}}}} \left(1 + \frac{R_{\text{г}}}{R_{\text{вх}}}\right)_{\omega_{\text{мин}}} =$ | $= \frac{\omega}{\omega_{\text{мин}}} \left(1 + \frac{\omega}{\omega_{\text{мин}}} \frac{R_{\text{г}}\omega_{\text{мин}}}{R_{\text{вх}}}\right)$ | $= \frac{\omega}{\omega_{\text{мин}}} + \frac{\omega_{\text{мин}}^2}{\omega^2} \frac{R_{\text{г}}\omega_{\text{мин}}}{R_{\text{вх}}}$ |
| 3. $\frac{\Delta F}{\Delta F_{\text{к}\omega_{\text{мин}}}} =$ | $= \frac{\omega}{\omega_{\text{мин}}} \left[1 + \frac{\omega}{\omega_{\text{мин}}} \left(\frac{\Delta F_{\text{доп}}}{\Delta F_{\text{к}\omega_{\text{мин}}}} - 1\right)\right]$; | $= \frac{\omega}{\omega_{\text{мин}}} + \frac{\omega_{\text{мин}}^2}{\omega^2} \left(\frac{\Delta F_{\text{доп}}}{\Delta F_{\text{к}\omega_{\text{мин}}}} - 1\right)$ |
| 4. $\frac{K_{\text{Е}\omega_{\text{мин}}}}{K_{\text{Е}}} \left(1 + \frac{R_{\text{г}}}{R_{\text{вх}}}\right)_{\omega_{\text{мин}}} =$ | $= \frac{\omega_{\text{мин}}}{\omega} \left(1 + \frac{\omega}{\omega_{\text{мин}}} \frac{R_{\text{г}}\omega_{\text{мин}}}{R_{\text{вх}}}\right)$ | $= \frac{\omega}{\omega_{\text{мин}}} + \frac{\omega_{\text{мин}}^2}{\omega^2} \frac{R_{\text{г}}\omega_{\text{мин}}}{R_{\text{вх}}}$ |
| 5. $\frac{K_{\text{Е}\omega_{\text{мин}}}}{K_{\text{Е}}} \cdot \frac{\Delta F_{\text{доп}}}{\Delta F_{\text{к}\omega_{\text{мин}}}} =$ | $= \frac{\omega_{\text{мин}}}{\omega} \left[1 + \frac{\omega}{\omega_{\text{мин}}} \left(\frac{\Delta F_{\text{доп}}}{\Delta F_{\text{к}\omega_{\text{мин}}}} - 1\right)\right]$ | $= \frac{\omega}{\omega_{\text{мин}}} + \frac{\omega_{\text{мин}}^2}{\omega^2} \left(\frac{\Delta F_{\text{доп}}}{\Delta F_{\text{к}\omega_{\text{мин}}}} - 1\right)$ |
| 6. $\frac{h_{\text{к}}}{h_{\text{к}\omega_{\text{мин}}}} =$ | $= \frac{\omega}{\omega_{\text{мин}}}$ | $= \frac{\omega}{\omega_{\text{мин}}}$ |

1. Для схемы с трансформаторной связью частотная характеристика $R_{\text{г}}$ — линейно возрастающая, в то время как для схемы с внутриемкостной связью $R_{\text{г}}$ убывает обратно пропорционально кубу частоты. Поэтому схема с трансформаторной связью позволяет реализовать принципиально более высокую чувствительность в высокочастотной части диапазона. Однако схема с емкостной

связью обеспечивает практически неизменную чувствительность в рабочем диапазоне частот. Объясняется это тем, что увеличение коэффициента шума по мере возрастания частоты, вызванное резким уменьшением $R_{\text{г}}$, компенсируется соответствующим ростом действующей высоты антенны (см. 3.3.7).

2. Рабочая полоса ΔF в схеме с трансформаторной связью с ростом частоты резко увеличивается — приблизительно пропорционально квадрату частоты, в то время как в схеме с емкостной связью изменение ΔF незначительно. Последнее объясняется тем, что в этой схеме по мере увеличения частоты контур все более разгружается и на верхней частоте диапазона с $K_{\text{д}}=3$ рабочая полоса ΔF практически равна собственной полосе ненагруженного контура $\Delta F_{\text{к}}$.

Из кривых (рис. 4.8) видно, что в диапазоне частот с $K_{\text{д}}=3$ частотная неравномерность $\frac{\Delta F}{\Delta F_{\omega_{\text{мин}}}}$ в схеме с трансформаторной связью на 8–12 дБ больше, чем в схеме с емкостной связью. Отсюда следует, что когда решающий параметр входной цепи — селективность, предпочтение следует отдавать схеме с емкостной связью.

3. Неравномерность коэффициента передачи $K_{\text{Е}}$ практически одинакова для обеих схем, с той лишь разницей, что в схеме с трансформаторной связью $K_{\text{Е}}$ растет с увеличением частоты, в то время как для схемы с емкостной связью $K_{\text{Е}}$ падает.

Изменение $K_{\text{Е}}$ в диапазоне с $K_{\text{д}}=3$ составляет 4–6 дБ (рис. 4.8).

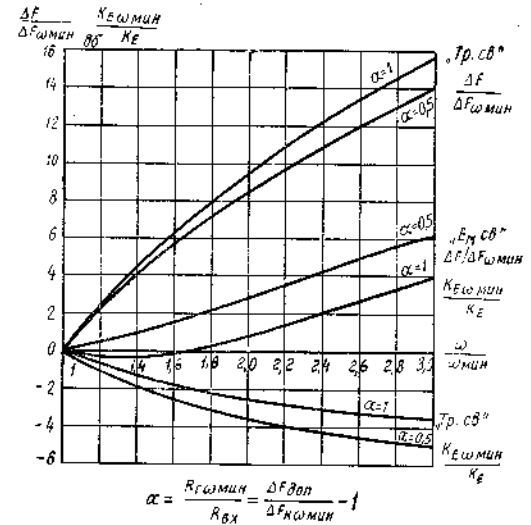


Рис. 4.8. Сравнительные частотные зависимости рабочей полосы и коэффициента передачи по полю для схем трансформаторной и внутриемкостной связи контура с транзистором

4.2.7. Входная цепь со штыревой антенной при емкостной связи ее с контуром

Коэффициент передачи по полю. Одновременное использование ферритовой и штыревой антенн нецелесообразно, так как для некоторых углов прихода волны возможно противофазное сложение

принятых эдс. Поэтому для рассматриваемой входной цепи (рис. 4.9) будем считать, что L_K и $L_{св}$ представляют индуктивности катушек, не обладающих приемными свойствами. Тогда выражение для коэффициента передачи по полю может быть непосредственно получено из (4.22) при $h_K=0$:

$$K_E = \frac{|U_{вх}|}{E} = h_{шт} \frac{X_{св}}{2\pi\Delta FL_K \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_{вх}^2}\right)} \frac{\omega(L_1 + M_1) - \frac{1}{\omega C_K}}{\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}} \quad (4.54)$$

Для схемы с емкостной связью выражение (4.54) упрощается, учитывая, что в этом случае (рис. 4.2а) $L_1=M_1=0$:

$$K_E = h_{шт} \frac{X_{св} \frac{C_1}{C_K}}{2\pi\Delta FL_K \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_{вх}^2}\right)} \quad (4.55)$$

где C_1 определяется из выражения (4.6).

Расчет элемента связи контура с антенной. Расчет $X_{св}$, ΔF и других элементов контура производится по методике разделов 4.2.3—4.2.5. Что касается емкости связи с антенной $C_{св}$, то ее величина определяется допустимой расстройкой резонансной частоты контура при возможных изменениях параметров антенны. Будем считать, что реактанс антенны имеет емкостный характер, что в большинстве случаев характерно для электрических антенн, используемых в дв, св и кв диапазонах. При номинальной величине емкости антенны C_{A_0} и выбранной емкости связи $C_{св1}$ результирующий реактанс входной цепи при резонансе с учетом реакции антенны и нагрузки равен нулю

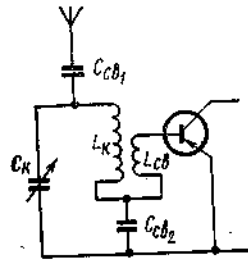


Рис. 4.9. Схема емкостной связи штыревой антенны с контуром

$$\omega L_K - \frac{1}{\omega C_2} - \frac{X_{12}^2}{X_{11}} + \frac{X_{св}^2}{X_{вх} \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_{вх}^2}\right)} = 0,$$

где C_2 , X_{12} , X_{11} , $X_{св}$ определяются формулами (4.6).

Отсюда следует, что

$$\omega^2 \left[L_K + \frac{X_{св}^2}{X_{вх} \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_{вх}^2}\right)} \right] = \frac{1}{C_2} + \frac{X_{12}^2}{X_{11}} \omega = \frac{1}{C_{рез}},$$

$$C_{рез} = \frac{1}{\frac{1}{C_2} + \frac{X_{12}^2}{X_{11}} \omega} \quad (4.57)$$

— резонансная емкость контура.

Подставляя значения X_{12} и X_{11} при $\Gamma_1=M_1=0$, получим

$$\frac{1}{C_{рез}} = \frac{1}{C_{св1}} + \frac{C_A + C_{св1}}{C_K C_{св1} + C_A (C_K + C_{св1})} \quad (4.58)$$

Смещение частоты контура $d\omega$ при изменении емкости антенны dC_A :

$$d\omega = \frac{\partial \omega}{\partial C_{рез}} \frac{\partial C_{рез}}{\partial C_A} dC_A.$$

Произведя дифференцирование и переходя к конечным приращениям, получим

$$\left| \frac{\Delta \omega}{\omega} \right| = \frac{\Delta C_A}{2C_{рез}} \left| \left(\frac{C_{св1}}{C_A + C_{св1}} \right)^2 \right| \quad (4.59)$$

Величина расстройки контура не должна быть чрезмерно большой при крайних значениях емкости антенн C_{A_2} и C_{A_1} , отличающихся от ее среднего значения на величину

$$\Delta C_A = \frac{C_{A_2} - C_{A_1}}{2}.$$

В наших расчетах примем, что максимально возможная расстройка $\Delta\omega$ не превышает половины полосы пропускания контура:

$$\left| \frac{\Delta \omega}{\omega} \right| = \frac{1}{2} \frac{\Delta F}{F} = \frac{1}{2Q} = \frac{(C_{A_2} - C_{A_1})}{4C_{рез}} \left(\frac{C_{св1}}{C_A + C_{св1}} \right)^2 \quad (4.60)$$

отсюда

$$C_{св1} = \frac{C_{A_0}}{\sqrt{\frac{(C_{A_2} - C_{A_1}) Q}{2C_{рез}} - 1}} \quad (4.61)$$

где Q — рабочая добротность контура.

Расчет $C_{св}$ следует производить для минимальной емкости контура, при которой расстройка максимальна. Заметим, что при малых разбросах параметров антенны ($C_{A_2} \approx C_{A_1}$) величина $C_{св1}$, вычисленная согласно (4.61), может оказаться отрицательной. Это означает, что при любой величине $C_{св1}$ (в том числе и при $C_{св1} = \infty$) расстройка не превышает половины полосы пропускания входной цепи. В этом случае антенна подключается к контуру непосредственно.

4.2.8. Входная цепь со штыревой антенной при автотрансформаторной связи ее с контуром

Для схемы рис. 4.10 емкость $C_{св1} = 0$ и выражение для K_2 определяются (4.54) при значении

$$\frac{1}{C_1} = \frac{1}{C_A} + \frac{1}{C_K}.$$

Подставляя в (4.57) значения X_{12} и X_{11} , взятые из (4.6) и дифференцируя полученное выражение для резонансной частоты контура, найдем, как и ранее, соотношение, устанавливающее взаимосвязь изменений емкостей антенны и контура:

$$\left| \frac{\Delta\omega}{\omega} \right| = C_{рез} \left[\frac{1 - \omega^2(L_1 + M)C_{рез}}{(C_{рез} + C_{A_0})(1 - \omega^2 L_1 C_1)} \right] \Delta C_A.$$

Полагая $\left| \frac{\Delta\omega}{\omega} \right| = \frac{1}{2Q}$ и произведя преобразования, получим

$$L_1 + \alpha M_1 = \beta, \quad (4.62)$$

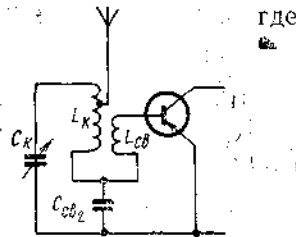


Рис. 4.10. Схема автотрансформаторной связи штыревой антенны с контуром

Для определения L_1 мы располагаем дополнительно двумя уравнениями:

$$L_1 + L_2 + 2M_1 = L_K;$$

$$L_2 = \frac{M^2}{\kappa^2 L_1}.$$

Решая их совместно с (4.62), получаем расчетную формулу для L_1 :

$$L_1 = \frac{L_0}{A_0} \left[1 - \sqrt{1 - A_0 \left(\frac{L_K}{L_0} \frac{1-P}{\kappa} \right)^2} \right], \quad (4.66)$$

где

$$L_0 = \frac{L_K}{2} \left[1 + 2(1-P) \left(\frac{1}{\alpha \kappa^2} - 1 \right) \right]; \quad (4.67)$$

$$A_0 = 1 + \frac{1}{\kappa^2 \alpha^2} - \frac{2}{\alpha}. \quad (4.68)$$

В большинстве практических случаев соблюдается неравенство

$$A_0 \left(\frac{L_K}{L_0} \frac{1-P}{\kappa} \right)^2 \ll 1.$$

Это позволяет ф-лу (4.66) привести к виду

$$L_1 = \frac{1}{2} L_0 \left(\frac{L_K}{L_0} \frac{1-P}{\kappa} \right)^2 = \gamma_0 L_K, \quad (4.69)$$

где

$$\gamma_0 = \frac{1-P}{2 \frac{1-2P}{1-P} \kappa^2}. \quad (4.70)$$

По найденному L_1 определяются затем M и L_K :

$$M = L_K \left(1 - P - \frac{\gamma_0}{\alpha} \right); \quad (4.71)$$

$$L_2 = \frac{L_K}{\gamma_0} \left[\frac{\alpha(1-P) - \gamma_0}{\alpha \kappa} \right]^2 \quad (4.72)$$

4.3. ОДНОКОНТУРНЫЕ СХЕМЫ ВХОДНЫХ ЦЕПЕЙ ДЛЯ УКВ ЧМ ВЕЩАНИЯ

4.3.1. Узкополосная цепь, возбуждаемая внешней настроенной антенной

При использовании фидерной линии элементы входной цепи должны обеспечить в фидере режим бегущей волны. Принципиальная и эквивалентные схемы входной цепи приведены на рис. 4.11. Индуктивность $L_{вх}$ (рис. 4.11б) представляет реактивную составляющую входной проводимости, которую имеет транзистор в схеме с общей базой в диапазоне укв. Для упрощения анализа ее целесообразно заменить эквивалентной емкостью $C_{вх}$:

$$C_{вх} = -\frac{1}{\omega^2 L_{вх}}. \quad (4.73)$$

При этом результирующая емкость связи с транзистором

$$C_2 = C_{св} + C_{вх}. \quad (4.74)$$

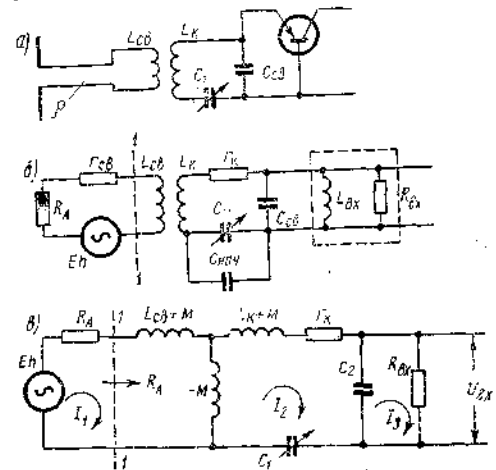


Рис. 4.11. Схема перестраиваемой узкополосной цепи: а) принципиальная схема; б) и в) эквивалентные схемы

Воспользовавшись схемой замещения трансформатора и пренебрегая потерями в катушке связи $r_{св}$ по сравнению с волновым сопротивлением фидера $\rho = R_A$, можно привести эквивалентную схему к виду рис. 4.11в.

Для расчета элемента перекрытия $K_d = \frac{I_{\max}}{I_{\min}}$ рабочей полосы ΔF , личинами коэффициента перекрытия схемы мы располагаем заданными величинами емкости блока конденсаторов C_{∞} , а также следующие условия:

- контурный ток I_1 при резонансе входной цепи не должен содержать реактивной составляющей;
 - входное сопротивление цепи правее зажимов 1-1 (рис. 4.11в) должно быть равно волновому сопротивлению фидера.
- Составляя матричное равенство, аналогичное тому, какое использовалось при анализе обобщенной одноконтурной входной цепи (см. разд. 4.22), можем написать

$$I_1 = \frac{\Delta_1}{\Delta} = \frac{Eh}{Z_{11} + \Delta Z},$$

$$\text{где } \Delta Z = \frac{Z_{33}Z_{12}^2}{Z_{22}Z_{33} - Z_{23}^2} = \Delta R + i\Delta X -$$

— сопротивление, вносимое в первый контур из второго и третьего контуров.
 Z_{11} , Z_{22} , Z_{33} и Z_{12} , Z_{23} — соответственно собственные и взаимные сопротивления контуров.

После выделения активной и реактивной составляющих имеем:

$$\Delta R = \omega^2 M^2 \frac{R_{к9}}{R_{к9}^2 + X_{к9}^2}$$

$$\Delta X = -\omega^2 M^2 \frac{X_{к9}}{R_{к9}^2 + X_{к9}^2}$$

$$R_{к9} = r_k + \Delta R_n$$

$$\Delta R_n = \frac{R_{вх}}{1 + \omega^2 C_2^2 R_{вх}^2}$$

$$X_{к9} = \omega L_k - \frac{C_1 + \Delta C_n}{\omega C_1 \Delta C_n}$$

$$\Delta C_n = C_2 \left(1 + \frac{1}{1 + \omega^2 C_2^2 R_{вх}^2} \right)$$

Здесь ΔR_n и ΔC_n — сопротивление и емкость, вносимые в контур из цепи транзистора.
 При резонансе входной цепи контурные токи I_1 и I_2 активны вследствие чего можно написать следующие уравнения:

$$\Delta R = R_A; \quad \omega L_{св} + \Delta X = 0; \quad \frac{r_k + \Delta R_A + \Delta R_n}{r_k} = \frac{\Delta F}{\Delta F_k}$$

где

$$\Delta R_A = \frac{\omega^2 M^2}{R_A^2 + \omega^2 L_{св}^2} R_A$$

— сопротивление, вносимое в контур из антенной цепи.

Так как в трех уравнениях содержатся пять неизвестных ($L_{св}$, L_k , κ , C_1 и C_2), то двумя из них мы вправе задаться. Из конструктивных соображений удобнее всего задаться значениями индуктивности контура L_k и коэффициентом связи κ между L_k и

$L_{св}$. В результате совместного решения уравнений получаем следующие расчетные формулы:

$$C_2 = \frac{1}{\omega R_{вх}} \sqrt{\frac{R_{вх}}{\pi(\Delta F - 2\Delta F_k)L_k} - 1}; \quad (4.76)$$

$$\frac{\omega L_{св}}{R_A} = \frac{\kappa^2 f}{\Delta F} \left[1 - \sqrt{1 - \left(\frac{\Delta F}{\kappa^2 f}\right)^2} \right] \approx \frac{1}{2} \frac{\Delta F}{\kappa^2 f} \text{ при } \left(\frac{\Delta F}{\kappa^2 f}\right)^2 \ll 1; \quad (4.77)$$

$$\frac{\Delta C_n}{C_1} = \omega^2 L_k \Delta C_n \left(1 - \frac{\Delta F}{2f} \frac{\omega L_{св}}{R_A} \right) - 1 \approx \omega^2 L_k \Delta C_n - 1, \quad (4.78)$$

где ΔC_n определяется из (4.73) — (4.75).

По вычисленным на нижней частоте диапазона f_{\min} значениям C_n и C_2 можно определить $C_{нач}$ и C_{\sim} :

$$C_{нач} = \frac{C_2}{K_d^2 \left(1 + \frac{C_2}{C_1} \right) - 1}; \quad (4.79)$$

$$C_{\sim} = C_1 - C_{нач}. \quad (4.80)$$

Полезная мощность, выделяемая в нагрузку,

$$P_{вх} = \frac{U_{вх}^2}{R_{вх}} = E^2 h^2 \frac{\omega^2 M^2}{R_A^2 + \omega^2 L_{св}^2} \frac{\Delta R_n}{(r_k + \Delta R_A + \Delta R_n)^2}.$$

Выражая значения сопротивлений через собственную и рабочую полосы, получим:

$$P_{вх} = P_{\max} \left(1 - \frac{2\Delta F_k}{\Delta F} \right) \frac{1}{1 + \left(\frac{1}{2} \frac{\Delta F}{\kappa^2 f} \right)^2}, \quad (4.81)$$

$$K_E = \frac{U_{вх}}{E} = K_{E\max} \sqrt{\frac{1 - \frac{2\Delta F_k}{\Delta F}}{1 + \left(\frac{1}{2} \frac{\Delta F}{\kappa^2 f} \right)^2}} \quad (4.82)$$

где

$$P_{\max} = \frac{E^2 h^2}{4R_A}; \quad (4.83)$$

$P_{\text{макс}}$ — максимальная мощность, которую антенна может отдать нагрузке;

$$K_{E_{\text{макс}}} = \frac{h}{2} \sqrt{\frac{R_{\text{вх}}}{R_A}} \quad (4.84)$$

при $\Delta F_K = 0$ ($Q_K = \infty$).

4.3.2. Узкополосная цепь с внутренней ненастроенной антенной

Как показано в разд. 3.8.2, импеданс встроенного несимметричного вибратора аппроксимируется цепочкой последовательно соединенных элементов L'_a, C_a, R'_A . Для согласования этой антенны с транзистором пригодна та же схема входной цепи, что и при работе на фидерную линию (см. рис. 4.11). Однако в этом случае можно не устранять реактивную составляющую контурного тока в антенной цепи. При этом условия согласования колебательного контура с антенной и транзистором формулируются следующим образом [20]:

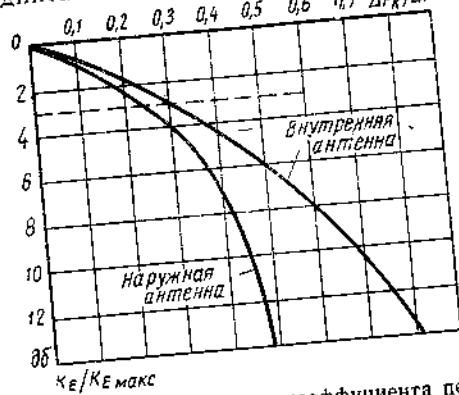


Рис. 4.12. Зависимость коэффициента передачи по полю от относительной полосы пропускания

а) реактивная составляющая импеданса колебательного контура должна быть равна нулю;

б) сопротивление, вносимое в контур из цепи антенны ΔR_A и транзистора ΔR_H , должно быть

$$\Delta R_A = \Delta R_H = \frac{r_k}{2} \left(\frac{\Delta F}{\Delta F_K} - 1 \right). \quad (4.85)$$

При выполнении этих условий мощность, развиваемая в нагрузке, и коэффициент передачи по полю определяются соотношениями:

$$P_{\text{вх}} = P_{\text{макс}} \left(1 - \frac{\Delta F_K}{\Delta F} \right)^2; \quad (4.86)$$

$$K_E = K_{E_{\text{макс}}} \left(1 - \frac{\Delta F_K}{\Delta F} \right); \quad (4.87)$$

$$P_{\text{макс}} = \frac{E^2 h^2}{4 R_A}; \quad (4.88)$$

$$K_{E_{\text{макс}}} = \frac{h}{2} \sqrt{\frac{R_{\text{вх}}}{R_A}}. \quad (4.89)$$

На рис. 4.12 представлены зависимости $\frac{K_E}{K_{E_{\text{макс}}}} = f\left(\frac{\Delta F_K}{\Delta F}\right)$

объем рассмотренных схем связи антенны со входной цепью с помощью фидерной линии для внешней настроенной антенны (4.82) и непосредственно для внутренней ненастроенной антенны (4.87) (множитель $\frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{1}{2} \frac{\Delta F}{k^2 f}\right)^2}}$ принимается равным 1).

Видно, что при одном и том же коэффициенте передачи входная цепь с фидерной линией отличается значительно меньшей селективностью. Так, при $K_E / K_{E_{\text{макс}}} = -6 \text{ дБ}$, рабочая полоса преселектора, возбуждаемого внешней антенной, в 1,35 раза шире полосы преселектора, работающего от встроенной антенны. Таким образом, режим бегущей волны в фидерной линии достигается ухудшением селективности входной цепи.

Используя (4.85) и (4.75) и задаваясь индуктивностью контура L_K и коэффициентом связи k , находим:

$$C_2 = \frac{1}{\omega R_{\text{вх}}} \sqrt{\frac{R_{\text{вх}}}{\pi (\Delta F - \Delta F_K) L_K} - 1}; \quad (4.90)$$

$$\frac{\omega L_{\text{св}}}{R_A} = \left(\frac{k^2 f}{\Delta F - \Delta F_K} - Q_A \right) \left[1 - \sqrt{1 - \frac{1 + Q_A^2}{\left(\frac{k^2 f}{\Delta F - \Delta F_K} - Q_A \right)^2}} \right], \quad (4.91)$$

$$Q_A = \frac{\omega L_A - \frac{1}{\omega C_A}}{R_A} \quad (4.92)$$

— добротность антенны.

Емкость C_1 определяется из условия резонанса контура:

$$\omega L_K - \frac{1}{\omega C_1} + \Delta X_A + \Delta X_H = 0,$$

$$\Delta X_A = - \frac{\omega^2 M^2}{X_A^2 + R_A^2} X_A = - \frac{\Delta R_A}{R_A} X_A; \quad (4.93)$$

$$\frac{X_A}{R_A} = \frac{\omega L_{\text{св}}}{R_A} + Q_A;$$

$$\Delta X_H = - \frac{1}{\omega \Delta C_H};$$

$$\Delta C_H = C_2 \left(1 + \frac{1}{1 + \omega^2 C_2^2 R_{\text{вх}}^2} \right).$$

Разрешая (4.93) относительно C_1 находим

$$\frac{\Delta C_H}{C_1} = \omega^2 L_K \Delta C_H \left[1 - \frac{\Delta F - \Delta F_K}{2f} \left(\frac{\omega L_{\text{св}}}{R_A} + Q_A \right) \right] - 1 \approx \omega^2 L_K \Delta C_H - 1.$$

Значения $C_{\text{нач}}$ и C_{\sim} определяются выражениями (4.79), (4.80).

4.3.3. Узкополосная цепь с внутренней настроенной антенной

Для работы от встроенного симметричного вибратора, импеданс которого на средней частоте диапазона активен (R_A), используется схема входной цепи рис. 4.11. Так как эта антенна — частный случай рассмотренной выше несимметричной антенны, то все расчетные формулы, полученные в разд. 4.3.2, полностью применимы для рассматриваемого типа системы при значении $Q_A=0$ ($L_A=C_A=0$).

4.3.4. Универсальная широкополосная цепь

Использование трансформаторного звена типа III_2 , согласованного по характеристическому сопротивлению, позволяет создать универсальную неперестраиваемую входную цепь, перекрывающую весь диапазон УКВ ЧМ вещания и пригодную для работы как от внешней, так и от внутренней настроенной или ненастроенной антенны. Такой фильтр при том же числе элементов, что и у схемы рис. 4.11, обеспечивает, кроме того, значительно большее подавление мешающих сигналов. Принципиальная схема входной цепи с трансформаторным звеном приведена на рис. 4.13. Формулы для расчета элементов этой схемы приведены в табл. 7.1.

Применительно к отечественному диапазону ЧМ вещания, для которого $\frac{f_2-f_1}{f_0} \ll 1$, они приводятся к виду

$$\left. \begin{aligned} L_{II} &= \frac{R_A}{2\pi(f_2-f_1)} \\ L_B &= n^2 L_{II} \\ C_I &= \frac{\kappa}{2\pi f_0 R_A} \\ C_{II} &= \frac{C_I}{n^2} \\ n &= \sqrt{\frac{R_{BK}}{R_A}} \end{aligned} \right\} (4.95)$$

При изготовлении трансформатора индуктивность вторичной обмотки L_B должна быть уменьшена на величину вносимой индуктивности из цепи транзистора (ΔL_B):

$$\Delta L_B = \frac{L_{BK} R_{BK}^2}{R_{BK}^2 + \omega^2 L_{BK}^2} \approx L_{BK} (4.96)$$

Соответственно должен быть увеличен коэффициент связи между обмотками до величины κ' :

$$\kappa' = \kappa \sqrt{\frac{L_B}{L_B - \Delta L_B}} (4.97)$$

Следует отметить, что схема (рис. 4.13), обладая минимальным числом элементов, имеет в то же время существенный технологический недостаток, связанный с необходимостью обеспечения расчетного значения магнитной связи между обмотками трансформатора. Поэтому при работе от встроенной антенны, когда не нужен симметрирующий трансформатор, может оказаться целесообразным

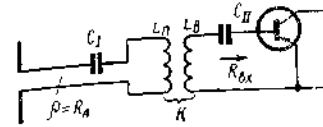


Рис. 4.13. Схема широкополосной цепи с трансформаторной связью элементов контура

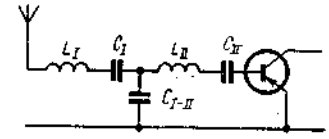


Рис. 4.14. Схема широкополосной цепи с внутриемкостной связью элементов контура

ным применение звена типа III_1 с внутриемкостной связью (рис. 4.14), расчет элементов которого приведен в табл. 7.1.

Для отечественного диапазона ЧМ вещания могут быть использованы ф-лы (4.95) при условии замены L_n и L_B на L_I и L_{II} , а в выражении для C_I — величины коэффициента связи κ следующей формулой:

$$\kappa = \frac{i}{\frac{f_0}{f_2-f_1} - n} (4.98)$$

При этом емкость C_{I-II} равна:

$$C_{I-II} = C_I \frac{f_0}{n(f_2-f_1)} - 1 (4.99)$$

Характеристики усиления и селективности входной цепи определяются соотношениями, полученными в разд. 7.3.2. В частности, коэффициент передачи по полю можно вычислить по ф-ле (7.2), введя в нее величину действующей высоты антенны h и произведя соответствующую подстановку значений параметров

$$|Y_{21}| \rightarrow \frac{1}{R_A}, \quad \frac{W_K}{W_0} = \frac{R_A}{R_{BK}}$$

$$g_0 + g_{11cl} = \frac{1}{R_{BK}}, \quad K_u \rightarrow K_E, \quad \beta_K \rightarrow \beta_A;$$

$$g_K + g_{22} = \frac{1}{R_A}, \quad W_K \rightarrow R_A, \quad W_0 = R_{BK};$$

$$\ln K_E = \ln \left[\frac{h}{2} \sqrt{\frac{R_{BK}}{R_A}} \right] - \beta_0 - \beta_A - \beta_0 + \ln 4 (4.100)$$

где β_0 , β_A , β_0 — собственное затухание в звене и затухание вследствие его несогласованности с антенной и транзистором соответ-

ственно (β_A и β_B определяются из (7.3) и (7.4). Для средней частоты диапазона $f_{рез}$ $\beta_A = \beta_B = \ln 2$, поэтому

$$|\ln K_E|_{f_{рез}} = \ln \left[\frac{h}{2} \sqrt{\frac{R_{вх}}{R_A}} \right] - \beta_{сф} f_{рез}. \quad (4.10)$$

Пользуясь номограммами (рис. 7.7—7.14), можно вычислить частотную характеристику входной цепи в полосах пропускания и задерживания.

4.4. ДВУХКОНТУРНЫЕ ВХОДНЫЕ ЦЕПИ ДЛЯ ДИАПАЗОНА АМ ВЕЩАНИЯ

4.4.1. Схема преселектора

Одно из основных требований к приемникам повышенного качества — неискаженное воспроизведение частот модуляции. При решении этой задачи возникает трудность, связанная с тем, что в дв и св диапазонах полоса пропускания преселекторов становится соизмеримой с полосой тракта промежуточной частоты. Поэтому

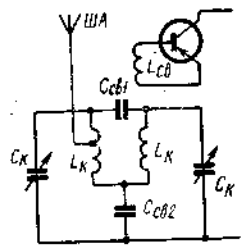


Рис. 4.15. Схема двухконтурного преселектора с двойной емкостной связью

выбор их схемы и расчет элементов должны обеспечивать необходимую полосу пропускания частот ΔF при удовлетворительной эффективности передачи сигнала K_E . Наиболее рационально для указанных приемников использование входных цепей с двумя перестраиваемыми контурами, задающими, по сравнению с одноконтурными преселекторами, более высокий коэффициент $K_E \Delta F$. Как и в случае одноконтурных входных цепей, здесь возможны индуктивная или автотрансформаторная связь антенной. Также возможно применение двой межконтурной связи. Однако, стремясь получить высокое стоянство полосы пропускания во всем диапазоне частот, наиболее целесообразна схема с внешне-и внутреннеемкостной связью между контурами (рис. 4.15). Эта схема и технологически наиболее удобна, так как позволяет элементами связи $C_{св1}$ и $C_{св2}$ легко установить необходимую связь между контурами.

4.4.2. Коэффициент передачи по полю

В отличие от полосового фильтра, используемого для межкадковой связи, в котором оба контура характеризуются близкими значениями рабочей добротности, двухконтурный преселектор представляет систему связанных контуров с резко различными

добротностями. После внесения потерь из цепи транзистора во второй контур ток последнего определяется выражением [12]

$$I_2 = \frac{Eh\eta}{\sqrt{R_1 R_2 [(1 + i\alpha_1)(1 + i\alpha_2) + \eta^2]}}, \quad (4.102)$$

где

$$\alpha_1 = Q_1 \left(\frac{f}{f_{рез}} - \frac{f_{рез}}{f} \right); \quad (4.103)$$

Q_1 — рабочая добротность первого контура с учетом потерь, вносимых из антенной цепи;

$$\alpha_2 = Q_2 \left(\frac{f}{f_{рез}} - \frac{f_{рез}}{f} \right); \quad (4.104)$$

Q_2 — рабочая добротность второго контура с учетом потерь, вносимых из цепи транзистора.

$$\eta = \kappa_{12} \sqrt{Q_1 Q_2} \quad (4.105)$$

— параметр связи;

$$\kappa_{12} = \frac{C_{св1}}{C_k} + \frac{C_k}{C_{св2}} \quad (4.106)$$

— коэффициент связи между контурами.

Мощность, выделяемая в нагрузку,

$$P_{вх} = |I_2|^2 \Delta R_H = \frac{U_{вх}^2}{R_{вх}},$$

где ΔR_H — сопротивление, вносимое во второй контур из цепи нагрузки.

Подставляя из (4.102) и (4.14) значения I_2 и ΔR_H и вводя следующие обозначения, получим

$$K_E = \frac{U_{вх}}{E} = \frac{hX_{св}\eta\bar{Q}}{\omega L_k \sqrt{1 + \eta^2 - X^2} + 4q^2 X^3}, \quad (4.107)$$

где

$$\bar{Q} = \sqrt{Q_1 Q_2} \quad (4.108)$$

— среднегеометрическое значение рабочей добротности фильтра;

$$q = \frac{Q_0}{Q} \quad (4.109)$$

— параметр, определяющий взаимное отличие добротности контуров;

$$Q_0 = \frac{Q_1 + Q_2}{2} \quad (4.110)$$

— среднее арифметическое значение рабочей добротности фильтра;

$$X = \bar{Q} \left(\frac{f}{f_{рез}} - \frac{f_{рез}}{f} \right) \quad (4.111)$$

$$X = \bar{Q} \left(\frac{f}{f_{\text{рез}}} - \frac{f_{\text{рез}}}{f} \right) - \text{среднегеометрическое значение расстройки контура}; \quad X_{\text{св}} = \omega M. \quad (4.112)$$

При резонансе ($X=0$), $K_E = K_{E \text{ рез}}$

$$K_{E \text{ рез}} = \left[\frac{h X_{\text{св}}}{\omega L_k} \frac{\eta}{1 + \eta^2} \bar{Q} \right]_{\omega = \omega_{\text{рез}}} \quad (4.113)$$

4.4.3. Рабочая полоса двухконтурного фильтра

Характеристика селективности нагруженного полосового фильтра при малых расстройках определяется уравнением

$$Y = \frac{K_E}{K_{E \text{ рез}}} = \frac{1 + \eta^2}{\sqrt{(1 + \eta^2 - X^2)^2 + 4q^2 X^2}} \quad (4.114)$$

При $q=1$ ($\bar{Q}=Q_0$) уравнение для K_E совпадает с выражением для полосового фильтра с равными добротностями контуров. Так же как и для последнего, граничное значение $\eta_{\text{гр}}$, разделяющее однокорбную и двугорбую кривые селективности, определяется при значении $Y=1$:

$$\eta_{\text{гр}} = \sqrt{2q^2 - 1}. \quad (4.115)$$

Дифференцируя (4.114) и приравнявая производную $\frac{\partial Y}{\partial X} = 0$,

найдем значения расстройки X , при которых $Y = Y_{\text{макс}}$

$$X(1 + \eta^2 - X^2 - 2q^2) = 0.$$

Отсюда: а) $X_1 = 0$, $(Y_{\text{макс}})_{X_1} = 1$ при $\eta \leq \eta_{\text{гр}}$; (4.116)

б) $X_{2,3} = \pm \sqrt{1 + \eta^2 - 2q^2}$; $(Y_{\text{макс}})_{X_{2,3}} = \frac{1 + \eta^2}{2q \sqrt{1 + \eta^2 - 2q^2}}$ при $\eta \geq \eta_{\text{гр}}$ (4.117)

Для частот, лежащих в полосе пропускания фильтра, соотношение для X (4.111) может быть упрощено:

$$X = \frac{\Delta F}{f_{\text{рез}}} \bar{Q}.$$

Подставляя это значение X в (4.114), получим

$$Y = Y_{\text{мин}} = \frac{1 + \eta^2}{\sqrt{\left(1 + \eta^2 - \frac{\Delta F^2}{f_{\text{рез}}^2} \bar{Q}^2\right)^2 + \left(\frac{2q \Delta F}{f_{\text{рез}}} \bar{Q}\right)^2}} \quad (4.118)$$

Для произвольного уровня отсчета полосы $\frac{Y_{\text{мин}}}{Y_{\text{макс}}}$ из выражения

(4.116) — (4.118) находим:

$$\frac{Y_{\text{мин}}}{Y_{\text{макс}}} = \frac{1 + \eta^2}{\sqrt{\left(1 + \eta^2 - \frac{\Delta F^2}{f_{\text{рез}}^2} \bar{Q}^2\right)^2 + \left(\frac{2q \Delta F}{f_{\text{рез}}} \bar{Q}\right)^2}} \quad (4.119)$$

для $\eta \leq \eta_{\text{гр}}$:

$$\frac{Y_{\text{мин}}}{Y_{\text{макс}}} = \frac{2q \sqrt{1 + \eta^2 - q^2}}{\sqrt{\left(1 + \eta^2 - \frac{\Delta F^2}{f_{\text{рез}}^2} \bar{Q}^2\right)^2 + \left(\frac{2q \Delta F}{f_{\text{рез}}} \bar{Q}\right)^2}} \quad (4.120)$$

для $\eta \geq \eta_{\text{гр}}$.

Для уровня $\frac{Y_{\text{мин}}}{Y_{\text{макс}}} = -3 \text{ дБ}$ значение рабочей полосы частот ΔF определяется формулой

$$\Delta F = \frac{f_{\text{рез}}}{Q} \varphi(\eta, q) \quad (4.121)$$

где

$$\varphi(\eta, q) = \sqrt{(1 + \eta^2 - 2q^2) + \sqrt{(1 + \eta^2 - 2q^2)^2 + (1 + \eta^2)^2}} \quad (4.122)$$

— для однокорбых кривых при $\eta \leq \eta_{\text{гр}}$;

$$\varphi(\eta, q) = \sqrt{(1 + \eta^2 - 2q^2) + 2q \sqrt{1 + \eta^2 - q^2}} \quad (4.123)$$

— для двугорбых кривых при $\eta \geq \eta_{\text{гр}}$;

$$\varphi(\eta, q) = q \sqrt{2} = \sqrt{\eta_{\text{гр}}^2 - 1} \quad (4.124)$$

при $\eta = \eta_{\text{гр}} = \sqrt{2q^2 - 1}$.

Зависимости $\varphi(\eta, q)$, характеризующие степень изменения полосы пропускания нагруженного полосового фильтра по сравнению с одиночным контуром со значением добротности $Q = \bar{Q}$ приведены на рис. 4.16.

Для определения величины затухания сигнала на любой частоте полосы задерживания потерями в обмотках контуров и катушке связи с транзистором можно пренебречь ввиду их малости по сравнению с потерями в реактивных элементах. В этом случае можно показать, что выражение

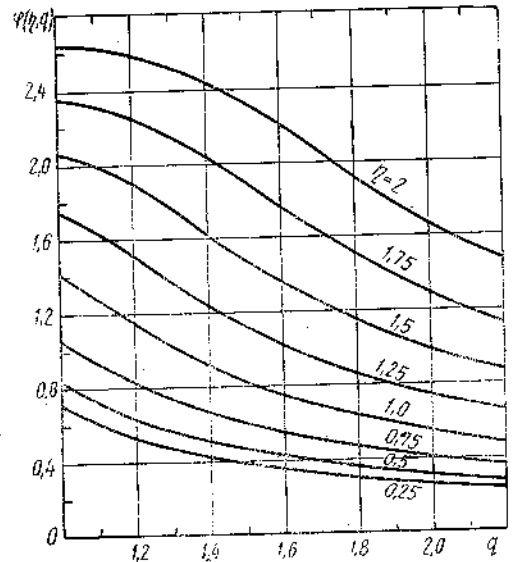


Рис. 4.16. Зависимость относительной рабочей полосы преселектора от параметра связи и добротностей контуров

X =

(4.107) принимает вид

$$K_E = \frac{h\kappa_{12}^2 p^2 \kappa p}{\sqrt{\left[1 - \frac{\omega^2}{\omega_{вх}^2} (1 - \kappa^2 P)\right]^2 + \frac{\omega^2 L_{св}^2}{R_{вх}^2} (1 - \kappa^2 P)}}$$

при $\kappa_{12}^2 P^2 \ll 1$,

где

$$P = \frac{\omega^2}{\omega^2 - \omega_k^2}; \quad \omega_k = \frac{1}{\sqrt{L_k C_k}}; \quad \omega_{вх} = \frac{1}{\sqrt{L_{св} C_{св}}}$$

X
гра

П
для
же
одно
знач

Д
найд

О

б) X₂

Д
ние

П

Д

112

$$\psi\left(\frac{f_{рез}}{f_{пч}}\right) = \frac{f_{рез}}{f_{пч}} \cdot \frac{\left(1 + \frac{f_{рез}}{f_{пч}}\right)^2}{\left(1 + \frac{f_{рез}}{2f_{пч}}\right)^4};$$

жужеточная частота приемника.
юсть $\psi\left(\frac{f_{рез}}{f_{пч}}\right)$ приведена на рис. 4.17.

4.4.4. Расчет элементов связи

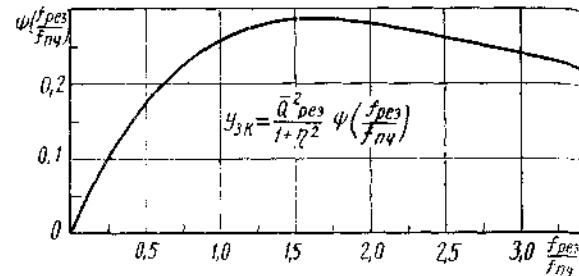


Рис. 4.17. Функция полосового фильтра, определяющая затухание зеркального канала в диапазонах длинных и средних волн

обства настройки преселектора элементы связи должны аны так, чтобы во всем диапазоне рабочих частот критивности не имела существенной двугорбости при однообеспечении связи, близкой к критической. Это достигнутом на нижней частоте диапазона $f_{мин}$ значения фак- $\eta = \eta_{гр}$. Тогда на верхней частоте диапазона $f_{макс}$ несколько ниже $\eta_{гр}$. Из (4.121) и (4.124) при $\eta = \eta_{гр}$

$$\Delta F = \left(\frac{f}{Q} q \sqrt{2}\right) f_{мин} \quad (4.125)$$

отношение $\frac{q}{Q}$.

Тогда с учетом (4.113) относительное затухание н определится выражением

$$Y = \frac{K_{Eрез}}{K_E} = \frac{f_{рез}}{f(1 + \eta^2)} \bar{Q}_{fрез}^2 \left(1 - \frac{\omega_k^2}{\omega^2}\right)^2 \times \sqrt{\left[1 - \frac{\omega^2}{\omega_{вх}^2} (1 - \kappa^2 P)\right]^2 + \frac{\omega^2 L_{св}^2}{R_{вх}^2} (1 - \kappa^2 P)^2}$$

В диапазонах дз и св с достаточной для инженерн точностью можно пользоваться следующей упроще лой, определяющей затухание на частоте зеркального

$$Y_{зк} = \frac{f_{рез}}{f_{зерк}} \left(1 - \frac{f_{рез}^2}{f_{зерк}^2}\right)^2 \frac{\bar{Q}_{fрез}^2}{1 + \eta^2}$$

Это выражение может быть приведено к виду

$$Y_{зк} = \frac{\bar{Q}_{рез}^2}{1 + \eta^2} \psi\left(\frac{f_{рез}}{f_{пч}}\right),$$

ась (4.108), (4.109) и учитывая, что

$$Q_2 \approx \frac{\omega L_k}{R_{2к} + \frac{X_{св}^2}{R_{вх}}} = \frac{Q_{2к}}{1 + \frac{\kappa^2 \omega L_{св} Q_{2к}}{R_{вх}}}$$

$$Q_0 = \frac{Q_{0к} + \frac{\kappa^2 \omega L_{св}}{2R_{вх}} \bar{Q}_k^2}{1 + \frac{\kappa^2 \omega L_{св} Q_{2к}}{R_{вх}}}; \quad (4.126)$$

$$\bar{Q} = \frac{\bar{Q}_k}{\sqrt{1 + \frac{\kappa^2 \omega L_{св} Q_{2к}}{R_{вх}}}}; \quad (4.127)$$

$$q = \frac{q_k + \frac{\kappa^2 \omega L_{св} \bar{Q}_{2к}}{2R_{вх}}}{\sqrt{1 + \frac{\kappa^2 \omega L_{св} Q_{2к}}{R_{вх}}}} = q_k \frac{\bar{Q}}{Q_k} + \frac{\bar{Q}}{2Q_{2к}} \left(\frac{Q_k^2}{\bar{Q}^2} - 1\right), \quad (4.128)$$

$$Q_{0к} = \frac{Q_{1к} + Q_{2к}}{2}; \quad (4.129)$$

114

115

(4.107) принимает вид

$$K_E = \frac{h\kappa_{12}^2 P^2 \kappa \eta}{\sqrt{\left[1 - \frac{\omega^2}{\omega_{вх}^2} (1 - \kappa^2 P)\right]^2 + \frac{\omega^2 L_{св}^2}{R_{вх}^2} (1 - \kappa^2 P)^2}}$$

при $\kappa^2 P^2 \ll 1$,

где

$$P = \frac{\omega^2}{\omega^2 - \omega_K^2}; \quad \omega_K = \frac{1}{\sqrt{L_K C_K}}; \quad \omega_{вх} = \frac{1}{\sqrt{L_{св} C_{вх}}}$$

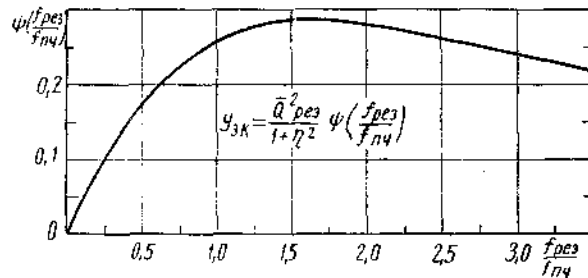


Рис. 4.17. Функция полосового фильтра, определяющая затухание зеркального канала в диапазонах длинных и средних волн

Тогда с учетом (4.113) относительное затухание на частоте определится выражением

$$Y = \frac{K_{E_{рез}}}{K_E} = \frac{f_{рез}}{f(1 + \eta^2)} \bar{Q}_{f_{рез}}^2 \left(1 - \frac{\omega_K^2}{\omega^2}\right)^2 \times \sqrt{\left[1 - \frac{\omega^2}{\omega_{вх}^2} (1 - \kappa^2 P)\right]^2 + \frac{\omega^2 L_{св}^2}{R_{вх}^2} (1 - \kappa^2 P)^2}$$

В диапазонах дв и св с достаточной для инженерной практики точностью можно пользоваться следующей упрощенной формулой, определяющей затухание на частоте зеркального канала

$$Y_{зк} = \frac{f_{рез}}{f_{зерк}} \left(1 - \frac{f_{рез}^2}{f_{зерк}^2}\right)^2 \frac{\bar{Q}_{f_{рез}}^2}{1 + \eta^2}$$

Это выражение может быть приведено к виду

$$Y_{зк} = \frac{\bar{Q}_{рез}^2}{1 + \eta^2} \psi\left(\frac{f_{рез}}{f_{пч}}\right),$$

где

$$\psi\left(\frac{f_{рез}}{f_{пч}}\right) = \frac{f_{рез}}{f_{пч}} \cdot \frac{\left(1 + \frac{f_{рез}}{f_{пч}}\right)^2}{f_{рез} + 2 \left(1 + \frac{f_{рез}}{2f_{пч}}\right)^4}$$

$f_{пч}$ — промежуточная частота приемника.

Зависимость $\psi\left(\frac{f_{рез}}{f_{пч}}\right)$ приведена на рис. 4.17.

4.4.4. Расчет элементов связи

Для удобства настройки преселектора элементы связи должны быть выбраны так, чтобы во всем диапазоне рабочих частот кривая селективности не имела существенной двугорбости при одновременном обеспечении связи, близкой к критической. Это достигается выбором на нижней частоте диапазона $f_{мин}$ значения фактора связи $\eta = \eta_{гр}$. Тогда на верхней частоте диапазона $f_{макс}$ $\eta_{мин}$ будет несколько ниже $\eta_{гр}$. Из (4.121) и (4.124) при $\eta = \eta_{гр}$ имеем

$$\Delta F = \left(\frac{f}{Q} q \sqrt{2}\right)_{f_{мин}} \quad (4.125)$$

Найдем отношение $\frac{q}{Q}$.

Пользуясь (4.108), (4.109) и учитывая, что

$$Q_2 \approx \frac{\omega L_K}{R_{2к} + \frac{X_{св}^2}{R_{вх}}} = \frac{Q_{2к}}{1 + \frac{\kappa^2 \omega L_{св} Q_{2к}}{R_{вх}}}$$

находим

$$Q_0 = \frac{Q_{0к} + \frac{\kappa^2 \omega L_{св}}{2R_{вх}} \bar{Q}_K^2}{1 + \frac{\kappa^2 \omega L_{св} Q_{2к}}{R_{вх}}}; \quad (4.126)$$

$$\bar{Q} = \frac{\bar{Q}_K}{\sqrt{1 + \frac{\kappa^2 \omega L_{св} Q_{2к}}{R_{вх}}}}; \quad (4.127)$$

$$q = \frac{q_K + \frac{\kappa^2 \omega L_{св} \bar{Q}_{2к}}{2R_{вх}}}{\sqrt{1 + \frac{\kappa^2 \omega L_{св} Q_{2к}}{R_{вх}}}} = q_K \frac{\bar{Q}}{\bar{Q}_K} + \frac{\bar{Q}}{2Q_{2к}} \left(\frac{\bar{Q}_K^2}{\bar{Q}^2} - 1\right), \quad (4.128)$$

где

$$Q_{0к} = \frac{Q_{1к} + Q_{2к}}{2}; \quad (4.129)$$

$$\bar{Q}_k = \sqrt{Q_{1k} Q_{2k}}; \quad (4.13)$$

$$q_k = \frac{Q_{0k}}{\bar{Q}_k}. \quad (4.13)$$

Подставляя значения q и \bar{Q} в (4.125) и решая относительно $L_{св}$, находим

$$L_{св} = \left[\left(\frac{\Delta F}{f \sqrt{2}} - \frac{Q_{0k}}{\bar{Q}_k^2} \right) \frac{2R_{вх}}{k^2 \omega} \right]_{\omega_{мин}}. \quad (4.132)$$

При $\omega = \omega_{мин}$ величина $q = q_{\omega_{мин}}$:

$$q_{\omega_{мин}} = \frac{\Delta F}{f_{мин}} \sqrt{\frac{Q_{1k}}{2 \left(\frac{\Delta F}{f} \sqrt{2} - \frac{1}{Q_{1k}} \right) f_{мин}}}; \quad (4.133)$$

$$\eta_{\omega_{мин}} = \sqrt{2q_{\omega_{мин}}^2 - 1}; \quad (4.134)$$

Что касается параметра связи на верхней частоте диапазона $\eta_{\omega_{макс}}$, то исходные условия для его расчета определяются качеством преселектора:

а) Элементы преселектора (LC) обладают высокой температурной устойчивостью и стабильностью. В этом случае $\eta_{\omega_{макс}}$ определяется из условия абсолютного постоянства полосы — $\Delta F_{\omega_{макс}} = \Delta F_{\omega_{мин}} = \Delta F$. Вычисляя значение $q_{\omega_{макс}}$ из (4.128) и подставляя в (4.121), находим

$$\varphi(\eta, q)_{\omega_{макс}} = \frac{\bar{Q}_{\omega_{макс}}}{f_{макс}} \Delta F = \frac{\bar{Q}_{\omega_{макс}}}{K_d \bar{Q}_{\omega_{мин}}} \varphi_{\omega_{мин}}. \quad (4.135)$$

По найденному $\varphi(\eta, q)_{\omega_{макс}}$ с помощью кривых (рис. 4.16) находим $\eta_{\omega_{макс}}$.

б) Элементы преселектора отличаются невысокой температурной устойчивостью. Для этого случая целесообразно принять условие относительного постоянства полосы пропускания:

$$\left. \begin{aligned} \frac{\Delta F_{\omega_{макс}}}{f_{макс}} &= \frac{\Delta F_{\omega_{мин}}}{f_{мин}} \\ \Delta F_{\omega_{макс}} &= K_d \Delta F_{\omega_{мин}} \end{aligned} \right\}; \quad (4.136)$$

$$\varphi(\eta, q)_{\omega_{макс}} = \frac{\Delta F_{\omega_{мин}}}{f_{мин}} \bar{Q}_{\omega_{макс}} = \frac{\bar{Q}_{\omega_{макс}}}{\bar{Q}_{\omega_{мин}}} \varphi_{\omega_{мин}}. \quad (4.137)$$

Из рис. 4.16 находим $\eta_{\omega_{макс}}$.

Зная $\eta_{\omega_{макс}}$ и $\eta_{\omega_{мин}}$, мы можем, пользуясь (4.105) и (4.106),

определить элементы связи контуров $C_{св1}$ и $C_{св2}$:

$$\eta_{\omega_{мин}} = \bar{Q}_{\omega_{мин}} \left(\frac{C_{св1}}{C_{кмакс}} + \frac{C_{кмакс}}{C_{св2}} \right);$$

$$\eta_{\omega_{макс}} = \bar{Q}_{\omega_{макс}} \left(\frac{C_{св1}}{C_{кмин}} + \frac{C_{кмин}}{C_{св2}} \right),$$

отсюда

$$C_{св1} = \frac{K_d^2}{K_d^4 - 1} \left(K_d^2 \frac{\eta_{\omega_{макс}}}{\bar{Q}_{\omega_{макс}}} - \frac{\eta_{\omega_{мин}}}{\bar{Q}_{\omega_{мин}}} \right) C_{мин}; \quad (4.138)$$

$$C_{св2} = \frac{(K_d^4 - 1) C_{мин}}{K_d^2 \frac{\eta_{\omega_{мин}}}{\bar{Q}_{\omega_{мин}}} - \frac{\eta_{\omega_{макс}}}{\bar{Q}_{\omega_{макс}}}}. \quad (4.139)$$

4.5. ЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ НАСТРОЙКИ ПРИЕМНИКА

4.5.1. Понятие о неравномерности шкалы настройки

В приемниках АМ для перестройки частоты используются преимущественно прямочастотные и прямоемкостные переменные конденсаторы. Так как форма пластин рассчитывается для диапазона частот с максимальным перекрытием по частоте $K_{дмакс}$, то ясно, что для других диапазонов приемника, имеющих значения $K_{д} < K_{дмакс}$, частотная характеристика настройки будет неравномерной даже при использовании прямочастотной формы конденсатора настройки. Неравномерность характеристики настройки можно оценить параметром ζ , определяемым отношением плотности делений шкалы в начале ее и в конце [13]:

$$\zeta = \frac{(df/d\alpha)_{\alpha_{макс}}}{(df/d\alpha)_{\alpha_{мин}}}, \quad (4.140)$$

где α — угол поворота блока переменных конденсаторов (в нашем рассмотрении полагаем, что при $\alpha = 0^\circ$ емкость блока конденсаторов максимальна, при $\alpha = 180^\circ$ — емкость минимальна);

$\frac{df}{d\alpha}$ — плотность шкалы, характеризуемая изменением частоты при повороте блока конденсаторов на один градус.

Зная для каждой формы блока зависимость его емкости $C(\alpha)$ от угла поворота ротора α , можно, пользуясь (4.140), вычислить плотность делений шкалы в любой точке диапазона.

4.5.2. Неравномерность шкалы в преселекторе с прямочастотным конденсатором

Установим неравномерность шкалы для диапазона с коэффициентом перекрытия по частоте K_d в случае использования прямочастотного блока переменных конденсаторов, форма пластин которых рассчитывалась для диапазона с $K_{d\max} > K_d$.

Перекрытие по частоте можно уменьшить последовательным конденсатором или включенным параллельно переменному конденсатору шунтирующим конденсатором.

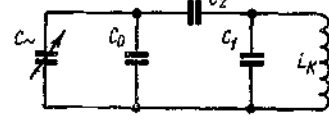


Рис. 4.18. Общая схема преселектора

На рис. 4.18 приведена общая схема контура преселектора, уменьшение перекрытия по частоте в котором осуществляется одновременно последовательной и параллельными емкостями. Пусть прямочастотная форма пластин рассчитана для диапазона с максимальным перекрытием по частоте $K_{d\max}$ и начальной емкостью контура C_0' . Тогда емкость контура определяется соотношением

$$C_\alpha = \frac{K_{d\max}^2 C_0'}{\left(1 + \frac{K_{d\max} - 1}{180} \alpha\right)^2} \quad (4.141)$$

Для рассматриваемого контура с $K_d < K_{d\max}$ зависимость частоты его

$$f(\alpha) = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_K}} \left[C_1 + \frac{(C_\alpha + C_0') C_2}{C_\alpha + C_0' + C_2} \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (4.142)$$

Определяя из этого выражения для двух крайних положений блока ($\alpha = 0$ и $\alpha = 180^\circ$) значения плотностей шкалы $\frac{df}{d\alpha}$, получим на основании (4.140) формулу для коэффициента неравномерности шкалы:

$$\zeta = \left(\frac{K_d}{K_{d\max}} \right)^3 \left(\frac{C_2 + C_0 + C_\infty}{C_2 + C_0} \right)^2 \quad (4.143)$$

где

$$K_d = \frac{C_1 + \frac{C_2(C_0 + C_\infty)}{C_2 + C_0 + C_\infty}}{C_1 + \frac{C_2 C_0}{C_0}} \quad (4.144)$$

$$C_0' = \frac{C_\infty}{K_{d\max}^2 - 1}; \quad (4.145)$$

$$C_0 = C_0' + C_0''; \quad (4.146)$$

C_∞ — полная переменная емкость блока.
Задаваясь C_0 , можно из (4.143) и (4.144) определить значения элементов контура C_1 и C_2 , при которых коэффициент неравномерности $\zeta = 1$:

$$C_2 = \frac{C_\infty}{\left(\frac{K_{d\max}}{K_d}\right)^{\frac{3}{2}} - 1} - C_0'; \quad (4.147)$$

$$C_1 = \frac{C_0}{K_d^2 - 1} \left[\left(\frac{K_d}{K_{d\max}}\right)^{3/2} \left(\frac{C_0 + C_\infty}{C_0}\right) - 1 \right] \left[1 + \frac{C_0}{C_\infty} (1 + K_d^{1/2} K_{d\max}^{3/2}) \right] \quad (4.148)$$

при $\zeta = 1$

при $\zeta = 1$

Рассмотрим некоторые частные случаи:

а) Отсутствует последовательный конденсатор ($C_2 = \infty$). В этом случае, как видно из (4.143), коэффициент неравномерности шкалы

$$\zeta = \left(\frac{K_d}{K_{d\max}} \right)^3 \quad (4.149)$$

$$C_2 = \infty.$$

б) $C_1 = 0$. В этом случае

$$\zeta = \frac{1}{K_d K_{d\max}^3} \left(\frac{C_0 + C_\infty}{C_0} \right)^2; \quad (4.150)$$

$$C_2 = C_0 \frac{(K_d^2 - 1)(C_0 + C_\infty)}{C_\infty - C_0(K_d^2 - 1)}. \quad (4.151)$$

Из этих выражений можно найти значения C_0 и C_2 , при которых $\zeta = 1$:

$$C_0 = \frac{C_\infty}{K_d^{1/2} K_{d\max}^{3/2} - 1}; \quad (4.152)$$

$$C_2 = \frac{C_\infty (K_d^2 - 1)}{(K_d^{1/2} K_{d\max}^{3/2} - 1) \left(1 - \frac{K_d^{3/2}}{K_{d\max}^{3/2}}\right)} = \frac{C_0 (K_d^2 - 1)}{1 - \frac{K_d^{3/2}}{K_{d\max}^{3/2}}}. \quad (4.153)$$

Отметим, что выражение (4.150) при $C_0 = C_0'$ принимает вид

$$\zeta = \frac{K_{d\max}}{K_d} \quad (C_0 = C_0') \quad (4.154)$$

Сравнивая (4.149) и (4.154), видно, что уменьшение перекрытия диапазона с помощью последовательного конденсатора позволяет получить значительно большую равномерность шкалы, а при выборе значения C_2 согласно (4.153) коэффициент неравномерности ξ становится равным единице.

4.5.3. Неравномерность шкалы при использовании прямоемкостного конденсатора

Для прямоемкостного переменного конденсатора зависимость емкости от угла поворота

$$C(\alpha) = C_0 \left(K_{\text{д макс}}^2 - \frac{K_{\text{д макс}}^2 - 1}{180} \alpha \right). \quad (4.155)$$

Подставляя в (4.142) значение $C(\alpha)$ и вычислив согласно (4.140) значения $\frac{df}{d\alpha}$ при $\alpha=0^\circ$ и $\alpha=180^\circ$, получим для ξ применительно к схеме (рис. 4.18)

$$\xi = K_{\text{д}}^3 \left(\frac{C_2 + C_0 + C_\infty}{C_2 + C_0} \right)^2 = K_{\text{д}}^3 \left(1 + \frac{C_\infty}{C_2 + C_0} \right)^2. \quad (4.156)$$

Сопоставляя с (4.143), видно, что неравномерность шкалы при использовании прямоемкостного конденсатора к $K_{\text{д макс}}$ больше, чем прямочастотного.

Из (4.156), кроме того, следует, что никаким подбором элементов нельзя добиться значения $\xi=1$. Минимальное значение $\xi = \xi_{\text{мин}}$ достигается при $C_2 = \infty$. В этом случае

$$\xi_{\text{мин}} = K_{\text{д}}^3. \quad (4.157)$$

Проведенное рассмотрение, которое в несколько иной форме впервые дано в работе [13], позволяет сделать следующие выводы:

— максимальная равномерность шкалы обеспечивается переменным прямочастотным конденсатором;

— уменьшение перекрытия по частоте в преселекторах с прямочастотным конденсатором следует осуществлять последовательным конденсатором, а в преселекторах с прямоемкостным конденсатором параллельным конденсатором C_0 . В этих случаях достигается максимальная равномерность шкалы;

— для преселектора с прямочастотным конденсатором можно получить $\xi=1$ при выборе элементов схемы (рис. 4.18) C_2 и C_1 по заданной C_0 согласно выражениям (4.147) и (4.148) и C_0 , C_2 по ф-лам (4.152) и (4.153) для схемы, в которой $C_1=0$;

— для преселектора с прямоемкостным конденсатором принци-

пально нельзя получить значение $\xi=1$, при этом минимальное значение $\xi_{\text{мин}} = K_{\text{д}}^3$ достигается при $C_2 = \infty$;

— коэффициент неравномерности шкалы ξ для самой общей схемы преселектора (рис. 4.18) определяется значениями C_0 и C_2 и не зависит от величины C_1 .

4.5.4. Особенности расчета элементов преселектора при работе от настроенной рамочной антенны

В случае приема от рамочной антенны индуктивность ее L_p вместе с индуктивным триммером $L_{\text{тр}}$ образует контурную индуктивность преселектора L_K . При этом контур связан с транзистором дополнительной обмоткой, расположенной на этом триммере.

При расчете величины индуктивности триммера следует иметь в виду, что, поскольку он не обладает приемной способностью, то всегда частично теряется энергия сигнала. Поэтому расчет минимально необходимой величины $L_{\text{тр}}$ и ее пределов регулировки должен быть подчинен лишь требованию обеспечения настройки контура при заданных разбросах емкости контура и индуктивности рамки.

Рассмотрим расчет элементов контура для преселекторов с растянутыми и полурастянутыми диапазонами.

Преселектор с растянутыми диапазонами. Ниже будет показано (разд. 4.7), что реальная чувствительность приемника с магнитной (рамочной) антенной определяется отношением $\frac{1}{h} \sqrt{\frac{L_K}{Q_K}}$.

Так как $L_K = \omega^2$, а $h = \omega$, где ω и h — число витков и действующая высота антенны, то $\frac{\sqrt{L_K}}{h} = \text{const}$ при любом числе витков. Это оз-

начает, что изменение числа витков рамочной антенны (при условии постоянства ее добротности) не сказывается на чувствительности приемника. Благодаря этому обстоятельству оказывается возможным выбрать для преселекторов с полностью растянутыми диапазонами простейшую одновитковую рамочную антенну.

Относительная ширина полосы частот, занимаемая каждым растянутым диапазоном, не превышает 3%. Это позволяет настройку контура производить на средней частоте диапазона, пользуясь лишь одним типом триммера — емкостным или индуктивным. В большинстве случаев применение последнего предпочтительнее, учитывая, что он одновременно выполняет функцию элемента связи контура с транзистором.

Пределы регулировки триммера должны позволить настроить контур при заданных разбросах величины контурной емкости (C_K) и индуктивности рамки (L_p).

Введем расчетные формулы для двух случаев включения индуктивного триммера — последовательно и параллельно рамке.

а) Последовательное включение триммера

$$L_{\text{тр}} = L_{\text{к}} - L_{\text{р}}; \quad (4.158)$$

$$|dL_{\text{тр}}| = |dL_{\text{к}}| + |dL_{\text{р}}|;$$

$$\left| \frac{dL_{\text{тр}}}{L_{\text{тр}}} \right| L_{\text{тр}} = \left| \frac{dL_{\text{к}}}{L_{\text{к}}} \right| L_{\text{к}} + \left| \frac{dL_{\text{р}}}{L_{\text{р}}} \right| L_{\text{р}}. \quad (4.159)$$

Введем обозначения:

$$\alpha_{\text{тр}} = \left| \frac{dL_{\text{тр}}}{L_{\text{тр}}} \right| \text{ — пределы регулировки } L_{\text{тр}};$$

$$\alpha_{\text{к}} = \left| \frac{dL_{\text{к}}}{L_{\text{к}}} \right| = \left| \frac{dC_{\text{к}}}{C_{\text{к}}} \right| \text{ — допуск на величину } C_{\text{к}};$$

$$\alpha_{\text{р}} = \left| \frac{dL_{\text{р}}}{L_{\text{р}}} \right| \text{ — технологический разброс } L_{\text{р}}.$$

Тогда из (4.159) имеем

$$\alpha_{\text{тр}} L_{\text{тр}} = \alpha_{\text{к}} L_{\text{к}} + \alpha_{\text{р}} L_{\text{р}}.$$

Отсюда получаем выражение для величины, определяющей необходимые пределы регулировки триммера (относительно его номинального значения):

$$\alpha_{\text{тр}} = \frac{L_{\text{р}}}{L_{\text{к}} - L_{\text{р}}} \left(\alpha_{\text{р}} + \alpha_{\text{к}} \frac{L_{\text{к}}}{L_{\text{р}}} \right). \quad (4.160)$$

б) Параллельное включение триммера

$$L_{\text{к}} = \frac{L_{\text{р}} L_{\text{тр}}}{L_{\text{р}} + L_{\text{тр}}}; \quad (4.161)$$

$$L_{\text{тр}} = \frac{L_{\text{р}} L_{\text{к}}}{L_{\text{р}} - L_{\text{к}}}; \quad (4.162)$$

$$dL_{\text{тр}} = \left(\frac{L_{\text{к}}}{L_{\text{р}} - L_{\text{к}}} \right)^2 |dL_{\text{р}}| + \left(\frac{L_{\text{р}}}{L_{\text{р}} - L_{\text{к}}} \right)^2 |dL_{\text{к}}|;$$

$$\alpha_{\text{тр}} L_{\text{тр}} = \alpha_{\text{р}} \left(\frac{L_{\text{к}}}{L_{\text{р}} - L_{\text{к}}} \right)^2 L_{\text{р}} + \alpha_{\text{к}} \left(\frac{L_{\text{р}}}{L_{\text{р}} - L_{\text{к}}} \right)^2 L_{\text{к}};$$

$$\alpha_{\text{тр}} = \left(\frac{L_{\text{к}}}{L_{\text{р}} - L_{\text{к}}} \right) \left(\alpha_{\text{р}} + \alpha_{\text{к}} \frac{L_{\text{р}}}{L_{\text{к}}} \right). \quad (4.163)$$

Преселектор со сплошным и полурастянутым диапазонами. Для приемника со сплошным диапазоном коротких волн, где полностью используется вся переменная емкость конденсатора C_{\sim} , индуктивность $L_{\text{к}}$ определяется формулой

$$L_{\text{к}} = \frac{K_{\text{д}}^2 - 1}{\omega_{\text{макс}}^2 C_{\sim}}. \quad (4.164)$$

Приемник с полурастянутыми диапазонами характерен некоторой свободой выбора как $L_{\text{к}}$, так и $L_{\text{р}}$. В обоих этих случаях для настройки контура используются триммеры обоих типов, при этом емкостный триммер учитывает разброс начальной емкости схемы, в то время как индуктивный триммер — разброс индуктивности

рамки. Поэтому здесь следует учитывать лишь технологический разброс индуктивности рамки, что дает возможность использовать (4.159) и (4.163) при значении $\alpha_{\text{к}} = 0$. Тогда:

а) для последовательного включения триммера

$$\alpha_{\text{тр}} = \alpha_{\text{р}} \frac{L_{\text{р}}}{L_{\text{к}} - L_{\text{р}}}; \quad (4.165)$$

б) для параллельного включения триммера

$$\alpha_{\text{тр}} = \alpha_{\text{р}} \frac{L_{\text{к}}}{L_{\text{р}} - L_{\text{к}}}. \quad (4.166)$$

Триммер приводит к частичной потере сигнала при последовательном включении из-за уменьшения произведения числа витков на площадь рамки (в выражении для ее действующей высоты), при параллельном включении вследствие шунтирования рамки. Поэтому эквивалентная действующая высота антенны ($h_{\text{д}}$) определяется из выражений:

при последовательном включении триммера

$$h_{\text{д}} = h_0 \sqrt{\frac{L_{\text{р}}}{L_{\text{к}}}}; \quad (4.167)$$

при параллельном включении триммера

$$h_{\text{д}} = h_0 \sqrt{\frac{L_{\text{к}}}{L_{\text{р}}}}, \quad (4.168)$$

где h_0 — действующая высота рамки при отсутствии триммера ($L_{\text{р}} = L_{\text{к}}$).

В заключение определим эквивалентный коэффициент связи контура с нагрузкой при наличии индуктивного триммера. Пользуясь схемами замещения трансформаторов, можно показать, что контуры с параллельным и последовательным триммерами эквивалентны трансформатору, индуктивности первичной и вторичной обмоток которого ($L_{\text{п}}$, $L_{\text{в}}$) и коэффициент связи между ними ($K_{\text{с}}$) определяются из следующих выражений:

последовательный триммер

$$L_{\text{п}} = L_{\text{р}} + L_{\text{тр}} = L_{\text{к}}$$

$$L_{\text{в}} = L_{\text{св}}$$

$$K_{\text{с}} = \frac{\kappa}{\sqrt{1 + L_{\text{р}}/L_{\text{тр}}}}$$

(4.169)

где κ — коэффициент связи между обмотками $L_{\text{тр}}$ и $L_{\text{св}}$;

параллельный триммер

$$L_{\text{п}} = \frac{L_{\text{р}} L_{\text{тр}}}{L_{\text{р}} + L_{\text{тр}}} = L_{\text{к}}$$

$$L_{\text{в}} = L_{\text{св}} \left(1 - \kappa^2 \frac{L_{\text{тр}}}{L_{\text{р}} + L_{\text{тр}}} \right)$$

$$K_{\text{с}} = \frac{\kappa}{\sqrt{1 + \frac{L_{\text{тр}}}{L_{\text{р}}} (1 - \kappa^2)}}$$

(4.170)

Этими значениями K_3 следует пользоваться при вычислении коэффициентов передачи преселекторов с рамочными антеннами (см. разд. 4.2—4.4).

4.6. СЕЛЕКТИВНЫЕ СВОЙСТВА ВХОДНЫХ ЦЕПЕЙ

Как известно, при супергетеродинном приеме помехи воздействуют через симметричный (зеркальный) и побочные каналы приема.

Вызванные нелинейностью преобразователя частоты побочные каналы возникают тогда, когда разность частот между гармониками сигнала (nf_c) и гетеродина (mf_r) образует комбинационную частоту, близкую к промежуточной ($f_{пч}$). Радикальный метод подавления помех дополнительных каналов — увеличение селективности преселектора. Однако при наличии паразитных настроек в преселекторе селективность в отношении какого-либо побочного канала может существенно ухудшиться, как это имеет место, например, в преселекторах с комбинированной связью контура с транзистором. В таких схемах, помимо настройки на частоту полезного сигнала, принципиально имеется паразитная настройка ($f_{пар}$), создаваемая базовой обмоткой контурного трансформатора со входной емкостью транзистора.

Побочные каналы возникают при общем условии:

$$nf_c \pm f_{пч} = mf_r = m(f_c + f_{гг}).$$

Отсюда при значении $nf_c = f_{пар}$ можно определить частоты настройки преселектора (f_c), вблизи которых наиболее вероятно интенсивное проявление интерференционной помехи:

$$\left. \begin{aligned} f_c &= \frac{f_{пар} - f_{пч}(m-1)}{m} \text{ — для гармоник гетеродина} \\ m &= 2, 3 \dots < \frac{f_{пар}}{f_{пч}} + 1; \\ f_c &= \frac{f_{пар} - f_{пч}(m+1)}{m} \text{ — для гармоник гетеродина} \\ m &= 2, 3 \dots < \frac{f_{пар}}{f_{пч}} - 1. \end{aligned} \right\} (4.17)$$

Ниже для наиболее распространенных схем преселекторов будут получены общие выражения, определяющие частоту паразитной настройки $f_{пар}$ и величину относительного подавления мешающего сигнала любой частоты, лежащей вне пределов полосы пропускания преселектора. Произведя затем дальнейшее упрощение применительно к частным случаям, получим наиболее важные для практики формулы расчета относительного подавления зеркальных помех и сигнала на частоте $f_{пар}$.

4.6.1. Частотная зависимость затухания мешающего сигнала в одноконтурном преселекторе

Рассмотрим общий случай преселектора с ферритовой антенной при комбинированной связи контура с транзистором (рис. 4.3). Эквивалентная схема (рис. 4.19) представляет связанную трехконтурную цепь.

Воспользовавшись методом контурных токов, можно написать выражение для тока в базовой цепи транзистора: $I_3 = \frac{\Delta_3}{\Delta}$, где Δ —

определитель матрицы сопротивлений; Δ_3 — определитель, получаемый из Δ после замены в нем третьего столбца сопротивлений задающими напряжениями:

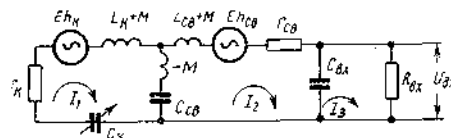


Рис. 4.19. Эквивалентная схема комбинированной связи контура ферритовой антенны с транзистором

$$\Delta = \begin{array}{c|ccc} & 1 & 2 & 3 \\ \hline 1 & Z_{11} & iX_{CB} & 0 \\ \hline 2 & iX_{CB} & Z_{22} & iX_{BX} \\ \hline 3 & 0 & iX_{BX} & Z_{33} \end{array}$$

$$\Delta_3 = \begin{array}{c|ccc} & 1 & 2 & 3 \\ \hline 1 & Z_{11} & iX_{CB} & E*H_k \\ \hline 2 & iX_{CB} & Z_{22} & E*H_{CB} \\ \hline 3 & 0 & iX_{BX} & 0 \end{array}$$

Z_{11} , Z_{22} и Z_{33} — импедансы контуров.
Напряжение на входе транзистора

$$U_{BX} = I_3 R_{BX} = \frac{\Delta_3}{\Delta} R_{BX}.$$

Отсюда коэффициент передачи по полю для помехи $K_{ЕП}$:

$$|K_{ЕП}| = \frac{U_{BX}}{E} = \left| \frac{\Delta_3}{\Delta} \right| \frac{R_{BX}}{E}.$$

После вычисления определителей и выполнения допустимых упрощений получаем следующее общее выражение для $K_{\text{ЕП}}$:

$$K_{\text{ЕП}} = \frac{(1 - \kappa P) h_k \sqrt{\frac{L_{\text{св}}}{L_k}}}{\sqrt{X_{\text{ПК}}^2 + R_{\text{ПК}}^2}}, \quad (4.172)$$

где

$$X_{\text{ПК}} = 1 - \frac{\omega^2}{\omega_{\text{ВХ}}^2} (1 - \kappa^2 P) + \omega^2 M C_{\text{ВХ}} \left[P \left(1 - \frac{\omega_k^2}{\omega^2} \right) - 1 \right];$$

$$R_{\text{ПК}} = \frac{\omega L_{\text{св}}}{R_{\text{ВХ}}} (1 - \kappa^2 P) + \frac{\omega M}{R_{\text{ВХ}}} \left[P \left(1 - \frac{\omega_k^2}{\omega^2} \right) - 1 \right] + \frac{\omega^2}{\omega_{\text{ВХ}}^2} \delta_{\Sigma};$$

$$\left. \begin{aligned} P &= \frac{\omega^2 + \omega_{\text{св}}^2}{\omega^2 - \omega_0^2}; \quad \omega_0^2 = \omega_k^2 \left(1 + \frac{C_k}{C_{\text{св}}} \right) \\ \omega_{\text{св}}^2 &= \frac{1}{M C_{\text{св}}}; \quad \omega_k^2 = \frac{1}{L_k C_k} \\ \omega_{\text{ВХ}}^2 &= \frac{1}{L_{\text{св}} C_{\text{ВХ}}}; \quad \delta_{\Sigma} = \delta_{\text{св}} + \kappa^2 P^2 \delta_k \\ \delta_{\text{св}} &= \frac{1}{Q_{\text{св}}}; \quad \delta_k = \frac{1}{Q_k} \end{aligned} \right\}, \quad (4.173)$$

$Q_{\text{св}}$ и Q_k — добротности катушек $L_{\text{св}}$ и L_k .

Выражение (4.172) получено при следующих допущениях:

а) $\frac{h_{\text{св}}}{h_k} \sqrt{\frac{L_k}{L_{\text{св}}}} \approx 1;$

б) при определении результирующей эдс, действующей в базовой цепи транзистора, потери в обмотках контура и связи ферритовой антенны не учитывались ввиду их малости по сравнению с потерями в реактивных элементах.

Из выражения (4.172) усматриваем замечательную особенность, свойственную преселекторам с ферритовой антенной: возможность бесконечного подавления помехи любой частоты, лежащей вне полосы пропускания преселектора, при выборе коэффициента связи между обмотками согласно соотношению

$$\kappa = \frac{1}{P}.$$

Физически это объясняется тем, что в полосе задерживания преселектора обе эдс, наведенные полем волны в обмотки контура и связи ферритовой антенны, развивают в базовой цепи транзистора два противофазных напряжения.

Из рис. (4.172) получаем расчетные формулы для схем преселектора с магнитной и внутриемкостной связью:

Схема с магнитной связью ($C_{\text{св}} = \infty$).
В этом случае, как видно из (4.173),

$$P = \frac{\omega^2}{\omega^2 - \omega_k^2}; \quad \omega_{\text{св}} = 0; \quad \omega_0 = \omega_k;$$

$$K_{\text{ЕП}} = \frac{h_k (1 - \kappa P) \sqrt{\frac{L_{\text{св}}}{L_k}}}{\sqrt{\left[1 - \frac{\omega^2}{\omega_{\text{ВХ}}^2} (1 - \kappa^2 P) \right]^2 + \left[\frac{\omega L_{\text{св}}}{R_{\text{ВХ}}} (1 - \kappa^2 P) + \frac{\omega^2}{\omega_{\text{ВХ}}^2} \delta_{\Sigma} \right]^2}}. \quad (4.174)$$

Схема с внутриемкостной связью ($M = L_{\text{св}} = \kappa = 0$).

$$K_{\text{ЕП}} = \frac{h_k}{\sqrt{\left[1 - \omega C_{\text{св}} \left(\omega L_k - \frac{1}{\omega C_k} \right) \right]^2 + \left(\frac{\omega L_k - \frac{1}{\omega C_k}}{R_{\text{ВХ}}} \right)^2}}. \quad (4.175)$$

Заметим, что емкость связи $C_{\text{св}}$ включает в себя реальную емкость связи $C'_{\text{св}} + C_{\text{ВХ}}$.

4.6.2. Затухание на частоте паразитной настройки

На частоте $f = f_{\text{пар}}$, соответствующей паразитной настройке преселектора, величина $X_{\text{ПК}}$ в выражении (4.173) равна нулю. В этом случае коэффициент передачи по полю

$$K_{\text{ЕП}} = \left[\frac{h_k (1 - \kappa P) \sqrt{\frac{L_{\text{св}}}{L_k}}}{R_{\text{ПК}}} \right]_{f_{\text{пар}}}. \quad (4.176)$$

при $f = f_{\text{пар}}$

Для определения $f_{\text{пар}}$ проанализируем уравнение

$$X_{\text{ПК}} = 1 - \frac{\omega^2}{\omega_{\text{ВХ}}^2} (1 - \kappa^2 P) + \omega^2 M C_{\text{ВХ}} \left[P \left(1 - \frac{\omega_k^2}{\omega^2} \right) - 1 \right] = 0.$$

Решая относительно ω , находим

$$\omega_{1,11} = \frac{\omega_{\text{ВХ}}}{\sqrt{1 - \kappa^2}} \sqrt{\frac{(1 + \alpha_0 + \beta)}{2} \left[1 \pm \sqrt{1 - \frac{4\alpha_0(1 + \gamma)(1 - \kappa^2)}{(1 + \alpha_0 + \beta)^2}} \right]},$$

где

$$\left. \begin{aligned} \alpha_0 &= \frac{\omega_k^2}{\omega_{\text{ВХ}}^2} \\ \beta &= \frac{C_{\text{ВХ}}}{C_{\text{св}}} (L_{\text{св}} + L_k + 2M) \\ \gamma &= \frac{C_k + C_{\text{ВХ}}}{C_{\text{св}}} \end{aligned} \right\}. \quad (4.177)$$

На практике $\alpha_0 \ll 1$, $\beta \ll 1$ и $\gamma \ll 1$. Это позволяет выражение $\omega_{I, II}$ представить в виде:

$$\left. \begin{aligned} \omega_I &= \omega_k \sqrt{\frac{1+\gamma}{1+\alpha_0+\beta}} \\ \omega_{II} &= \frac{\omega_{вх}}{\sqrt{1-\kappa^2}} \sqrt{1+\alpha_0+\beta} \end{aligned} \right\} (4.178)$$

Для схемы с магнитной связью ($C_{св} = \infty$) $\beta = \gamma = 0$. В этом случае $\omega_I \approx \omega_{II}$ — рабочая частота преселектора $\omega_{II} = \frac{\omega_{вх}}{\sqrt{1-\kappa^2}} = \omega_{пар}$ — частота паразитной настройки. Подставляя в (4.174) значение $\omega_{II} = \omega_{пар}$, получим выражение, характеризующее эффективность преселектора с магнитной связью на частоте паразитной настройки:

$$K_{ЭП} = (1-\kappa) h_k \sqrt{\frac{L_{св}}{L_k}} \frac{1 - (1+\kappa) \frac{\omega_k^2}{\omega_{вх}^2}}{\frac{\omega_{вх} L_{св}}{R_{вх}} \left(1 - \frac{\omega_k^2}{\omega_{вх}^2}\right) \sqrt{1-\kappa^2} + \frac{\delta_{\Sigma}}{1-\kappa^2}} \Bigg|_{f_{пар}} (4.179)$$

при $C_{св} = \infty$

В большинстве случаев $\frac{\omega_k^2}{\omega_{вх}^2} \ll 1$, тогда

$$K_{ЭП} = h_k \frac{(1-\kappa) \sqrt{\frac{L_{св}}{L_k}}}{\frac{\omega_{вх} L_{св}}{R_{вх}} \sqrt{1-\kappa^2} + \frac{\delta_{\Sigma}}{1-\kappa^2}} \Bigg|_{f_{пар}} (4.180)$$

при $C_{св} = \infty$

и $\frac{\omega_k^2}{\omega_{вх}^2} \ll 1$.

Отсюда видно, что один из методов борьбы с паразитным каналом — увеличение коэффициента связи между обмотками ферритовой антенны. При $\kappa \rightarrow 1$ $K_{ЭП} \rightarrow 0$.

Для определения относительного ослабления сигнала на частоте $f_{пар}$ ($Y_{ПК}$) воспользуемся выражением (4.33) для коэффициента передачи полезного сигнала на резонансной частоте $f_{рез}$:

$$K_{Эрез} = \frac{h_k X_{св}}{2\pi \Delta FL_k} \Bigg|_{f_{рез}}$$

С учетом (4.34) его можно привести к виду

$$K_{Эрез} = \kappa Q h_k \left(1 + \frac{\omega_{св}^2}{\omega^2}\right) \sqrt{\frac{L_{св}}{L_k}} \Bigg|_{f_{рез}} (4.181)$$

где $Q = \frac{f_{рез}}{\Delta F}$ — рабочая добротность контура.

Для преселектора с магнитной связью ($C_{св} = \infty$) $\omega_{св} = 0$, тогда

$$Y_{ПК} = \frac{K_{Эрез}}{K_{ЭП}} = \frac{h_k f_{рез}}{h_k f_{пар}} \frac{\kappa}{1-\kappa} Q_{рез} \left(\frac{\omega_{вх} L_{св}}{R_{вх}} \sqrt{1-\kappa^2} + \frac{\delta_{\Sigma}}{1-\kappa^2} \right) \Bigg|_{f_{пар}} (4.182)$$

Так как действующая высота антенны $h_k \equiv \omega$, то с учетом (4.178) имеем

$$\frac{h_k f_{рез}}{h_k f_{пар}} = \frac{f_{рез}}{f_{пар}} = \frac{f_{рез}}{f_{вх}} \sqrt{1-\kappa^2}$$

Подставляя в (4.182), получим окончательное выражение для величины относительного затухания в паразитном канале для преселектора с магнитной связью:

$$Y_{ПК} = \kappa (1+\kappa) Q_{рез} \frac{f_{рез}}{f_{вх}} \left[\frac{\omega_{вх} L_{св}}{R_{вх}} + \frac{\delta_{\Sigma}}{(1-\kappa^2)^{3/2}} \right] \Bigg|_{f_{пар}} (4.183)$$

4.6.3. Затухание на частоте зеркального канала

Затухание в зеркальном канале $Y_{зерк}$ в схеме преселектора с комбинированной связью определяется отношением выражений (4.172) и (4.181) при значении $\omega = \omega_{зерк} = \omega_{рез} + 2\omega_{пл}$. Расчетные формулы могут быть существенно упрощены для схем с чисто магнитной и внутриемкостной связью.

Схема с магнитной связью ($C_{св} = \infty$). Эффективность преселектора для зеркального канала определяется из выражения (4.174). Однако при $f_{зерк} \neq f_{пар}$ оно существенно упрощается, так как вторым слагаемым знаменателя, учитывающим потери в преселекторе на частоте зеркального канала, можно пренебречь.

Тогда выражение для $K_{Эзерк}$ принимает вид

$$K_{Эзерк} = \frac{h_k (1-\kappa P) \sqrt{\frac{L_{св}}{L_k}}}{1 + \frac{\omega^2}{\omega_{вх}^2} (1-\kappa^2 P)} \Bigg|_{f_{зерк}} (4.184)$$

Учитывая (4.181) при $\omega_{св} = 0$, получаем

$$\begin{aligned} Y_{зерк} &= \frac{K_{Эрез}}{K_{Эзерк}} = Q_{f_{рез}} \frac{f_{рез}}{f_{зерк}} \left[\frac{1 + \frac{\omega^2}{\omega_{вх}^2} (1-\kappa^2 P)}{\frac{1}{\kappa} - P} \right] \Bigg|_{f_{зерк}} \approx \\ &\approx \frac{f_{рез} Q_{рез}}{f_{зерк} \left(\frac{1}{\kappa} - P_{зерк} \right)} \end{aligned} (4.185)$$

Отсюда видно, что для каждой частоты $\omega_{\text{зерк}}$ существует такое значение $\kappa = \frac{1}{P_{\text{зерк}}}$, при котором подавление зеркального канала бесконечно велико ($Y_{\text{зерк}} = \infty$). Найдем эту частотную зависимость.

Согласно (4.173) параметр $P_{\text{зерк}}$ равен:

$$P_{\text{зерк}} = \frac{\omega_{\text{зерк}}^2}{\omega_{\text{зерк}}^2 - \omega_{\text{к}}^2} \approx \frac{\omega_{\text{зерк}}^2}{\omega_{\text{зерк}}^2 - \omega_{\text{рез}}^2};$$

$$\kappa = \frac{1}{P_{\text{зерк}}} = \frac{\omega_{\text{зерк}}^2 - \omega_{\text{рез}}^2}{\omega_{\text{зерк}}^2}.$$

Подставляя $\omega_{\text{зерк}} = \omega_{\text{рез}} + 2\omega_{\text{пч}}$ получаем

$$\kappa = \frac{1 + \frac{f_{\text{рез}}}{f_{\text{пч}}}}{\left(1 + \frac{f_{\text{рез}}}{2f_{\text{пч}}}\right)^2}. \quad (4.186)$$

Эта зависимость, построенная для типового значения $f_{\text{пч}} = 465 \text{ кГц}$, приведена на рис. 4.20. Кривая позволяет для каждого

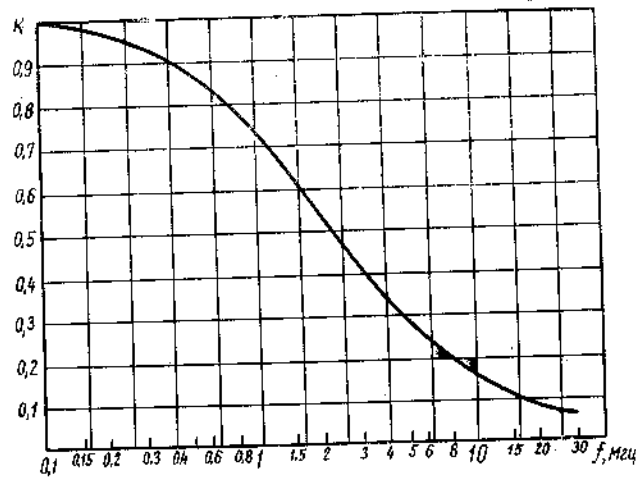


Рис. 4.20. Частотная характеристика коэффициента связи между обмотками ферритовой антенны при $Y_{\text{зерк}} = \infty$

рабочего диапазона частот определить пределы изменения коэффициента связи, при одном из промежуточных значений которого

ослабление в зеркальном канале $Y_{\text{зерк}}$ становится бесконечно большим. Для диапазонов дВ, св и кв эти значения следующие:

- а) дВ (150 ÷ 408 кГц) $K = 0,9 \div 0,98$;
- б) св (525 ÷ 1600 кГц) $K = 0,6 \div 0,85$;
- в) кв (4 ÷ 15 МГц) $K = 0,1 \div 0,35$.

Возможность регулирования $Y_{\text{зерк}}$ изменением κ позволяет выравнять значения $Y_{\text{зерк}}$ на краях диапазона.

Рассмотрим методику расчета κ для этого случая. Выражение (4.185) можно преобразовать:

$$\frac{1}{Y_{\text{зерк}}} = \frac{1 + \alpha}{\alpha Q_{f_{\text{рез}}}} \left(\frac{1}{\kappa} - 1 - \frac{\alpha^2}{1 + 2\alpha} \right), \quad (4.187)$$

где $\alpha = \frac{f_{\text{рез}}}{2f_{\text{пч}}}$.

При равных значениях $Y_{\text{зерк}}$ на краях диапазона внутри интервала $f_{\text{мин}} \div f_{\text{макс}}$ имеется частота f_{∞} , при которой $Y_{\text{зерк}} = \infty$. В этом случае можно написать:

$$\frac{1 + \alpha_{\text{мин}}}{Q_{f_{\text{мин}}} \alpha_{\text{мин}}} \left(\frac{1}{\kappa} - 1 - \frac{\alpha_{\text{мин}}^2}{1 + 2\alpha_{\text{мин}}} \right) = \frac{(1 + \alpha_{\text{макс}})}{Q_{f_{\text{макс}}} \alpha_{\text{макс}}} \left(\frac{1}{\kappa} - 1 - \frac{\alpha_{\text{макс}}^2}{1 + 2\alpha_{\text{макс}}} \right), \quad (4.188)$$

где $\alpha_{\text{мин}} = \frac{f_{\text{мин}}}{2f_{\text{пч}}}$; $\alpha_{\text{макс}} = \frac{f_{\text{макс}}}{2f_{\text{пч}}}$.

Решая относительно κ , находим:

$$\left. \begin{aligned} \kappa &= \frac{1 + a}{1 + a(1 + b_{\text{мин}}) + b_{\text{макс}}} \\ a &= K_{\text{д}}^2 \frac{\Delta F_{f_{\text{мин}}}}{\Delta F_{f_{\text{макс}}}} \frac{(1 + \alpha_{\text{мин}})}{(1 + \alpha_{\text{макс}})} \end{aligned} \right\}; \quad (4.189)$$

$$\left. \begin{aligned} b_{\text{мин}} &= \frac{\alpha_{\text{мин}}^2}{1 + 2\alpha_{\text{мин}}} \\ b_{\text{макс}} &= \frac{\alpha_{\text{макс}}^2}{1 + 2\alpha_{\text{макс}}} \end{aligned} \right\}. \quad (4.190)$$

Расчет ΔF производится по ф-ле (4.50). Значение f_{∞} , соответствующее $Y_{\text{зерк}} = \infty$, определяется выражением

$$f_{\infty} = \frac{2f_{\text{пч}}}{\kappa} (1 - \kappa + \sqrt{1 - \kappa}). \quad (4.191)$$

При таком выборе κ частотная характеристика $Y_{\text{зерк}}$ имеет вид, приведенный на рис. 4.21, при этом

$$Y_{\text{зерк}0_{\text{мин}}} = Y_{\text{зерк}0_{\text{макс}}} = Q_{\omega_{\text{рез}}} \frac{\alpha_{\text{мин}}}{1 + \alpha_{\text{мин}}} \frac{1 + a}{b_{\text{макс}} - b_{\text{мин}}}. \quad (4.192)$$

В заключение отметим, что преселектор с ферритовой антенной замечателен тем, что позволяет расчет коэффициента связи K подчинить требованию получения оптимальной характеристики подавления зеркальной помехи и независимо от этого выбрать величину индуктивности катушки связи $L_{св}$, исходя из необходимой полосы или минимального коэффициента шума преселектора.

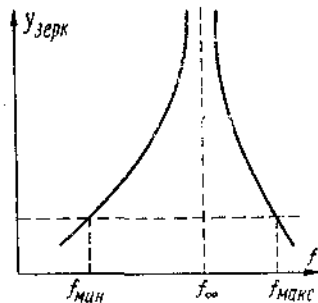


Рис. 4.21. Вид частотной характеристики при равенстве значений $Y_{зк}$ на краях диапазона

Схема с внутриемкостной связью. Выражение для коэффициента передачи на частоте зеркального канала $K_{E\text{зерк}}$ получается из (4.175) при значении

$$\omega = \omega_{\text{зерк}} = \omega_{\text{рез}} + 2\omega_{\text{пч}}$$

При этом, значение $\omega_{\text{рез}}$ определяется из выражения

$$1 - \omega_{\text{рез}} C_{св} \left(\omega_{\text{рез}} L_K - \frac{1}{\omega_{\text{рез}} C_K} \right) = 0.$$

Введя $\omega_{\text{рез}}$ в (4.175), получим

$$K_{E\text{зерк}} = \frac{h_K \omega_{\text{зерк}}}{L_K C_{св} \sqrt{(\omega_{\text{зерк}}^2 - \omega_{\text{рез}}^2)^2 + \left(\frac{\omega_{\text{зерк}}^2 - \omega_{\text{рез}}^2 + \frac{1}{L_K C_{св}}}{\omega_{\text{зерк}} C_{св} R_{вх\text{зерк}}} \right)^2}}$$

Используя (4.52) для коэффициента передачи полезного сигнала, получим

$$Y_{\text{зерк}} = \frac{K_{E\text{рез}}}{K_{E\text{зерк}}} = 4 \frac{f_{\text{пч}}}{\Delta F} \left(\frac{f_{\text{рез}} + f_{\text{пч}}}{f_{\text{рез}} + 2f_{\text{пч}}} \right) \sqrt{1 + t(\omega)},$$

где

$$t(\omega) = 1 + \frac{1}{[4\omega_{\text{пч}}(\omega_{\text{рез}} + \omega_{\text{пч}}) L_K C_{св}]^2} \frac{1}{[(\omega_{\text{рез}} + 2\omega_{\text{пч}}) C_{св} R_{вх\text{зерк}}]^2}$$

В большинстве случаев $t(\omega) \ll 1$, ввиду чего

$$Y_{\text{зерк}} \approx 4 \frac{f_{\text{пч}}}{\Delta F} \frac{f_{\text{рез}} + f_{\text{пч}}}{f_{\text{рез}} + 2f_{\text{пч}}} \quad (4.193)$$

Так как в схеме с внутриемкостной связью рабочая полоса преселектора с частотой изменяется незначительно (см. табл. 4.1), то из выражения (4.193) следует, что характеристика подавления зеркальной помехи отличается значительным частотным постоянством в пределах $1,5 \div 2$ дБ для каждого поддиапазона частот.

Для преселекторов, возбуждаемых электрической антенной, у которых катушки контура и связи не обладают приемными свойствами,

а действующая высота антенны h не зависит от частоты, соответствующие формулы затухания мешающих сигналов имеют вид

$$K_{E\text{п}} = \frac{khP \sqrt{\frac{L_{св}}{L_K}}}{\sqrt{X_{\text{пк}}^2 + R_{\text{пк}}}}; \quad (4.194)$$

а) для преселектора с магнитной связью ($C_{св} = \infty$)

$$Y_{\text{пк}} = Q_{f_{\text{рез}}} \left[1 - \frac{\omega_K^2}{\omega_{\text{вх}}^2} (1 - \kappa^2) \right] \left[\left(\frac{\omega_{\text{вх}} L_{св}}{R_{\text{вх}}} \sqrt{1 - \kappa^2} + \frac{\delta_{\Sigma}}{1 - \kappa^2} \right) f_{\text{пар}} \right]; \quad (4.195)$$

$$Y_{\text{зерк}} = Q_{f_{\text{рез}}} \frac{1 + \frac{f_{\text{рез}}}{f_{\text{пч}}}}{\left(1 + \frac{f_{\text{рез}}}{2f_{\text{пч}}} \right)^2} \left[1 - \frac{f_{\text{зерк}}^2}{f_{\text{вх}}^2} (1 - \kappa^2 P_{\text{зерк}}) \right]; \quad (4.196)$$

б) для преселектора с внутриемкостной связью

$$Y_{\text{зерк}} = 4 \frac{f_{\text{пч}}}{\Delta F} \left(1 + \frac{f_{\text{пч}}}{f_{\text{рез}}} \right) \left. \begin{array}{l} \\ \Delta F = \frac{f_{\text{рез}}}{Q_{f_{\text{рез}}}} \end{array} \right\} \quad (4.197)$$

4.6.4. Частотная зависимость затухания мешающего сигнала в двухконтурном преселекторе

Для двухконтурного преселектора (рис. 4.15) было получено выражение (4.107) коэффициента передачи по полю:

$$K_E = \frac{hX_{св}}{\omega L_K} \frac{\eta \bar{Q}}{\sqrt{(1 - \eta^2 - X^2)^2 + 4q^2 X^2}} \quad (4.198)$$

При этом на основании (4.116) и (4.117) максимум функции K_E определяется значением параметра η :

$$\text{а) при } \eta \leq \eta_{\text{гр}} \quad K_{E\text{макс}} = \left[\frac{hX_{св} \eta \bar{Q}}{\omega L_K (1 + \eta^2)} \right] \omega_{\text{рез}}; \quad (4.199)$$

$$\text{б) при } \eta \geq \eta_{\text{гр}} \quad K_{E\text{макс}} = \left[\frac{hX_{св} \eta \bar{Q}}{\omega L_K 2q \sqrt{1 + \eta^2 - q^2}} \right] \omega_{\text{рез}}; \quad (4.200)$$

где в соответствии с (4.102) и (4.105)

$$\frac{X_{св\text{рез}}}{X_{св}} = \frac{\omega_{\text{рез}}}{\omega};$$

$$\frac{\eta_{\text{рез}}}{\eta} = \frac{\bar{Q}_{\text{рез}}}{\bar{Q}}.$$

Таким образом, для двух областей изменения η , расположенных ниже и выше граничного значения $\eta_{гр}$, частотные характеристики коэффициента передачи по полю характеризуются следующими уравнениями:

$$Y = \frac{K_{E\text{ макс}}}{K_E} = \frac{\bar{Q}_{рез}^2 \sqrt{(1 + \eta^2 - X^2) + 4q^2 X^2}}{\bar{Q}^2 (1 + \eta_{рез}^2)}; \quad (4.201)$$

для $\eta \leq \eta_{гр}$

$$Y = \frac{K_{E\text{ макс}}}{K_E} = \frac{\bar{Q}_{рез}^2 \sqrt{(1 + \eta^2 - X^2)^2 + 4q^2 X^2}}{\bar{Q}^2 [2q \sqrt{1 + \eta^2 - q^2}]_{f_{рез}}}. \quad (4.202)$$

для $\eta \geq \eta_{гр}$

Затухание для частоты зеркального канала $Y_{зерк}$ определяется из этих выражений при значениях η , X , q , \bar{Q} для частоты $\omega_{зерк}$.

Для дв и св диапазонов, где в основном и используется двухконтурный преселектор, справедливы неравенства:

$$1 + \eta^2 \ll X^2;$$

$$4q^2 \ll X^2,$$

что позволяет выражения для частоты зеркальной помехи в этих диапазонах представить в виде

$$Y_{зерк} = \left[4 \frac{f_{пч}}{f_{рез}} \frac{f_{рез} + f_{пч}}{f_{рез} + 2f_{пч}} \frac{\bar{Q}_{рез}}{\sqrt{1 + \eta_{рез}^2}} \right]^2; \quad (4.203)$$

для $\eta \leq \eta_{гр}$

$$Y_{зерк} = \frac{\left(\frac{4f_{пч}}{f_{рез}} \frac{f_{рез} + f_{пч}}{f_{рез} + 2f_{пч}} \bar{Q}_{рез} \right)^2}{2q_{рез} \sqrt{1 + \eta_{рез}^2 - q_{рез}^2}}. \quad (4.204)$$

для $\eta \geq \eta_{гр}$

Заметим, что выражения справедливы для двухконтурного преселектора, возбуждаемого электрической антенной, для которой $\frac{\partial h}{\partial \omega} = 0$.

При использовании ферритовой антенны получается дополнительное затухание зеркальной помехи при выборе значения коэффициента связи между первым и вторым контурами преселектора и катушкой связи со вторым контуром в соответствии с методикой расчета, изложенной в разд. 4.6.3.

4.7. ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТЬ ПО ПОЛЮ ПРИЕМНИКА АМ

4.7.1. Общее выражение для чувствительности приемника

Чувствительность приемника по полю характеризуется величиной напряженности поля E , создаваемой в месте приема стандартно модулированным сигналом, который развивает в приемнике, настроенном на частоту сигнала, стандартную выходную мощность при заданном отношении сигнал/шум. В радиовещании для этих измерений пользуются следующими стандартными величинами:

- амплитудномодулированный сигнал — глубина модуляции несущей $m=0,3$ и частота модуляции $F=400$ или 1000 гц;
- стандартная измерительная мощность $P_{ст}=50$ мвт для приемников с выходной мощностью $P_{вых} \geq 150$ мвт и $P_{ст}=5$ мвт для приемников с $P_{вых} < 150$ мвт;
- отношение сигнал/шум — 20 дб.

Для расчета чувствительности приемников удобно пользоваться понятием коэффициента шума приемника $N_{пр}$, который определяется отношением мощности шума, измеренной на выходе приемника, к мощности шума, которая была бы на выходе, если бы тепловой шум, обусловленный активной составляющей сопротивления источника сигнала, был единственным источником шума в приемнике:

$$N_{пр} = N_1 + \frac{N_2 - 1}{K_{p1}} \frac{q_2}{q_1} + \frac{N_3 - 1}{K_{p1} K_{p2}} \frac{q_3}{q_1} + \dots \quad [25],$$

где $N_1, N_2, \dots, K_{p1}, K_{p2}, \dots, q_1, q_2, \dots$ — соответственно коэффициенты шума, усиления по мощности и несогласованности нагрузки транзистора с контуром связи в первом, втором и т. д. каскадах. Так как в рассматриваемых дв, св и кв диапазонах коэффициент усиления каскада УВЧ (или преобразователя) на современных транзисторах достаточно велик, допустимо пренебречь шумами всех каскадов, кроме первого, и принять $N_{пр} \approx N_1$. В этом случае выражение для $N_{пр}$ можно представить в виде

$$N_{пр} = \frac{\left(\frac{P_c}{P_{ш}} \right)_A}{\left(\frac{P_c}{P_{ш}} \right)_{вх}},$$

где $\left(\frac{P_c}{P_{ш}} \right)_A$ и $\left(\frac{P_c}{P_{ш}} \right)_{вх}$ — соответственно отношения сигнал/шум на зажимах антенны и на входе первой ступени усиления.

Отсюда

$$\left(\frac{P_c}{P_{ш}} \right)_{вх} = \frac{E^2 h^2}{4kT \Delta f r_A N_{пр}}.$$

Отношение сигнал/шум на выходе приемника

$$\left(\frac{P_c}{P_{ш}}\right)_{\text{вых}} = \frac{E^2 h^2 m^2}{4kT \Delta f r_A N_{\text{пр}}}$$

где m — индекс модуляции АМ колебания;
 k — постоянная Больцмана, равная $1,37 \cdot 10^{-23}$ дж/°К;
 T — абсолютная температура в °К (для $T=293^\circ\text{К}$, $kT = 400 \cdot 10^{-23}$ дж);

Δf — ширина эффективной полосы шума, взятая как меньшая из двух следующих величин [14]: удвоенной ширины полосы после детектирования и ширины полосы до детектирования.

Чувствительность E , соответствующая заданному отношению сигнал/шум на выходе, определяется из выражения

$$E = \sqrt{\left(\frac{P_c}{P_{ш}}\right)_{\text{вых}}} \sqrt{\frac{4kT \Delta f r_A N_{\text{пр}}}{mh}}$$

Задавая $\left(\frac{P_c}{P_{ш}}\right)_{\text{вых}} = 20$ дб, $m=0,3$, подставляя значения kT и выражая все множители в удобных единицах измерения, получим расчетную формулу для предельно достижимой чувствительности приемника:

$$E_{\left(\frac{мв}{м}\right)} = \frac{4,2}{h_{(мм)}} \sqrt{r_{A(ком)} \Delta f_{(кГц)} N_{\text{пр}}} \quad (4.205)$$

Для приемника с магнитной антенной это выражение принимает вид

$$E_{\left(\frac{мв}{м}\right)} = \frac{1}{3h_{(мм)}} \sqrt{\frac{(f \Delta f)_{(кГц)}}{Q_A} L_{A(мГн)} N_{\text{пр}}}, \quad (4.206)$$

где L_A и Q_A — индуктивность и ненагруженная добротность магнитной антенны.

Так как действующая высота $h \equiv f$, то из (4.206) следует, что при условии постоянства добротности Q_A и коэффициента шума $\left(\frac{\partial Q_A}{\partial f} = \frac{\partial N_{\text{пр}}}{\partial f} = 0\right)$ частотная зависимость чувствительности приемника с магнитной антенной подчиняется закону

$$E \equiv \frac{1}{\sqrt{f}} \quad (4.207)$$

Практически параметры Q_A и $N_{\text{пр}}$ ухудшаются с ростом частоты, ввиду чего чувствительность приемников с магнитной антенной изменяется с частотой значительно слабее, чем это следует из выражения (4.207).

Определим коэффициент шума приемника $N_{\text{пр}}$ для некоторых наиболее характерных схем преселекторов.

4.7.2. Коэффициент шума приемников с одноконтурными и двухконтурными преселекторами

Рассмотрим наиболее общий случай — двухконтурный преселектор, возбуждаемый внешней антенной с импедансом $Z_A = r_A + iX_A$ и действующей высотой h (рис. 4.15). Ток второго контура при резонансе согласно (4.102)

$$I_{2 \text{ рез}} = \frac{E \Delta h \eta \sqrt{\frac{R_2}{R_1}}}{R_2 (1 + \eta^2)}, \quad (4.208)$$

где

$$R_1 = R_{1к} + \Delta R_A \quad (4.209)$$

— активное сопротивление первого контура, обусловленное собственными потерями ($R_{1к}$) и вносимыми из цепи антенны (ΔR_A);

$$R_2 = R_{2к} + \Delta R_H \quad (4.210)$$

— активное сопротивление второго контура с учетом потерь, вносимых из цепи транзистора (ΔR_H);

η — параметр связи двух контуров, определяемый выражением (4.105):

$$\eta^2 = \kappa_{12}^2 Q_1 Q_2 = \frac{\kappa_{12}^2 \omega^2 L_1^2 L_2^2}{R_1 R_2} \quad (4.211)$$

В свою очередь, согласно (4.12)

$$\Delta R_A = \Delta r_A + \Delta r_1 \quad (4.212)$$

где

$$\Delta r_A = r_A a^2 \quad (4.213)$$

— вносимые потери, обусловленные активной составляющей r_A эквивалента антенны;

$$\Delta r_1 = r_1 (a^2 - \dot{a}^2) \quad (4.214)$$

— составляющая, учитывающая изменение потерь в первом контуре, вызванное шунтированием его отвода импедансом антенны (рис. 4.15);

a — коэффициент трансформации напряжения в антенне;

Δh — приведенная действующая высота.

Значение a и Δh определяются из (4.6) и (4.17):

$$a = \frac{X_{12}}{X_{11}}; \quad (4.215)$$

$$\Delta h = ah. \quad (4.216)$$

Подставляя (4.209) — (4.211) в (4.208), получим

$$I_{2 \text{ рез}} = \frac{E_2'}{R_2 + \Delta R_H}, \quad (4.217)$$

где

$$E_2' = E \Delta h \eta \sqrt{\frac{R_2}{R_1}}; \quad (4.218)$$

$$R_2' = R_{2к} + \frac{\kappa_{12}^2 \omega^2 L_k^2}{R_1}. \quad (4.219)$$

Общая шумовая схема, с учетом приведенного ко второму контуру эквивалентного генератора шумов транзистора, показана на рис. 4.22. Пользуясь этой схемой, напишем выражение для коэффициента шума транзистора:

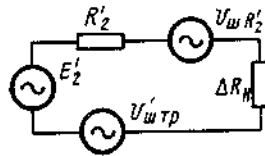


Рис. 4.22. Общая шумовая схема двухконтурного преселектора

$$N_{тр} = \frac{U_{ш R_2}'^2 + U_{ш тр}^2}{U_{ш R_2}'^2}, \quad (4.220)$$

отсюда

$$U_{ш тр}^2 = (N_{тр} - 1) U_{ш R_2}'^2. \quad (4.221)$$

С другой стороны, коэффициент шума приемника

$$N_{пр} = \frac{\left(\frac{E \Delta h}{U_{ш \Delta r_A}}\right)^2}{\frac{E_2'^2}{U_{ш R_2}'^2 + U_{ш тр}^2}}.$$

После подстановки соответствующих значений:

$$N_{пр} = N_{прес} N_{тр}, \quad (4.222)$$

где

$$N_{прес} = \left(1 + \frac{R_{1к} + \Delta r_1}{\Delta r_A}\right) \left(1 + \frac{1 + \frac{\Delta r_A + \Delta r_1}{R_{1к}}}{\kappa_{12}^2 Q_k^2}\right) \quad (4.223)$$

— коэффициент шума преселектора.

Одноконтурный преселектор (рис. 4.1) можно рассматривать как предельный случай двухконтурного преселектора с коэффициентом связи между контурами $\kappa_{12} = 1$ и $Q_{2к} = \infty$. Для этого случая коэффициент шума находится непосредственно из (4.223):

$$N_{прес} = 1 + \frac{R_{1к} + \Delta r_1}{\Delta r_A}. \quad (4.224)$$

Для двухконтурного преселектора с магнитной антенной в этом контуре соответствующие значения следующие:

$$E_2' = E h \eta \sqrt{\frac{R_2}{R_{1к}}};$$

$$R_2' = R_{2к} + \frac{\kappa_{12}^2 \omega^2 L_k^2}{R_{1к}};$$

$$N_{прес} = 1 + \frac{1}{\eta_{хх}^2} = 1 + \frac{1}{\kappa_{12}^2 Q_k^2}, \quad (4.225)$$

где $\eta_{хх}$ — параметр связи между контурами в режиме холостого хода.

Полученные расчетные формулы для коэффициента шума рассмотренных схем преселекторов $N_{прес}$ сведены в табл. 4.2.

Таблица 4.2

| Схема преселектора | Одноконтурная с внешней антенной (рис. 4.1) | Двухконтурная с магнитной антенной | Двухконтурная с внешней антенной (рис. 4.15) |
|--|---|--|---|
| Коэффициент шума преселектора $N_{прес}$ | 1 | $1 + \frac{R_{1к} + \Delta r_1}{\Delta r_A}$ | $\left(1 + \frac{R_{1к} + \Delta r_1}{\Delta r_A}\right) \left(1 + \frac{1 + \frac{\Delta r_A + \Delta r_1}{R_{1к}}}{\kappa_{12}^2 Q_k^2}\right)$ |

4.7.3. Коэффициент шума многодиапазонной антенны с общим источником возбуждения

Выведем выражения $N_{прес}$ для многодиапазонной антенны с общим возбудителем, в которой используются схемы согласования рис. 3.21 (см. разд. 3.6.4).

Схемы с последовательным и параллельным триммером (рис. 3.21а, б). Для схемы рис. 3.21а коэффициент шума преселектора определяется из выражения

$$N_{прес} = \frac{R_{тр} + R_A}{R_A} = 1 + \frac{\omega L_{тр}}{\omega L_A} = 1 + \frac{Q_A}{Q_{тр}} \left(\frac{L_k}{L_A} - 1\right), \quad (4.226)$$

где $L_k = L_A + L_{TP}$ — индуктивность контура. Аналогично выражение для схемы рис. 3.21 б

$$N_{\text{прес}} = 1 + \frac{Q_A}{Q_{TP}} \left(\frac{L_A}{L_k} - 1 \right), \quad (4.227)$$

где

$$L_k = \frac{L_A L_{TP}}{L_A + L_{TP}}.$$

Схемы с согласующим четырехполюсником (рис. 3.21 в, г). Для получения расчетных формул $N_{\text{прес}}$ при трансформаторной (рис. 3.21 в) и автотрансформаторной (рис. 3.21 г) связи магнитной антенны с контуром рассмотрим условия эквивалентности этих двух схем. В работе [15] показано, что обе схемы эквивалентны, если выполняются условия:

$$L_{1T} = L_{1A};$$

$$M_T = L_{1A} + M_A;$$

$$L_{2T} = L_{1A} + L_{2A} + 2M_A = L_k.$$

(Индексы «Т» и «А» означают принадлежность элементов к трансформаторной и автотрансформаторной схемам.) В зависимости от знака M_T из этих соотношений получаем:

а) $M_T < 0$

$$\kappa_A = \frac{M_A}{\sqrt{L_{1A} L_{2A}}} = - \frac{|\kappa_T| n_T + 1}{n_A} \xrightarrow{|\kappa_T| \rightarrow 1} -1; \quad (4.228)$$

$$\text{при } |\kappa_T| \rightarrow 1$$

$$n_T = \sqrt{\frac{L_{2T}}{L_{1T}}};$$

$$n_A = \sqrt{1 + n_T^2 + 2|\kappa_T| n_T} = \sqrt{\frac{L_{2A}}{L_{1A}}};$$

б) $M_T > 0$

$$\kappa_A = \frac{|\kappa_T| n_T - 1}{n_A} = 1;$$

$$\text{при } |\kappa_T| = 1$$

$$n_T = \sqrt{\frac{L_{2T}}{L_{1T}}};$$

$$n_A = \sqrt{1 + n_T^2 - 2|\kappa_T| n_T}. \quad (4.229)$$

Для обеих схем $N_{\text{прес}}$ определяется из выражения (4.224). При этом значение Δr_1 :

а) для автотрансформаторной схемы

$$\Delta r_1 = r_1 (a_A^2 - 2a_A) \quad (\text{см. выражение (4.214)});$$

$$a_A = \frac{1 + \kappa_A n_A}{1 + P}; \quad (4.230)$$

$$P = \frac{L_A}{L_1};$$

б) для трансформаторной схемы

$$\Delta r_1 = r_1 a_T^2;$$

$$a_T = \frac{\kappa_T n_T}{1 + P}. \quad (4.231)$$

Подставляя эти значения потерь в (4.224), получим

$$N_{\text{прес}} = 1 + \frac{Q_A}{Q_k} \frac{L_k}{L_A a_A^2} + \frac{Q_A}{Q_1 P} \left(1 - \frac{2}{a_A} \right) \quad (4.232)$$

для автотрансформаторной схемы;

$$N_{\text{прес}} = 1 + \frac{Q_A}{P Q_1} \left[\frac{(1 + P)^2}{Q_k \kappa_T^2} + \frac{1}{Q_1} \right] \quad (4.233)$$

для трансформаторной схемы.

При оптимальном значении $P = P_{\text{опт}}$ функции $N_{\text{прес}}$ минимальны. Аналитическое выражение для $P_{\text{опт}}$ в случае автотрансформаторной схемы не может быть найдено ввиду трансцендентности уравнения производной $\frac{\partial N_{\text{прес}}}{\partial P}$. Произведенное графоаналитическое решение для этого случая показало, что $P_{\text{опт}}$ близко к значению $P_{\text{опт}} = 1,25$.

Для трансформаторной схемы:

$$\frac{\partial N_{\text{прес}}}{\partial P} = \frac{Q_A}{\kappa^2 Q_k} \frac{P^2 - 1}{P^2} - \frac{Q_A}{Q_1 P^2} = 0,$$

отсюда

$$P_{\text{опт}} = \sqrt{1 + \tau}; \quad (4.234)$$

$$\tau = \frac{\kappa^2 Q_k}{Q_1}. \quad (4.235)$$

Подставляя (4.234) в (4.233), получим выражение для минимального коэффициента шума преселектора:

$$N_{\text{прес мин}} = 1 + \frac{2Q_A}{\kappa^2 Q_K} \left(1 + \sqrt{1 + \frac{\kappa^2 Q_K}{Q_A}} \right). \quad (4.236)$$

При $Q_K \rightarrow \infty$ $N_{\text{прес}} \rightarrow 1$. Для расчета удобнее пользоваться формулой

$$N_{\text{прес}} = 1 + \frac{Q_A}{Q_1} \Psi(\tau), \quad (4.237)$$

где $\Psi(\tau) = \frac{1}{\tau} + \frac{1}{\sqrt{1+\tau}} + \frac{1}{\tau\sqrt{1+\tau}}$ представлена на рис. 4.23.

Приравняв друг другу выражения (4.236) и (4.226), можно найти граничные значения параметров согласующих четырехполюсников m_L и τ (рис. 3.21), шумовые свойства которых одинаковы:

$$m_L \frac{Q_1}{Q_{\text{тр}}} = \frac{2}{\tau} (1 + \sqrt{1 + \tau}), \quad (4.238)$$

где $m_L = \frac{L_K}{L_A} - 1$ — для схемы согласования (рис. 3.21а);

$m_L = \frac{L_A}{L_K} - 1$ — для схемы (рис. 3.21б).

Зависимость (4.238) приведена на рис. 4.24. Пользуясь этой зависимостью, можно при известных значениях конструктивных доб-

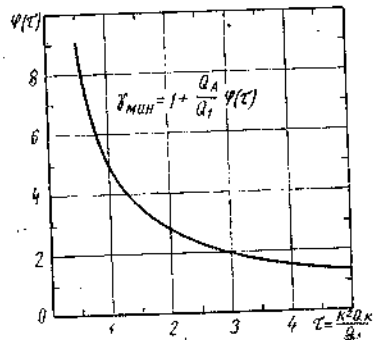


Рис. 4.23. Функция, определяющая коэффициент шума преселектора, выполненного по схемам 3.21в, г

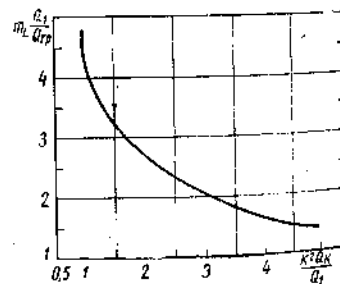


Рис. 4.24. Функция, определяющая граничные значения параметров согласующих четырехполюсников с одинаковыми шумовыми свойствами

ротностей согласующих четырехполюсников и индуктивности антенны и контура определить, какая из схем согласования имеет меньший коэффициент шума. Так, если реальное значение m_L больше граничного значения m_L , определяемого из рис. 4.24, лучшими шумовыми свойствами обладают схемы, использующие трансформаторную или автотрансформаторную связь магнитной антенны с согласующим четырехполюсником (рис. 3.21 в, г). На-

против, при значениях m_L , меньших граничного, схемы с последовательным или параллельным триммером (рис. 3.21а, б) характеризуются меньшим коэффициентом шума.

4.8. ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТЬ ПО ПОЛЮ ПРИЕМНИКА ЧМ

Для приемника ЧМ, в котором паразитная амплитудная модуляция полностью устранена ограничителем и отношение сигнал/шум на выходе $\left(\frac{U_c}{U_{\text{ш}}}\right)_{\text{вых}}$ изменяется пропорционально отношению сигнал/шум на входе $\left(\frac{U_c}{U_{\text{ш}}}\right)_{\text{вх}}$, чувствительность по полю определяется из выражения

$$E = \frac{\delta}{h} = \frac{\left(\frac{U_c}{U_{\text{ш}}}\right)_{\text{вых}}}{h} \frac{\sqrt{4kT \Delta f_{\text{пч}} N R_A}}{m \psi_{\text{макс}} \sqrt{3}}, \quad (4.239)$$

где δ — эдс несущей, включенная последовательно с эквивалентным сопротивлением источника R_A (эквивалента антенны);

E — напряженность поля в месте приема;

h — действующая высота антенны;

m — глубина модуляции;

$\psi_{\text{макс}} = \frac{\Delta f_{\text{дев}}}{\Delta F_{\text{пч}}}$ — выигрыш по шумам, даваемый частотным детектором;

$\Delta f_{\text{дев}}$ — девиация частоты;

$\Delta F_{\text{пч}}$ — ширина эффективной полосы пропускания в тракте низкой частоты;

$\Delta f_{\text{пч}}$ — ширина полосы в линейной части приемника (до детектора);

N — коэффициент шума приемника.

Формула (4.239) справедлива при условии, если на входе детектора $\frac{U_c}{U_{\text{ш}}} \geq 2$, т. е. когда обеспечивается выигрыш ψ . При заданном $\left(\frac{U_c}{U_{\text{ш}}}\right)_{\text{вых}}$ это равносильно соблюдению неравенства

$$m \psi_{\text{макс}} \sqrt{3} < \frac{1}{2} \left(\frac{U_c}{U_{\text{ш}}}\right)_{\text{вых}}$$

При $m \psi_{\text{макс}} \sqrt{3} > \frac{1}{2} \left(\frac{U_c}{U_{\text{ш}}}\right)_{\text{вых}}$ чувствительность по полю находится из формулы

$$E = \frac{2 \sqrt{4kT \Delta f_{\text{пч}} N R_A}}{h}. \quad (4.240)$$

ЦЕПИ ПИТАНИЯ УСИЛИТЕЛЕЙ

Для отечественного укв вещания принято: $\left(\frac{U_c}{U_{ш}}\right)_{\text{вых}} = 26 \text{ дб}$, $m = 0,3$, $(\Delta f_{\text{дев}})_{\text{макс}} = 50 \text{ кгц}$. При этих значениях

$$E \left(\frac{\text{мкв}}{\text{м}}\right) = 96 \frac{\Delta F_{\text{пч}} (\text{кгц})}{h_{(\text{мм})}} \sqrt{R_A (\text{ком}) \Delta f_{\text{пч}} (\text{кгц}) N}. \quad (4.241)$$

При работе от магнитной антенны

$$E \left(\frac{\text{мкв}}{\text{м}}\right) = 0,76 \cdot 10^{-3} \frac{\Delta F_{\text{пч}} (\text{кгц})}{h_{(\text{мм})}} \sqrt{(\Delta F_k \Delta f_{\text{пч}}) (\text{кгц}) L_{(\text{мкгн})} N}, \quad (4.242)$$

где L — индуктивность антенны;
 $\Delta F_k = \frac{f}{Q_k}$ — собственная полоса антенны;
 Q_k — конструктивная добротность антенны.

5.1. ВВЕДЕНИЕ

Одна из основных характеристик усилительного каскада — режим работы по постоянному току, который определяется величинами коллекторного тока I_k и напряжения коллектор-эмиттер $U_{кэ}$. Как было показано в гл. 2, режим работы транзистора по постоянному току находится в непосредственной связи с его усилительными свойствами. При этом величина коллекторного тока существенно влияет на параметры транзисторов, в то время как влияние коллекторного напряжения на усилительные параметры приборов, начиная с $U_{кэ} \geq 0,5 \div 1 \text{ в}$, незначительно.

Изменение усилительных параметров транзисторов, вызванное возможными отклонениями коллекторного тока от номинального значения, в свою очередь, вызывает нежелательные изменения качественных показателей отдельных каскадов и всего радиоприемника.

Однако рабочий ток как характеристика каскада имеет и самостоятельное значение. Действительно, рабочий ток каскада определяет величину «тока покоя» радиоприемника, а значит, и его экономичность («ток покоя» — параметр, оговариваемый техническими условиями на радиоприемник). Кроме того, в некоторых каскадах радиоприемника недопустимое изменение коллекторного тока приводит к выходу усилительных приборов из строя.

На режим работы каскада влияют температура окружающей среды, разброс параметров транзисторов по постоянному току, изменение напряжения источника питания. А степень влияния указанных факторов определяется конкретной схемой и значениями элементов цепи питания каскада.

В настоящей главе устанавливается связь стабильности режима транзистора с упомянутыми дестабилизирующими факторами и приводится методика расчета цепей стабилизации, обеспечивающих заданную¹⁾ стабильность.

¹⁾ В некоторых случаях так называемое косвенное воздействие температуры (воздействие через режим работы) может компенсировать непосредственное влияние температуры на усилительные параметры, но и здесь требуется определенная стабильность рабочей точки транзистора.

5.2. ЦЕПИ ПИТАНИЯ МАЛОМОЩНЫХ ОДНОКАСКАДНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

5.2.1. Обобщенная схема питания транзисторного каскада

При конструировании радиовещательных приемников находит применение целый ряд схем питания и стабилизации транзисторов.

Сравнение стабилизирующих свойств и экономичности этих схем встречает определенные трудности, если пользоваться выражениями, характеризующими режим работы транзистора, стабильность каскада и потребляемую им мощность. Известно, что для многих схем питания указанные выражения весьма громоздки, лишены наглядности и пользование ими затруднено.

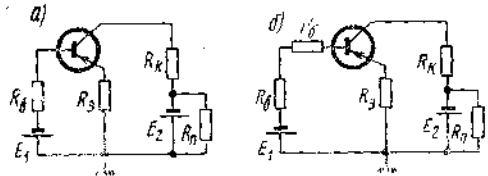


Рис. 5.1. Обобщенная схема питания каскада

Гораздо проще оценивать стабильность режима и экономичность усилителей, а также сравнивать между собой различные схемы питания при помощи обобщенной схемы (рис. 5.1а).

Значения элементов которой и являются мерой устойчивости и экономичности каскада. Можно показать [16], что любая схема питания транзисторного каскада может быть преобразована в обобщенную схему, которая содержит эквивалентные сопротивления в эмиттерной (R_3), базовой (R_6) и коллекторной (R_K) цепях, эквивалентные источники в базовой (E_1) и коллекторной (E_2) цепях, а также сопротивление потерь (R_H).

Для расчета величин R_3 , R_6 , R_K , E_1 , E_2 можно пользоваться любым методом анализа линейных систем. Однако эти методы не позволяют найти сопротивление R_H . Величина R_H определяется из условия равенства потребляемых мощностей анализируемой и обобщенной схем.

В табл. 5.1—5.3 приведены различные варианты цепей питания и даны формулы перехода к обобщенной схеме. То обстоятельство, что все цепи питания могут быть сведены к каноническому виду, позволяет ограничиться в дальнейшем лишь анализом обобщенной схемы.

Все выражения и выводы, полученные ниже, будут справедливы и для любой другой схемы питания с заменой R_3 , R_6 , R_K , E_1 , E_2 соответствующими значениями из табл. 5.1—5.3. Поскольку стабильность транзисторного усилителя определяется элементами его

Таблица 5.1

| № | Параметры обобщенной схемы | Схемы | R_3 | R_6 | R_K | E_1 | E_2 | R_H |
|---|----------------------------|-------|---|---|---|---|---|---|
| 1 | | | R_3 | R_6 | R_K | E_1 | E_2 | R_H |
| 2 | | | $R_3 = \frac{R_4 R_6}{R_1 + R_2 + R_4 + R_6}$ | $R_6 = \frac{R_5 R_6}{R_3 + R_2 + R_4 + R_6}$ | $R_K = \frac{R_4 R_6}{R_3 + R_2 + R_4 + R_6}$ | $E_1 = \frac{E_1 R_6}{R_3 + R_2 + R_4 + R_6}$ | $E_2 = \frac{E_2 R_6}{R_3 + R_2 + R_4 + R_6}$ | $R_H = \frac{R_4 R_6}{R_3 + R_2 + R_4 + R_6}$ |
| 3 | | | $R_3 = \frac{R_2 R_5}{R_1 + R_2 + R_5 + R_6}$ | $R_6 = \frac{R_2 R_6}{R_3 + R_2 + R_5 + R_6}$ | $R_K = \frac{R_5 R_6}{R_3 + R_2 + R_5 + R_6}$ | $E_1 = \frac{E_1 R_6}{R_3 + R_2 + R_5 + R_6}$ | $E_2 = \frac{E_2 R_6}{R_3 + R_2 + R_5 + R_6}$ | $R_H = \frac{R_5 R_6}{R_3 + R_2 + R_5 + R_6}$ |

Продолжение таблицы 5.1

| № | Параметры обобщенной схемы | | R_3 | R_6 | R_K | E_1 | E_2 | R_{II} |
|---|----------------------------|---|---|---|--|--|---|----------|
| | Схемы | Схемы | | | | | | |
| 4 | | $\frac{R_2 R_6}{R_1 + R_2 + R_3 + R_6}$ | $\frac{R_3 R_6}{R_3 + R_2 + R_3 + R_6}$ | $\frac{R_6 R_6}{R_4 + R_3 + R_6 + R_6}$ | $\frac{E_d(R_2 + R_6 + R_3 + R_6 + R_6) - E_k R_3}{R_2 + R_3 + R_6 + R_6}$ | $\frac{E_k R_6}{R_2 + R_3 + R_6 + R_6}$ | $\frac{R_6^2}{R_2 + R_3 + R_6 + R_6}$ | |
| 5 | | $\frac{R_2 R_6}{R_1 + R_2 + R_3 + R_5}$ | $\frac{R_2 R_6}{R_2 + R_3 + R_6}$ | $\frac{R_6 R_6}{R_4 + R_3 + R_6 + R_6}$ | $\frac{E_k R_6}{R_2 + R_3 + R_6 + R_6}$ | $\frac{E_k(R_2 + R_3)}{R_2 + R_3 + R_6 + R_6}$ | $\frac{(R_2 + R_3)^2}{R_2 + R_3 + R_6 + R_6}$ | |

Таблица 5.2

| № | Параметры обобщенной схемы | | R_3 | R_6 | R_K | E_1 | E_2 | R_{II} |
|----|----------------------------|-----------------------------------|---|---|--|--|---|----------|
| | Схемы | Схемы | | | | | | |
| 6 | | R_1 | $\frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3}$ | R_4 | $\frac{E_k R_3}{R_2 + R_3}$ | E_k | $R_2 + R_3$ | |
| 7 | | $\frac{R_1 R_3}{R_1 + R_2 + R_3}$ | $\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2 + R_3}$ | $\frac{R_2 R_3}{R_1 + R_2 + R_3}$ | $\frac{E_k R_1 - E_6 X}{R_1 + R_2 + R_3} \times \frac{R_1}{R_2 + R_3}$ | $\frac{E_k(R_1 + R_2) - (E_k + E_6) R_1}{R_1 + R_2 + R_3} + R_3$ | $R_2 + R_3$ | |
| 8 | | $\frac{R_1 R_3}{R_1 + R_2 + R_3}$ | $\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2 + R_3}$ | $\frac{R_2 R_3}{R_1 + R_2 + R_3}$ | $\frac{E_k R_1}{R_1 + R_2 + R_3}$ | $\frac{E_k(R_1 + R_2)}{R_1 + R_2 + R_3}$ | $\frac{(R_1 + R_2)^2}{R_1 + R_2 + R_3}$ | |
| 9 | | R_2 | R_1 | 0 | E_k | E_k | ∞ | |
| 10 | | $\frac{R_1 R_4}{R_1 + R_4 + R_6}$ | $\frac{R_1 R_5}{R_2 + R_1 + R_4 + R_6}$ | $R_3 + \frac{R_4 R_6}{R_1 + R_4 + R_6}$ | $\frac{E_d(R_4 + R_6) - (E_6 + E_k) R_4}{R_1 + R_4 + R_6} + R_5$ | $\frac{(E_6 + E_k) R_4}{R_1 + R_4 + R_6}$ | $\frac{R_4^2}{R_1 + R_4 + R_6}$ | |

туры, коллекторный и эмиттерный токи существенно зависят от температуры, что показывают выражения [18]:

$$I_k = \alpha J_{\text{эот}} (e^{\gamma U_{\text{эб}}} - 1) + J_{\text{кот}}; \quad (5.2)$$

$$I_s = J_{\text{эот}} (e^{\gamma U_{\text{эб}}} - 1) + \alpha_{\text{обр}} J_{\text{кот}}. \quad (5.3)$$

Здесь α — коэффициент усиления транзистора по току; $\alpha_{\text{обр}}$ — коэффициент усиления по току при обратном включении транзистора ($\alpha_{\text{обр}} \approx 0,7 \div 0,8$ у транзисторов типа П14 и еще меньшие значения у транзисторов типа П422);

$$J_{\text{эот}} = \frac{I_{\text{эот}}}{1 - \alpha \alpha_{\text{обр}}}; \quad (5.4)$$

$$J_{\text{кот}} = \frac{I_{\text{кот}}}{1 - \alpha \alpha_{\text{обр}}}. \quad (5.5)$$

При этом для типовых режимов работы ($I_k = 0,5 \div 1,5 \text{ ма}$) изменение коллекторного тока происходит, главным образом, за счет изменения $J_{\text{эот}}$ (в данном случае второй член выражения (5.2) пренебрежимо мал). С точки зрения фактора стабилизации рассматриваемые схемы приближаются к идеальным, (действительно, $S = \frac{dI_k}{dI_{\text{кб}}} \approx 2 \div 3$.) Это означает, что показателем стабильности каскада может быть только относительное изменение коллекторного тока от температуры.

Температурная зависимость токов $I_{\text{кб}}$, $I_{\text{эб}}$ не может измениться от схемы питания. Однако внешние цепи транзистора могут менять величину напряжения эмиттер-база (потенциального барьера) при изменении температуры, что отражается на температурной зависимости коллекторного тока.

Оценим количественно связь между относительным изменением коллекторного тока от температуры и величинами элементов цепи питания транзистора. Из рис. 5.1 б видно, что

$$I_s R_s + I_b R'_b + U_{\text{эб}} = E_1 \quad (5.6)$$

В ур-нии (5.6)

$$R'_b = R_b + r'_b, \quad (5.7)$$

где r'_b — омическое сопротивление базы ($r'_b \approx 10 \div 300 \text{ ом}$).

Выражая I_s и I_b через I_k из соотношений [19]

$$I_k = \alpha I_s + I_{\text{кб}}; \quad (5.8)$$

$$I_s = I_b + I_k \quad (5.9)$$

получим на основании (5.6)

$$I_k R_s + I_k \frac{R_s(1-\alpha)}{\alpha} + I_k R'_b \frac{1-\alpha}{\alpha} - I_{\text{кб}} \frac{(R_s + R'_b)}{\alpha} + U_{\text{эб}} = E_1. \quad (5.10)$$

При выводе формулы температурной стабильности коллекторного тока пренебрегаем температурными изменениями α , $\alpha_{\text{обр}}$

$\frac{1-\alpha \cdot \alpha_{\text{обр}}}{\alpha} = B_{\text{ст}}$ по сравнению с температурными изменениями $1-\alpha$ и (в гл. 2 показано, что изменение параметра $B_{\text{ст}}$ с температурой приблизительно равно 1% на градус). Дифференцируя по T выражения (5.2) и (5.10) и решая полученные уравнения совместно, найдем, обозначив

$$\frac{dU_{\text{эб}}}{dT} = C \text{ при } I_s = \text{const}. \quad (5.11)$$

(значение C около -2 мв/град):

$$\frac{\partial I_k}{\partial T} = \frac{\frac{dI_{\text{кб}}}{dT} (R_s + R'_b) - \alpha C - \alpha I_k (R_s + R'_b) \frac{d(1-\alpha)}{dT} + \frac{1}{\gamma J_{\text{эот}} e^{\gamma U_{\text{эб}}}}}{R_s + R'_b(1-\alpha) + \frac{1}{\gamma J_{\text{эот}} e^{\gamma U_{\text{эб}}}}} + \frac{1}{\gamma J_{\text{эот}} e^{\gamma U_{\text{эб}}}} \frac{dI_{\text{кб}}}{dT}. \quad (5.12)$$

с высокой степенью точности

$$\frac{\partial I_k}{\partial T} = \frac{\frac{dI_{\text{кб}}}{dT} \left(R_s + R'_b + \frac{\alpha}{\gamma I_k} \right) - \alpha C + \alpha I_k (R_s + R'_b) \frac{dB_{\text{ст}}}{dT} \frac{1}{B_{\text{ст}}^2}}{R_s + R'_b(1-\alpha) + \frac{\alpha}{\gamma I_k}}, \quad (5.13)$$

отсюда

$$\frac{\partial I_k}{I_k \partial T} = \frac{\frac{dI_{\text{кб}}}{dT} \left(R_s + R'_b + \frac{\alpha}{\gamma I_k} \right) - \alpha C + \alpha I_k (R_s + R'_b) \frac{1}{B_{\text{ст}}^2} \frac{dB_{\text{ст}}}{dT}}{I_k R_s + I_k R'_b(1-\alpha) + \frac{\alpha}{\gamma}}. \quad (5.14)$$

Исследование формул температурной стабильности коллекторного тока (5.13) и (5.14) позволяет сделать ряд интересных выводов и, в частности, установить неточность распространенного утверждения о том, что чем меньше сопротивление резистора в базовой цепи, тем выше стабильность коллекторного тока транзистора. Анализ выражений (5.13) и (5.14) показывает, что при некотором значении сопротивления резистора в цепи эмиттера ($R_{\text{э, мин}}$) изменение сопротивления резистора в базовой цепи не меняет относительной стабильности коллекторного тока.

Определим величину этого сопротивления. Из ур-ния (5.14) для случая

$$\frac{d}{dR'_b} \left(\frac{\partial I_k}{I_k \partial T} \right) = 0$$

получим

$$R_3 \text{ мин} = \frac{-C(1-\alpha) - \frac{\alpha}{\gamma B_{ст}^2} \frac{dB_{ст}}{dT} - \frac{dI_{к0}}{dT} \frac{\alpha}{\gamma I_k}}{\frac{dI_{к0}}{dT} + \alpha I_k \frac{1}{B_{ст}^2} \frac{dB_{ст}}{dT}} \quad (5.15)$$

Очевидно, при $R_3 > R_3 \text{ мин}$ относительная стабильность коллекторного тока увеличивается при уменьшении сопротивления базового резистора, и, наоборот, если $R_3 < R_3 \text{ мин}$, то увеличение сопротивления резистора в цепи базы увеличивает относительную стабильность коллекторного тока. Увеличение R_3 всегда увеличивает стабильность режима работы каскада по постоянному току.

Из ур-ний (5.13) и (5.14) видно, что в тех практических схемах, где R_3 и R_6 малы, изменение $I_{к0}$ и $B_{ст}$ с изменением температуры оказывает малое влияние на относительное изменение коллекторного тока. Действительно, при малых R_3 и R_6

$$\left. \begin{aligned} \frac{dI_{к0}}{dT} (R_3' + R_6' + \frac{\alpha}{\gamma I_k}) + \alpha I_k (R_3 + R_6) \frac{1}{B_{ст}^2} \frac{dB_{ст}}{dT} \ll -\alpha C \\ I_k R_3 + I_k R_6 (1-\alpha) \ll \frac{\alpha}{\gamma} \end{aligned} \right\} \quad (5.16)$$

Для таких схем нестабильность коллекторного тока достигает наибольшей величины. Из соотношения (5.14) при выполнении условий (5.16) имеем

$$\frac{\partial I_k}{I_k \partial T} \approx -C \gamma \approx 0,08. \quad (5.17)$$

Когда R_3 и R_6 велики (или велик $I_{к0}$), т. е. при условии, что

$$\left. \begin{aligned} \frac{dI_{к0}}{dT} (R_3 + R_6) + \alpha I_k (R_3 + R_6) \frac{1}{B_{ст}^2} \frac{dB_{ст}}{dT} \gg -\alpha C \\ R_3 + R_6 (1-\alpha) \gg \frac{\alpha}{\gamma} \end{aligned} \right\} \quad (5.18)$$

$R_3' \rightarrow R_6$

относительное изменение коллекторного тока определяется, главным образом, изменением $I_{к0}$ и $B_{ст}$:

$$\frac{\partial I_k}{I_k \partial T} = \frac{\frac{dI_{к0}}{dT} (R_3 + R_6) + \alpha I_k (R_3 + R_6) \frac{1}{B_{ст}^2} \frac{dB_{ст}}{dT}}{I_k R_3 + I_k R_6 (1-\alpha)} \quad (5.19)$$

Если пренебречь температурными изменениями $B_{ст}$, то из (5.19), как частный случай, получается формула Ши для фактора стабилизации S :

$$S = \frac{dI_k}{dI_{к0}} = \frac{R_3 + R_6}{R_3 + R_6 (1-\alpha)} \quad (5.20)$$

Исследование выражений (5.13), (5.14), (5.19) показывает, что критерий S , K -фактор, $S_{ст}$, являющиеся функцией отношения $\frac{R_3}{R_6}$, характеризуют температурную стабильность каскада по постоянному току только в случае, если

$$\left(\frac{dI_{к0}}{dT} + \alpha I_k \frac{1}{B_{ст}^2} \frac{dB_{ст}}{dT} \right) (R_3 + R_6) \gg -\alpha C, \quad (5.21)$$

или при работе в небольшом интервале температур $\Delta T \left(\frac{\Delta T}{T} \ll 1 \right)$, когда приращение коллекторного тока согласно ур-нию (5.13)

$$\Delta I_k \approx \frac{\left(\Delta I_{к0} + \frac{\Delta B_{ст}}{B_{ст} + 1} \frac{I_k}{B_{ст}} \right) (R_3 + R_6) - \alpha C \Delta T}{R_3 + R_6 (1-\alpha)}, \quad (5.22)$$

если

$$\left(\Delta I_{к0} + \frac{\Delta B_{ст}}{B_{ст} + 1} \frac{I_k}{B_{ст}} \right) (R_3 + R_6) \gg -\alpha C \Delta T \quad (5.23)$$

[при выводе (5.21) — (5.23) предполагалось, что $R_3' \rightarrow R_6$ и $R_3 + R_6 (1-\alpha) \gg \frac{\alpha}{\gamma}$].

5.2.3. Режимная стабильность транзисторов при изменении параметров $B_{ст}$, $I_{к0}$, (I_{30})

Основными параметрами, определяющими режим работы транзистора, являются $B_{ст}$, $I_{к0}$ (I_{30}). Технологический разброс этих параметров обуславливает нестабильность режима работы каскада при смене транзисторов.

Установим количественную связь между изменением $I_k = f(B_{ст}, I_{к0}, I_{30})$ и значениями сопротивлений резисторов в цепи питания транзистора. При типовых режимах работы ($I_k = 0,5 \div 1,5$ ма) для схемы рис. 5.1б, используя (5.2), можно написать

$$I_k = \frac{\alpha I_{30}}{1 - \alpha \alpha_{обр}} e^{\gamma \left[E_1 - I_k R_3 - I_k \frac{(R_3 + R_6)}{B_{ст}} + \frac{I_{к0}}{\alpha} (R_3 + R_6) \right]} \quad (5.24)$$

Из соотношения (5.24) видно, что при малых R_3 и R_6 , т. е. при фиксированном напряжении U_{30} (последнее, в частности, имеет место в двухтактных каскадах класса АВ), стабильность режима при изменении $B_{ст}$ очень высока (определяется изменением $\frac{\alpha}{1 - \alpha \alpha_{обр}} = \frac{B_{ст}}{B_{ст} (1 - \alpha_{обр}) + 1}$). Что касается большинства практических случаев, когда $R_3' \rightarrow R_6$, а $R_3 + R_6 (1-\alpha) \gg \frac{\alpha}{\gamma}$, то, диф-

дифференцируя по $V_{ст}$ ур-ние (5.24) и пренебрегая изменениями α , $1-\alpha_{обр}$ по сравнению с изменениями $V_{ст}$, получаем

$$\frac{\partial I_K}{\partial V_{ст}} \approx \alpha I_K \frac{\frac{1}{E_{ст}^2} (R_3 + R_6)}{R_3 + R_6 (1 - \alpha)} \quad (5.25)$$

Из ур-ния (5.25) очевидно, что чем меньше сопротивление резистора в базовой цепи и больше сопротивление резистора в цепи эмиттера, тем выше стабильность коллекторного тока при изменении $V_{ст}$. При больших сопротивлениях резистора в базовой цепи, когда $R_6(1-\alpha) \gg R_3$, изменение $V_{ст}$ приводит к пропорциональному изменению коллекторного тока.

Стабильность режима при изменении параметра $I_{к0}(I_{30})$ характеризуется величиной $\frac{\partial I_K}{\partial I_{к0}} \left(\frac{\partial I_K}{\partial I_{30}} \right)$. При малых R_3 и R_6' изменение коллекторного тока пропорционально изменению I_{30} . На практике, когда $R_6' \rightarrow R_6$, а $R_3 + R_6(1-\alpha) \gg \frac{\alpha}{\gamma I_K}$, из (5.24), учитывая, что $\alpha I_{30} = \alpha_{обр} I_{к0}$, находим

$$\frac{\partial I_K}{\partial I_{к0}} = \frac{\frac{\alpha}{\gamma I_{к0}} + R_3 + R_6}{R_3 + R_6(1-\alpha)} \quad (5.26)$$

Из выражения (5.26) следует, что с увеличением сопротивления резистора в эмиттерной цепи и уменьшением сопротивления резистора в цепи базы стабильность коллекторного тока при изменении $I_{к0}$ растет.

5.2.4. Методика расчета цепи питания каскада

Для расчета элементов цепи питания, обеспечивающей при заданном интервале рабочих температур ($T_1 \div T_2$) и известном разбросе параметров транзисторов ($\alpha_1 \div \alpha_2$, $I_{к01} \div I_{к02}$) необходимый режим каскада по постоянному току (I_K , U_{30}) и требуемую стабильность коллекторного тока $\frac{\Delta I_K}{I_K}$, воспользуемся ур-нием (5.10). Для стабилизированных каскадов, в которых $R_6' \approx R_6$ из ур-ния (5.10) с большой точностью найдем

$$R_3 = \frac{\alpha (E_1 - U_{30})}{I_K - I_{к0}} - \frac{I_K(1-\alpha) - I_{к0}}{I_K - I_{к0}} R_6 \quad (5.27)$$

Подставим в (5.27) два граничных значения токов I_K (при существующем разбросе параметров α и $I_{к0}$ минимальная и максимальная величины тока I_K имеют место соответственно при минимальных и максимальных значениях T и α) и решим полученные соотношения совместно. Полагая, что заданная величина коллектор-

ного тока I_K должна быть обеспечена при самых неблагоприятных условиях (T и α), найдем

$$R_6 = \frac{\alpha(T_1) (E_1 - U_{30}(T_1)) \left(1 + \frac{\Delta I_K}{I_K} - \frac{I_{к02}(T_2)}{I_K} \right) - \rightarrow}{I_K \left(1 + \frac{\Delta I_K}{I_K} \right) (\alpha_2(T_2) - \alpha_1(T_1)) + \alpha_1(T_1) I_{к02}(T_2) - \rightarrow} \\ \rightarrow - \alpha_2(T_2) (E_1 - U_{30}(T_2)) \left(1 - \frac{I_{к01}(T_1)}{I_K} \right) \\ \rightarrow - \alpha_2(T_2) I_{к01}(T_1) \left(1 + \frac{\Delta I_K}{I_K} \right) \quad (5.28)$$

Подставляя полученное значение R_6 в (5.27), находим R_3 :

$$R_3 = \frac{\alpha_1(T_1) (E_1 - U_{30}(T_1))}{I_K - I_{к01}(T_1)} - \frac{I_K(1-\alpha_1(T_1)) - I_{к01}(T_1)}{I_K - I_{к01}(T_1)} R_6 \quad (5.27')$$

В (5.27) — (5.28) $I_{к0}(T)$ определяется по ф-ле (5.1):

$$U_{30}(T) \approx U_{30}(T_0) + \frac{\Delta U_{30}}{\Delta T} (T - T_0) \quad (5.29)$$

где $\frac{\Delta U_{30}}{\Delta T} \approx C$ ($C \approx -2$ мв/град)

при достаточно высокой стабильности коллекторного тока [более точная зависимость $\frac{\Delta U_{30}}{\Delta T}$ определяется соотношением (5.45)].

Температурная зависимость α ($\alpha = \frac{B_{ст}}{1 + B_{ст}}$) находится по известной температурной зависимости $B_{ст}$ (по данным гл. 2 изменение $B_{ст}$ с температурой приблизительно равно 1% на градус).

В практических случаях, когда $I_K \gg I_{к01}(T_1)$, $\frac{\Delta I_K}{I_K} < 0,4$ и в каскаде используется транзистор одного типа, т. е. $U_{301} \approx U_{302} \approx U_{30}$ (при $I_K = 0,5 \div 1,5$ ма $U_{30} \approx 0,12 \div 0,17$ в для сплавных германиевых транзисторов, $0,25 \div 0,3$ в для диффузионных и $0,6 \div 0,7$ в для кремниевых транзисторов), выражение (5.28) можно записать так:

$$R_6 = \frac{(E_1 - U_{30}(T_1)) \left[\alpha_1(T_1) \left(1 + \frac{\Delta I_K}{I_K} - \frac{I_{к02}(T_2)}{I_K} \right) - \alpha_2(T_2) \right] + \alpha_2(T_2) C (T_2 - T_1)}{I_K \left(1 + \frac{\Delta I_K}{I_K} \right) (\alpha_2(T_2) - \alpha_1(T_1)) + \alpha_1(T_1) I_{к02}(T_2) - \alpha_2(T_2) I_{к01}(T_1) \left(1 + \frac{\Delta I_K}{I_K} \right)} \quad (5.30)$$

Из ур-ния (5.30) так же, как и из ур-ния (5.25), следует, что относительное изменение коллекторного тока при смене транзисторов не может быть меньше величины

$$\left(\frac{\Delta I_K}{I_K} \right)_{\min} \approx \frac{\Delta B_{ст}}{B_{ст1} B_{ст2}} \quad (5.31)$$

Анализ ур-ния (5.30) позволяет связать заданную стабильность коллекторного тока и требуемое напряжение эквивалентного источника питания в базовой цепи каскада. В стабилизированном каскаде, где $R_3 > R_3 \text{ мин}$, максимальная стабильность коллекторного тока достигается при $R_6 = 0$. При этом величина $\frac{\Delta I_K}{I_K}$ как это следует из (5.22), при определенном I_K и R_3 оказывается вполне определенной и тем меньшей, чем больше R_3 (или E_1). Включение в базовую цепь каскада конечного $R_6 \neq 0$ потребует для сохранения прежней стабильности коллекторного тока увеличения $R_3(E_1)$.

При $R_6 = 0$ из соотношения (5.30) можно получить

$$(E_1 - U_{\text{эб}}(T_1))_{\text{мин}} = - \frac{\alpha_2(T_2) C(T_2 - T_1)}{\alpha_1(T_1) \left(1 + \frac{\Delta I_K}{I_K} - \frac{I_{K02}(T_2)}{I_K}\right) - \alpha_2(T_2)} \quad (5.32)$$

Минимальная практически реализуемая величина относительного изменения коллекторного тока на основании (5.32)

$$\left(\frac{\Delta I_K}{I_K}\right)_{\text{мин}} = \frac{\alpha_2(T_2) [E_2 - U_{K \text{ э мин}} - C(T_2 - T_1)]}{\alpha_1(T_1) (E_2 - U_{K \text{ э мин}})} - 1 + \frac{I_{K02}(T_2)}{I_K} \quad (5.33)$$

в выражении (5.33) E_2 — напряжение эквивалентного источника питания в коллекторной цепи, близкое в практических случаях (см. табл. 5.1—5.3) к напряжению E_K .

На базе приведенных в настоящем разделе соотношений наметим порядок расчета элементов цепи питания каскада.

Исходные данные для расчета:

1. Схема питания.
2. Напряжение источников питания.
3. Минимальный коллекторный ток каскада (I_K).
4. Допустимое относительное изменение коллекторного тока

$$\frac{\Delta I_K}{I_K}$$

5. Диапазон рабочих температур ($T_1 \div T_2$) и диапазон изменения параметров $\alpha(V_{\text{ст}})$ и I_{K0} .

Для расчета элементов цепи питания следует:

1. Выбрать значение напряжения E_1 , если эквивалентный источник питания в базовой цепи зависит от сопротивлений резисторов схемы питания.

Величина E_1 должна быть больше значения, найденного из (5.32). Наличие резистора в базовой цепи реальной схемы вынуждает подчинить выбор E_1 условию

$$E_1 - U_{\text{эб}}(T_1) \geq (1,5 \div 3) (E_1 - U_{\text{эб}}(T_1))_{\text{мин}} \quad (5.34)$$

Выбор напряжения E_1 большим может привести к существенному снижению напряжения коллектор-эмиттер и уменьшению эквивалентного сопротивления нагрузки в коллекторной цепи. Сни-

жение $U_{\text{кэ}}$ в оконечном каскаде УПЧ затрудняет создание эффективной системы АРУ.

2. Определить значение R_6 из выражений (5.28) или (5.30).

3. Рассчитать R_3 по ф-ле (5.27').

4. Найти элементы выбранной схемы питания по соотношениям табл. 5.4 или с помощью формул табл. 5.1—5.3

Таблица 5.4

| Схемы | | | | |
|-------|-------|--|-----------------------------|--|
| R_1 | R_6 | $\frac{E_K}{E_K - E_1} \times \rightarrow$ $\rightarrow \times (R_3 + R_6)$ | R_3 | $\frac{E_K}{E_1} R_3$ |
| R_2 | R_3 | $\frac{E_K}{E_1} R_6$ | $\frac{E_K}{E_K - E_1} R_6$ | $\frac{E_K}{E_K - E_1} \times \rightarrow$ $\rightarrow \times (R_3 + R_6)$ |
| R_3 | — | $\frac{E_K}{E_1} R_3$ | $\frac{E_K}{E_1} R_6$ | $\frac{E_K}{E_1} R_6$ |
| R_4 | — | — | — | — |
| R_5 | — | — | — | $\frac{E_K}{E_1} (R_3 - R_1)$ |

5.3. ЦЕПИ ПИТАНИЯ ДВУХКАСКАДНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ С НЕПОСРЕДСТВЕННОЙ СВЯЗЬЮ

5.3.1. Анализ усилителя с непосредственной связью

Усилитель с непосредственной связью состоит из меньшего числа элементов, чем усилитель, не имеющий гальванической связи между каскадами. Он более надежен, так как содержит меньшее число электролитических конденсаторов — наиболее ненадежных элементов усилителя. Однако в усилителе без переходного конденсатора труднее решать вопросы взаимозаменяемости транзисторов

и работы их при изменении температуры. Это обусловлено тем, что изменение тока одного каскада может привести к усиленному изменению тока последующей ступени.

Покажем, что каждый каскад усилителя с непосредственной связью можно представить как каскад, построенный по обобщенной схеме рис. 5.2, отличающейся от аналогичной схемы однокаскадного усилителя тем, что ее элементы в общем случае температурнозависимы.

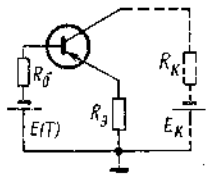


Рис. 5.2. Обобщенная схема питания каскада усилителя с непосредственной связью

В качестве примера расчета элементов обобщенной схемы рассмотрим двухкаскадный усилитель рис. 5.3. Составим для обозначенных на рис. 5.3 контуров три уравнения контурных токов:

$$(I_{61} + I_{дел})R_{61} + I_{дел}R_{62} + (I_{92} + I_{дел})R_{92} = 0; \quad (5.35)$$

$$I_{31}R_{31} + U_{361} + I_{61}R_{61} + I_{дел}R_{61} = 0; \quad (5.36)$$

$$I_{92}R_{92} + I_{дел}R_{92} + U_{362} + I_{к1}R_{н} + I_{62}R_{н} = E_{пит}. \quad (5.37)$$

Определив $I_{дел}$ из соотношения (5.35) и подставляя в ур-ния (5.36) и (5.37), получим

$$I_{31}R_{31} + I_{61} \frac{R_{61}(R_{62} + R_{92})}{R_{61} + R_{62} + R_{92}} + U_{361} - I_{92} \frac{R_{92}R_{61}}{R_{61} + R_{62} + R_{92}} = 0; \quad (5.38)$$

$$I_{92} \frac{R_{92}(R_{61} + R_{62})}{R_{61} + R_{62} + R_{92}} + I_{62}R_{н} + U_{362} - I_{61} \frac{R_{61}R_{92}}{R_{61} + R_{62} + R_{92}} + I_{к1}R_{н} = E_{пит}. \quad (5.39)$$

Заменяя I_{92} в выражении (5.38) значением, полученным из выражения (5.39), найдем

$$I_{31}R'_3 + I_{61}R'_6 + U_{361} = E'(T) = E'_0 - I_{к01}Q' + U_{362}Z', \quad (5.40)$$

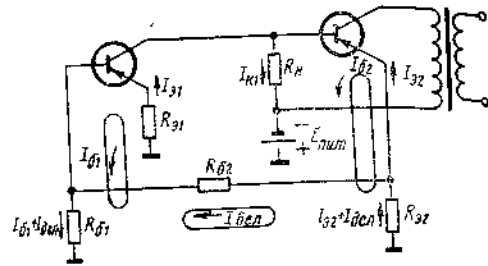


Рис. 5.3. Двухкаскадный усилитель с непосредственной связью

$$R'_3 + \frac{R_{н}R_{92}R_{61}}{R_{92}(R_{61} + R_{62}) + (1 - \alpha_2)R_{н}(R_{61} + R_{62} + R_{92})}$$

$$R'_6 = \frac{R_{61}(R_{62} + R_{92})}{R_{61} + R_{62} + R_{92}} - \frac{R_{61}R_{92}[R_{61}R_{92} + R_{н}(R_{61} + R_{62} + R_{92})]}{(R_{61} + R_{62} + R_{92})[R_{92}(R_{61} + R_{62}) + (1 - \alpha_2)R_{н}(R_{61} + R_{62} + R_{92})]} \quad (5.41)$$

$$E'_0 = \frac{E_{пит}R_{92}R_{61}}{R_{92}(R_{61} + R_{62}) + (1 - \alpha_2)R_{н}(R_{61} + R_{62} + R_{92})}$$

$$Q' = - \frac{R_{н}R_{92}R_{61}}{R_{92}(R_{61} + R_{62}) + (1 - \alpha_2)R_{н}(R_{61} + R_{62} + R_{92})}$$

$$Z' = - \frac{R_{92}R_{61}}{R_{92}(R_{61} + R_{62}) + (1 - \alpha_2)R_{н}(R_{61} + R_{62} + R_{92})}$$

Выражая I_{61} и $I_{к1}$ через I_{31} и подставляя значение I_{31} из (5.38) и (5.39), получим зависимость, аналогичную (5.40):

$$I_{92}R'_9 + I_{62}R'_6 + U_{362} = E''(T) = E''_0 - I_{к01}Q'' + U_{361}Z''. \quad (5.42)$$

Уравнениям (5.40) и (5.42) соответствует обобщенная схема рис. 5.2.

Таким образом, анализ режима работы двухкаскадного усилителя с непосредственной связью можно упростить, исследуя отдельно работу каждого каскада, построенного по схеме рис. 5.2. При этом величины эквивалентных сопротивлений в эмиттерной и базовой цепях (на обобщенной схеме величины R_9 и R_6) и напряжения источника смещения в базовой цепи (на обобщенной схеме $E(T)$) соответствуют ур-ниям (5.40) и (5.42).

Из рис. 5.2. следует

$$I_{к} = \frac{\alpha E(T) + I_{к0}(R_9 + R_6) - \alpha U_{36}}{R_9 + R_6(1 - \alpha)}; \quad (5.43)$$

$$I_9 = \frac{E(T) + I_{к0}R_6 - U_{36}}{R_9 + R_6(1 - \alpha)} \quad (5.44)$$

(в практических случаях $E(T) \gg U_{36}$).

Выражения (5.43) и (5.44) справедливы как для первого, так и для второго каскадов. Значение R_9 , R_6 , E_0 , Q , Z для обоих каскадов наиболее распространенных схем двухкаскадных усилителей с непосредственной связью даны в табл. 5.5—5.10.

Интересно отметить, что величины Q и Z для первого каскада отрицательны (кроме схем №№ 2, 10), в то время как для второго каскада они положительны. Это означает, что напряжение эквивалентного источника смещения первого каскада растет с повышением температуры, а аналогичное напряжение второго каскада падает. При этом, как показывают табл. 5.5—5.10, зависи-

Таблица 5.5

| Номер каскада | 1-й | | 2-й | |
|---------------|---|--|---|---|
| | $R_{\beta 1}$ | $R_{\beta 2}$ | $R_{\beta 1}$ | $R_{\beta 2}$ |
| R_3 | | | $R_{\beta 1} + R_{\beta 2}(R_{\beta 1} + R_{\beta 2} + R_{\beta 3}) + (1 - \alpha_2)R_{\beta 1}(R_{\beta 1} + R_{\beta 3})$ | $R_{\beta 3}$ |
| R_0 | $\frac{R'_{\beta 1} R''_{\beta 1}}{R'_{\beta 1} + R''_{\beta 1}}$ | $R_{\beta 1}$ | $\frac{R_{\beta 1} R_{\beta 3}}{R_{\beta 1} + R_{\beta 2} + R_{\beta 3}} + \frac{(1 - \alpha_2) \times R_{\beta 1} R_{\beta 3}}{(R_{\beta 1} + R_{\beta 2} + R_{\beta 3})[R_{\beta 2}(R_{\beta 1} + R_{\beta 3}) + R_{\beta 1}^2 R_{\beta 3} R_{\beta 3}]}$ | $\frac{R_{\beta 1}(R_{\beta 1} + R_{\beta 3})}{R_{\beta 1} + R_{\beta 2} + R_{\beta 3}} - \frac{R_{\beta 1} R_{\beta 3}(\alpha_2 R_{\beta 1} R_{\beta 3} + R_{\beta 1} + R_{\beta 2} + R_{\beta 3})}{(R_{\beta 1} + R_{\beta 2} + R_{\beta 3}) + R_{\beta 1} \times [R_{\beta 2}(R_{\beta 1} + R_{\beta 3}) + R_{\beta 1} R_{\beta 3}]}$ |
| E_0 | $\frac{E_{\text{лпнт}} R'_{\beta 1}}{R'_{\beta 1} + R''_{\beta 1}}$ | $\frac{E_{\text{лпнт}} R''_{\beta 1} \times R_{\beta 1}}{R_{\beta 1}(R'_{\beta 1} + R''_{\beta 1}) + R'_{\beta 1} \times R_{\beta 1}} \rightarrow \frac{E_{\text{лпнт}} R''_{\beta 1} R_{\beta 1}}{R_{\beta 1}(R_{\beta 1} + R_{\beta 2} + R_{\beta 3}) + (1 - \alpha_2)R_{\beta 1}(R_{\beta 1} + R_{\beta 3})}$ | $\frac{E_{\text{лпнт}} R_{\beta 3} R_{\beta 1}}{R_{\beta 1}(R_{\beta 1} + R_{\beta 2} + R_{\beta 3}) + (1 - \alpha_2)R_{\beta 1}(R_{\beta 1} + R_{\beta 3})}$ | $\frac{R_{\beta 1} \times R_{\beta 1}}{R_{\beta 1} + R_{\beta 2} + R_{\beta 3}} - \frac{R_{\beta 1} \times R_{\beta 1}}{(R_{\beta 1} + R_{\beta 2} + R_{\beta 3}) + R_{\beta 1} R_{\beta 3}} + \frac{R_{\beta 1} R_{\beta 3} R_{\beta 1}}{R_{\beta 1} R_{\beta 3} + R_{\beta 1} R_{\beta 2} + R_{\beta 1} R_{\beta 3}} + \frac{R_{\beta 1} R_{\beta 3}}{R_{\beta 1} R_{\beta 3} + R_{\beta 1} R_{\beta 2} + R_{\beta 1} R_{\beta 3}} + \frac{R_{\beta 1} R_{\beta 3}}{R_{\beta 1} R_{\beta 3} + R_{\beta 1} R_{\beta 2} + R_{\beta 1} R_{\beta 3}} + \frac{R_{\beta 1} R_{\beta 3}}{R_{\beta 1} R_{\beta 3} + R_{\beta 1} R_{\beta 2} + R_{\beta 1} R_{\beta 3}}$ |

Продолжение таблицы 5.5

| Номер каскада | 1-й | | 2-й | |
|---------------|---|--|--|--|
| | $R_{\beta 1}$ | $R_{\beta 2}$ | $R_{\beta 1}$ | $R_{\beta 2}$ |
| Q | 0 | $\frac{R_{\beta 1}[R_{\beta 1}(R'_{\beta 1} + R''_{\beta 1}) + R_{\beta 1}(R'_{\beta 1} + R''_{\beta 1}) + R'_{\beta 1} R_{\beta 1}]}{R_{\beta 1}(R'_{\beta 1} + R''_{\beta 1}) + R'_{\beta 1} R_{\beta 1}}$ | $\frac{R_{\beta 1} R_{\beta 3}}{R_{\beta 1} R_{\beta 3} + R_{\beta 1} R_{\beta 2} + R_{\beta 1} R_{\beta 3}} + \frac{R_{\beta 1} R_{\beta 3}(\alpha_1 \times R_{\beta 1} + R_{\beta 1} + R_{\beta 2} + R_{\beta 3})}{R_{\beta 1} R_{\beta 3} + R_{\beta 1} R_{\beta 2} + R_{\beta 1} R_{\beta 3}} + \frac{R_{\beta 1} R_{\beta 3}}{R_{\beta 1} R_{\beta 3} + R_{\beta 1} R_{\beta 2} + R_{\beta 1} R_{\beta 3}}$ | $\frac{R_{\beta 1} R_{\beta 3}}{R_{\beta 1} R_{\beta 3} + R_{\beta 1} R_{\beta 2} + R_{\beta 1} R_{\beta 3}} + \frac{R_{\beta 1} R_{\beta 3}(\alpha_1 \times R_{\beta 1} + R_{\beta 1} + R_{\beta 2} + R_{\beta 3})}{R_{\beta 1} R_{\beta 3} + R_{\beta 1} R_{\beta 2} + R_{\beta 1} R_{\beta 3}} + \frac{R_{\beta 1} R_{\beta 3}}{R_{\beta 1} R_{\beta 3} + R_{\beta 1} R_{\beta 2} + R_{\beta 1} R_{\beta 3}}$ |
| Z | 0 | $\frac{\alpha_1 R_{\beta 1}(R'_{\beta 1} + R''_{\beta 1})}{R_{\beta 1}(R'_{\beta 1} + R''_{\beta 1}) + R_{\beta 1}}$ | $\frac{(1 - \alpha_2) R_{\beta 1} R_{\beta 1}}{R_{\beta 1}(R_{\beta 1} + R_{\beta 2} + R_{\beta 3}) + (1 - \alpha_2)R_{\beta 1}(R_{\beta 1} + R_{\beta 3})}$ | $\frac{\alpha_1 R_{\beta 1} R_{\beta 3}}{R_{\beta 1}(R_{\beta 1} + R_{\beta 2} + R_{\beta 3}) + R_{\beta 1} R_{\beta 3}} + \frac{R_{\beta 1} R_{\beta 3}}{R_{\beta 1}(R_{\beta 1} + R_{\beta 2} + R_{\beta 3}) + R_{\beta 1} R_{\beta 3}}$ |
| R_k | $\frac{R_{\beta 2} R_{\beta 1}}{R_{\beta 2} + (1 - \alpha_2)R_{\beta 1}}$ | | | |
| E_k | $\frac{E_{\text{лпнт}} R_{\beta 2} + I_{k0} \times R_{\beta 2} + R_{\beta 2} R_{\beta 1}}{R_{\beta 2} + (1 - \alpha_2)R_{\beta 1} + U_{\beta 2}(1 - \alpha_2)R_{\beta 1} - \alpha_2 R_{\beta 1}}$ | | | |

Таблица 5.6

| Схемы | | | | |
|---------------|---|--|---|---|
| | 1-й | 2-й | 1-й | 2-й |
| Номер каскада | | | | |
| R_5 | $\frac{R_{02}R_H}{R_{02} + (1 - \alpha_2)R_H}$ | $\frac{R_{02}R_H + (1 - \alpha_1)R_{02}}{(1 - \alpha_1)(R_{02} + R_{02})}$ | $R_{02} + \frac{R_{02}R_H}{R_{02} + (1 - \alpha_2)R_H}$ | $\frac{R_{02}R_H \alpha_1 R_H - (1 - \alpha_1)R_{02}}{R_{02} + R_{02} + (1 - \alpha_1)(R_{02} + R_{02})}$ |
| R_6 | $\frac{(R_{02} + R_{02}) - \frac{R_{02}}{R_{02} + R_{02}} + R_{02}R_{02}}{(1 - \alpha_2)R_H}$ | R_H | R_H | R_H |
| E_0 | $\frac{E_{\text{нпр}}R_{02}}{R_{02} + (1 - \alpha_2)R_H}$ | $E_{\text{нпр}}$ | $E_{\text{нпр}}$ | $E_{\text{нпр}}$ |
| Q | $\frac{R_{02}R_H}{R_{02} + (1 - \alpha_2)R_H}$ | $\frac{R_H}{1 - \alpha_1}$ | $\frac{R_{02}R_H}{R_{02} + (1 - \alpha_2)R_H}$ | $\frac{(R_{02} + R_{02})R_H + (R_{02} + R_H)R_{02}}{R_{02} + (1 - \alpha_1)(R_{02} + R_{02})}$ |
| Z | $\frac{R_{02}}{R_{02} + (1 - \alpha_2)R_H}$ | $\frac{R_H - (1 - \alpha_1)(R_{02} + R_H)}{(1 - \alpha_1)(R_{02} + R_{02})}$ | $\frac{R_{02}}{R_{02} + (1 - \alpha_2)R_H}$ | $\frac{R_H - (1 - \alpha_1)(R_{02} + R_H)}{R_{02} + (1 - \alpha_1)(R_{02} + R_{02})}$ |

Продолжение таблицы 5.6

| Номер каскада | | | | |
|---------------|---|---|---|---|
| | 1-й | 2-й | 1-й | 2-й |
| R_k | $\frac{R_{02}R_H - (1 - \alpha_2 + \frac{\alpha_2}{\alpha_1})R_{02}R_H}{R_{02} + (1 - \alpha_2)R_H}$ | $\frac{R_{02}R_H}{R_{02} + (1 - \alpha_2)R_H}$ | $\frac{R_{02}R_H - (1 - \alpha_2 + \frac{\alpha_2}{\alpha_1})R_{02}R_H}{R_{02} + (1 - \alpha_2)R_H}$ | $\frac{R_{02}R_H}{R_{02} + (1 - \alpha_2)R_H}$ |
| E_k | $\frac{(E_{\text{нпр}} + I_{k02}R_H)R_{02} + U_{02} \times R_{02}}{R_{02} + (1 - \alpha_2)R_H} \times (1 - \alpha_2)R_H - \frac{\alpha_2 I_{k01}R_{02}R_H}{\alpha_1}$ | $\frac{(E_{\text{нпр}} + I_{k02}R_H)R_{02} + U_{02}(1 - \alpha_2) \times R_{02}}{R_{02} + (1 - \alpha_2)R_H}$ | $\frac{(E_{\text{нпр}} + I_{k02}R_H)R_{02} + U_{02}(1 - \alpha_2) \times R_{02}}{R_{02} + (1 - \alpha_2)R_H}$ | $\frac{(E_{\text{нпр}} + I_{k02}R_H)R_{02} + U_{02}(1 - \alpha_2) \times R_{02}}{R_{02} + (1 - \alpha_2)R_H}$ |

Таблица 5.7

| Номер каскада | Схема | |
|---------------|--|---|
| | 1-а | 2-а |
| R_3 | $R_{01} \rightarrow \frac{R_{32} R_H \times}{R_{32}(R_{01} + R_{02}) + (1 - \alpha_2) \times R_{01}}$ $\rightarrow R_H(R_{32} + R_{01} + R_{02})$ | $R_{32}(R_{01} + R_{02}) \rightarrow \frac{R_{32} R_{01} \alpha_1 R_H \times}{R_{32} + R_{01} + R_{02}}$ $\rightarrow R_{02} [R_{32}(R_{32} + R_{01} + R_{02}) + R_{01}]$ |
| R_6 | $\frac{R_{01}(R_{32} + R_{02})}{R_{32} + R_{01} + R_{02}} \rightarrow \frac{R_{32} R_{01} [R_{32} R_{01} + R_{02}]}{R_{32} + R_{01} + R_{02}}$ $\rightarrow R_{02} [R_{32}(R_{01} + R_{02}) + (1 - \alpha_2) R_H(R_{32} + R_{01} + R_{02})]$ | $R_H \rightarrow \frac{R_{32} R_{01} [R_{32} \times (R_{32} + R_{01} + R_{02})]}{R_{32} + R_{01} + R_{02}}$ $\rightarrow R_{02} [R_{32}(R_{01} + R_{02}) + (1 - \alpha_2) R_H(R_{32} + R_{01} + R_{02})]$ |
| E_0 | $E_{01} R_{32} \times \rightarrow \frac{E_{01} R_{32} \times}{R_{32}(R_{01} + R_{02}) + (1 - \alpha_2) R_H(R_{32} + R_{01} + R_{02})}$ | $E_{01} R_{32} \times \rightarrow \frac{E_{01} R_{32} \times}{R_{32}(R_{01} + R_{02}) + (1 - \alpha_2) R_H(R_{32} + R_{01} + R_{02})}$ |

Продолжение таблицы 5.7

| Номер каскада | Схема | |
|---------------|---|---|
| | 1-а | 2-а |
| Q | $R_{32} R_{01} \times \rightarrow \frac{R_{32} R_{01} \times}{R_{32}(R_{01} + R_{02}) + (1 - \alpha_2) R_H(R_{32} + R_{01} + R_{02})}$ | $R_{32} R_H \times \rightarrow \frac{R_{32} R_H \times}{R_{32}(R_{01} + R_{02}) + (1 - \alpha_2) R_H(R_{32} + R_{01} + R_{02})}$ |
| Z | $R_{32} \times \rightarrow \frac{R_{32} \times}{R_{32}(R_{01} + R_{02}) + (1 - \alpha_2) R_H(R_{32} + R_{01} + R_{02})}$ | $R_{32} \times \rightarrow \frac{R_{32} \times}{R_{32}(R_{01} + R_{02}) + (1 - \alpha_2) R_H(R_{32} + R_{01} + R_{02})}$ |
| R_H | $R_{32} R_H (R_{01} + R_{02}) - (1 - \alpha_2) \times \frac{R_{32} R_H}{R_{01}}$ $\rightarrow \frac{R_{32} R_H (R_{01} + R_{02}) - (1 - \alpha_2) R_H}{R_{32}(R_{01} + R_{02}) + (1 - \alpha_2) R_H(R_{32} + R_{01} + R_{02})}$ | $R_H \rightarrow \frac{R_H}{1 - \alpha_1}$ |
| E_H | $\frac{E_{01} R_H (R_{01} + R_{02}) - (1 - \alpha_2) \times \frac{E_{01} R_H}{R_{01}}}{R_{32}(R_{01} + R_{02}) + (1 - \alpha_2) R_H(R_{32} + R_{01} + R_{02})}$ | $\frac{E_{01} R_H (R_{01} + R_{02}) - (1 - \alpha_2) \times \frac{E_{01} R_H}{R_{01}}}{R_{32}(R_{01} + R_{02}) + (1 - \alpha_2) R_H(R_{32} + R_{01} + R_{02})}$ |

| | | |
|-------|---|---|
| R_K | $R_H [R_{32}(R_{01} + R_{02}) + R'_{32} R_{02}] \rightarrow$ $\frac{R_{32}(R_{01} + R_{02})}{\rightarrow + R_{01} + R_{02}} \rightarrow$ $\rightarrow + [R'_{32} + (1 - \alpha_3) R_H] \times \rightarrow$ $\rightarrow - \left(1 - \alpha_2 + \frac{\alpha_2}{\alpha_1} \right) R_{32} R_{01} R_H$ $\rightarrow \times (R_{32} + R_{01} + R_{02})$ | $\frac{R_H (R_{32} + R'_{32})}{- \left(1 - \alpha_2 + \frac{\alpha_2}{\alpha_1} \right) R_{32} R_H}$ $\dots R_{32} + R'_{32} + (1 - \alpha_2) R_H$ |
| E_K | $(E_{\text{пит}} + I_{\text{к02}} R_{H1}) [R_{32}(R_{01} + R_{02}) +$ $R_{32}(R_{01} + R_{02}) + [R'_{32} + (1 - \alpha_2) \times$ $\rightarrow + R'_{32}(R_{32} + R_{01} + R_{02})] \rightarrow$ $\rightarrow \times R_H] (R_{32} + R_{01} + R_{02})$ $\rightarrow + U_{302} (1 - \alpha_2) R_H (R_{32} + R_{01} +$ $\rightarrow + R_{02}) - \frac{\alpha_2}{\alpha_1} I_{\text{к01}} R_{32} R_{01} R_H$ | $(E_{\text{пит}} + I_{\text{к02}} R_H) (R_{32} + R'_{32}) \rightarrow$ $\frac{R_{32} + R'_{32} + (1 - \alpha_2) R_H}{\rightarrow + U_{302} (1 - \alpha_2) R_H} \rightarrow$ $\frac{\alpha_2}{\alpha_1} I_{\text{к01}} R_{32} R_H$ |

Таблица 5.9

| | | |
|----------------|---|---|
| СХЕМА | | |
| Номер каскада | 1-й | 2-й |
| R_0 | $(R_H + R'_H) R_{32} R_{01}$ $R_{32} + R'_{32} + (1 - \alpha_2) R_H + R'_{32} (R_{32} + R_{01} + R_{02}) - R_{32}^2$ | $R_{32} + R'_{32} + R'_H - R_{32} + R_{01} + R_{02} +$ $R_{32} R_{01} \left[R_H + R'_H - (1 - \alpha_1) (R_H + R'_H + \frac{R_{32} R_{01}}{R_{32} + R_{01} + R_{02}}) \right]$ $+ \frac{R_{01} (R_{32} + R_{02})}{R_{32} + R_{01} + R_{02}} + (1 - \alpha_1) R_{01} (R_{32} + R_{02})$ |
| R_0 | $\frac{R_{01} (R_{32} + R_{02})}{R_{32} + R_{01} + R_{02}}$ $\left[\frac{R_{32} R_{01}}{R_{32} + R_{01} + R_{02}} + R_H + R'_H \right] R_{32} R_{01}$ $- [R_{32} + R'_{32} + (1 - \alpha_2) R_H + R'_H] (R_{32} + R_{01} + R_{02}) - R_{32}^2$ | R_H |
| E_0 | $\frac{E_{\text{пит}} R_{01} R_{01}}{[R_{32} + R'_{32} + (1 - \alpha_2) R_H + R'_H] (R_{32} + R_{01} + R_{02}) - R_{32}^2}$ | $E_{\text{пит}}$ |

| | |
|-------|--|
| Q | $R_{92} R_{01} R_H$ $\frac{R_{92} R_{01}}{R_{92} \rightarrow R_{01} \rightarrow R_{02}} \rightarrow R_H \rightarrow R'_H \rightarrow$ $\left(\frac{R_{01}^2}{R_{92} \rightarrow R_{01} \rightarrow R_{02}} \right) [R_H + R'_H - (1 - \alpha_1) \times \rightarrow$ $R_{91} \rightarrow (1 - \alpha_1) \left(R_{01} - \frac{R_{01}^2}{R_{92} \rightarrow R_{01} \rightarrow R_{02}} \right)$ $\rightarrow \times \left(R_H \rightarrow R'_H \rightarrow \frac{R_{92} R_{01}}{R_{92} \rightarrow R_{01} \rightarrow R_{02}} \right)]$ |
| Z | $R_{92} R_{01}$ $\frac{R_{92} R_{01}}{R_{92} \rightarrow R'_{92} \rightarrow (1 - \alpha_2) R_H \rightarrow R'_H} (R_{92} \rightarrow R_{01} \rightarrow R_{02}) - R_{92}^2$ |
| R_K | $(R_H \rightarrow R'_H) [R_{92} R_{02} \rightarrow R'_{92} (R_{92} \rightarrow R_{01} \rightarrow R_{02})] - \frac{\alpha_2}{\alpha_1} (1 - \alpha_1) R_{92} R_{01} R_H$ $R_{92} (R_{01} \rightarrow R_{02}) \rightarrow [R'_{92} \rightarrow (1 - \alpha_2) R_H \rightarrow R'_H] (R_{92} \rightarrow R_{01} \rightarrow R_{02})$ |
| E_K | $(E_{\text{ПНТ}} \rightarrow I_{K92} R_{91}) [R_{92} (R_{01} \rightarrow R_{02}) \rightarrow R'_{92} (R_{92} \rightarrow R_{01} \rightarrow R_{02})] \rightarrow$ $\frac{R_{92} (R_{01} \rightarrow R_{02}) \rightarrow [R'_{92} \rightarrow (1 - \alpha_2) R_H \rightarrow R'_H] (R_{92} \rightarrow R_{01} \rightarrow R_{02})}{\rightarrow \rightarrow U_{902} [(1 - \alpha_2) R_H \rightarrow R'_H] (R_{92} \rightarrow R_{01} \rightarrow R_{02}) - \frac{\alpha_2}{\alpha_1} I_{K91} R_{91} R_{01} R_H}$ |

Таблица 5.10

| | | | |
|----------------|--|---|---|
| Схема | | 1-й | |
| | | 2-й | |
| Номер каскада | | | |
| R_9 | $\frac{R_{91} R_{92}}{R_{92} \rightarrow R_{91} (1 - \alpha_2)}$ | R_{92} | $R_{01} R_{02} (1 - F_2)$ |
| R_0 | $\frac{R_{01} R_{02}}{R_{01} \rightarrow R_{02}}$ | $\frac{R_{91} R_{01} R_{02} (1 - \alpha_1)}{R_{91} (R_{91} \rightarrow R_{02}) \rightarrow R_{01} R_{02} (1 - \alpha_1)}$ | $\frac{\alpha_2 R_{01} R_{02} \rightarrow R_{01} R_{02}}{R_{01} \rightarrow R_{02} \rightarrow R_{02}}$ |
| E_0 | $\frac{E_{\text{ПНТ}} R_{01}}{R_{01} \rightarrow R_{02}}$ | $\frac{E_{\text{ПНТ}} R_{91} R_{01}}{R_{91} (R_{01} \rightarrow R_{02}) \rightarrow R_{01} R_{02} (1 - \alpha_2)}$ | $\frac{E_{\text{ПНТ}} R_{01}}{R_{01} \rightarrow R_{02} \rightarrow R_{02}}$ |
| Q | $\frac{R_{91} R_{92}}{R_{92} \rightarrow R_{91} (1 - \alpha_2)}$ | $\frac{R_{91} R_{01} R_{02}}{R_{91} (R_{01} \rightarrow R_{02}) \rightarrow R_{01} R_{02} (1 - \alpha_1)}$ | $\frac{R_{01} R_{02}}{R_{01} \rightarrow R_{02} \rightarrow R_{02}}$ |
| Z | $\frac{(1 - \alpha_2) R_{91}}{R_{92} \rightarrow R_{91} (1 - \alpha_2)}$ | $\frac{R_{91} (R_{01} \rightarrow R_{02})}{R_{91} (R_{01} \rightarrow R_{02}) \rightarrow R_{01} R_{02} (1 - \alpha_1)}$ | 0 |
| R_K | R_H | | $R'_{02} [R_{02} (1 - \alpha_2) + \frac{\alpha_2}{\alpha_1} R_{01} (1 - \alpha_1)]$ |
| E_K | $\frac{U_{902} (1 - \alpha_2) R_{91} \rightarrow I_{K92} R_{91} R_{92}}{R_{92} \rightarrow R_{91} (1 - \alpha_2)}$ | | $E_{\text{ПНТ}} (R_{01} \rightarrow R_{02}) \rightarrow I_{K91} \frac{\alpha_2}{\alpha_1} R_{01} R_{02} \rightarrow I_{K92} R_{02} (R_{01} \rightarrow R_{02})$ |
| | | | $R_{01} \rightarrow R_{02} \rightarrow R_{02}$ |

мость напряжения источника смещения первого каскада от температуры невелика и в ряде случаев ею можно пренебречь. Снижение напряжения питания базовой цепи второго каскада с ростом температуры может быть использовано для полной компенсации возможных температурных изменений этого каскада.

Пользуясь ф-лами (5.43), (5.44) и табл. 5.5—5.10, можно определить токи каждого каскада усилителя не только при номинальной, но и при любой другой температуре окружающей среды, а значит, оценить температурную стабильность усилителя. Для этого в ур-ния (5.43), (5.44) следует подставлять значения $I_{к0}$, $1-\alpha$, $U_{эб}$ (величины $E(T)$, $R_{э}$, $R_{б}$ являются функцией $I_{к0}$, $U_{эб}$, $1-\alpha$), соответствующие заданной температуре. Величины $I_{к0}$ и $1-\alpha$ (или $\frac{1}{1+B_{ст}}$)

для определенной температуры могут быть рассчитаны на основании зависимости (5.1) и данных гл. 2. Значение напряжения $U_{эб}$ при некоторой температуре T может быть приближенно вычислено из соотношения (5.29).

Так как в реальных усилителях с непосредственной связью стабильность режима первого каскада весьма высока, то можно полагать, что

$$\frac{\Delta U_{эб1}}{\Delta T} \approx C \quad (C \approx -2 \text{ мВ/град}).$$

В общем случае $\frac{\Delta U_{эб}}{\Delta T}$ — функция коллекторного тока транзистора. Поэтому для второго каскада усилителя, где коллекторный ток может существенно изменяться, этот параметр следует определять из соотношения (5.45), полученного из ур-ний (5.2), (5.3), (5.11):

$$\frac{\Delta U_{эб2}}{\Delta T} \approx \frac{\Delta I_{к2}}{\Delta T} \frac{1}{\alpha J_{э} \gamma e^{\gamma U_{эб2}}} + C \approx \frac{\Delta I_{к2}}{I_{к2}} \frac{1}{\gamma \Delta T} + C. \quad (5.45)$$

Зная $\frac{\Delta U_{эб1}}{\Delta T}$, можно найти величину $\frac{\Delta I_{к2}}{\Delta T}$, которая позволяет определить значение $\frac{\Delta U_{эб2}}{\Delta T}$ а значит, и $U_{эб2(T)}$.

Подставляя в ф-лу (5.43) граничные значения $1-\alpha$, можно оценить стабильность режима усилителя с непосредственной связью от разброса параметра $B_{ст}$.

В гл. 2 было показано, что изменение коллекторного напряжения в широком интервале значений вплоть до 0,3÷0,5 незначительно влияет на работу каскада. Однако практические схемы УНЧ с непосредственной связью строятся так, что коллекторное напряжение первого реостатного каскада невелико, и потому даже незначительное изменение коллекторного тока может привести к снижению $U_{к0}$ до $U_{к0} < U_{к0 \text{ мин}}$. Последнее вызовет появление больших нелинейных искажений. Следовательно, усилитель должен быть рассчитан так, чтобы в худшем случае, т. е. при максималь-

ных значениях $B_{ст1}$ и $I_{к01}$, минимальном значении $B_{ст2}$ и наивысшей рабочей температуре, коллекторное напряжение было не ниже $U_{к0 \text{ мин}}$. Величину коллекторного напряжения можно найти через эквивалентное сопротивление и эквивалентный источник напряжения в коллекторной цепи первого каскада ($R_{к}$ и $E_{к}$ обозначены пунктиром на рис. 5.2). Значения $R_{к}$ и $E_{к}$ первого каскада даны в табл. 5.5—5.10. Из обобщенной схемы рис. 5.2.

$$U_{кэ1} = E_{к} - I_{э1} (R'_{э} + \alpha_1 R_{к}) - I_{к01} R_{к}. \quad (5.46)$$

5.3.2. Определение значений элементов схемы

Зная соотношения для токов и напряжений, определяющих режим работы усилителя с непосредственной связью, можно, учитывая заданные требования, синтезировать схему усилителя. Усилитель, работающий без искажений в заданном интервале температур при заданном разбросе параметров транзисторов, должен удовлетворять следующим основным требованиям:

1. $I_{э1} \geq I_{э1 \text{ мин}} (I_{к1} \geq I_{к1 \text{ мин}})$. Это требование связано с величиной выходной мощности каскада и нелинейностью начального участка характеристики $I_{к} = f(I_{э})$. Его необходимо выполнить при $T_{\text{мин}}^{\circ}$, $B_{ст1 \text{ мин}}$, $B_{ст2 \text{ мин}}$.

2. $U_{к01} \geq U_{к01 \text{ мин}}$ при $T_{\text{макс}}^{\circ}$, $B_{ст1 \text{ макс}}$, $B_{ст2 \text{ мин}}$, $I_{к01 \text{ макс}}$, $I_{к02 \text{ мин}}$ (о важности этого требования сказано ранее).

3. $I_{э2} \geq I_{э2 \text{ мин}}$. Вторым каскадом усилителя с непосредственной связью обычно является драйвер для выходной ступени и поэтому должен отдавать значительную мощность. Это условие и определяет минимальный ток второго каскада, который должен быть рассчитан при $T_{\text{макс}}^{\circ}$, $B_{ст1 \text{ макс}}$, $B_{ст2 \text{ мин}}$, $I_{к01 \text{ макс}}$, $I_{к02 \text{ мин}}$.

4. $I_{э2} \leq I_{э2 \text{ макс}}$ или $\Delta I_{э2} \leq \Delta I_{э2 \text{ макс}}$. Этот параметр определяет экономичность усилителя и должен выполняться при $T_{\text{мин}}^{\circ}$, $B_{ст1 \text{ мин}}$, $B_{ст2 \text{ макс}}$, $I_{к01 \text{ мин}}$, $I_{к02 \text{ макс}}$.

5. $U_{к02} \geq U_{к02 \text{ мин}}$. Этот параметр также определяет экономичность усилителя, так как при малом коэффициенте использования коллекторного напряжения увеличивается ток каскада, обеспечивающий отдачу необходимой мощности:

$$U_{к02 \text{ мин}} \approx E_{\text{пит}} - I_{э2 \text{ макс}} (R_{э2} + R'_{э2}). \quad (5.47)$$

Состав ур-ния (5.43), (5.46), (5.47) при условиях, приведенных в пунктах 1—5, определяют элементы любой из представленных в табл. 5.5—5.10 схем.

5.4. ЦЕПИ ПИТАНИЯ ОКОНЕЧНЫХ ДВУХТАКТНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ КЛАССА АВ

5.4.1. Особенность работы и построения схем стабилизации двухтактных оконечных усилителей класса АВ

Для устранения нелинейных искажений усилителя класса АВ, обусловленных кривизной начального участка суммарной характеристики разностного тока, используется небольшое смещение в прямом направлении. Смещение во входной цепи создается низковольтным делителем. Выбор его определяется следующим соотношением: сопротивление между средней точкой согласующего трансформатора и общим проводом должно быть мало, чтобы уменьшить потери сигнала во входной цепи.

Низковольтный делитель, используемый для создания исходного режима усилителя мощности, работающего в классе АВ, — причина его температурной нестабильности.

В разд. 5.2.2 было показано, что схема каскада, эквивалентные сопротивления в эмиттерной и базовой цепях которой малы ($R_3 + R'_6 \rightarrow 0$), — самая нестабильная при работе в диапазоне температур. Так, при повышении температуры на 1° коллекторный ток возрастает приблизительно на 8% (см. 5.17) и, значит, через каждые 10° удваивается.

Ток нарастает лавинообразно с увеличением температуры (до выхода транзистора из строя), так как в рассматриваемом случае напряжение на переходе эмиттер-база задается внешним источником и нет факторов, тормозящих процесс нарастания.

В реальной схеме мощного усилителя (рис. 5.4) сопротивление R'_6 , включающее в себя омическое сопротивление базы r'_6 , сопротивление обмотки трансформатора и эквивалентное сопротивление источника базового смещения, тормозит нарастание тока и в некоторых случаях может предотвратить лавинообразный процесс.

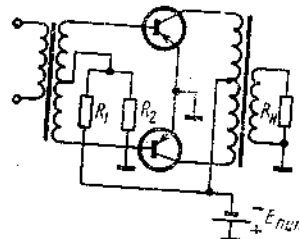


Рис. 5.4. Двухтактный оконечный усилитель мощности

Ряд схем оконечной ступени УНЧ содержит небольшое сопротивление в эмиттерной цепи, которое мало меняет характер температурной зависимости коллекторного тока, но исключает саморазогрев и выход из строя транзисторов. При понижении температуры эмиттерный и коллекторный токи усилителя рис. 5.4 уменьшаются.

Последнее увеличивает нелинейность каскада и приближает режим его работы к классу В. Сказанное выше подчеркивает необходимость жесткой температурной стабилизации усилителя мощности класса АВ.

Использование методов стабилизации, описанных в разд. 5.2, 5.3, допустимо лишь для маломощных предварительных усилителей и недопустимо для оконечных ступеней усиления мощности. Дело в том, что они потребляют большую часть мощности источника питания и экономичность радиоприемника определяется в основном экономичностью выходного каскада. А введение в схему питания транзистора стабилизирующих резисторов снижает КПД стабилизируемого каскада.

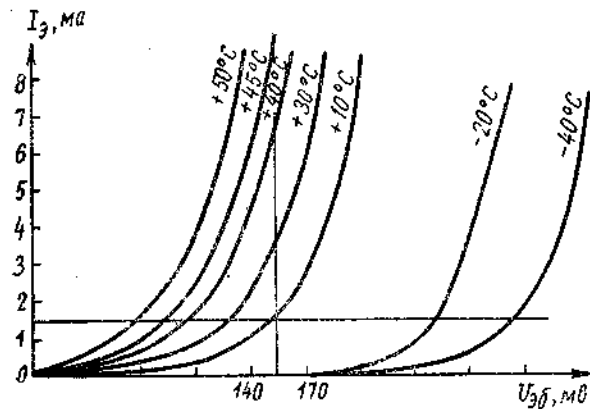


Рис. 5.5. Температурная зависимость тока эмиттера от напряжения эмиттер — база (параметр $+10^\circ \text{C}$ соответствует $+20^\circ \text{C}$)

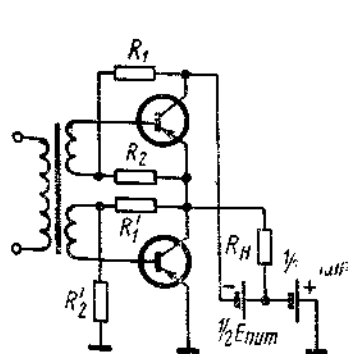


Рис. 5.6. Бестрансформаторная выходная ступень

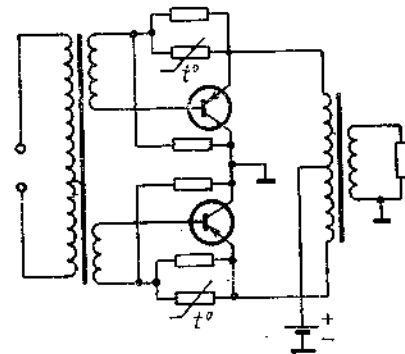


Рис. 5.7. Выходной двухтактный каскад с улучшенными условиями теплоотвода

Зависимость $I_3 = f(U_{эб})$ при различных температурах (рис. 5.5) указывает, что изменение напряжения эмиттер-база со скоростью около -2 мВ/град обеспечивает устойчивую работу транзисторного каскада в широком интервале температур (линия $I_3 = \text{const}$ на

рис. 5.5). Такой закон изменения может создать температурнозависимый источник питания в базовой цепи.

Повышение устойчивости режима мощного усилителя может быть достигнуто использованием схем рис. 5.6—5.7. Бестрансформаторная выходная ступень (рис. 5.6) стабильнее обычного двухтактного каскада, работающего от того же источника питания, так как приращение мощности рассеяния с ростом температуры в бестрансформаторном усилителе меньше.

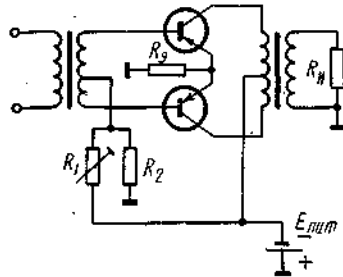


Рис. 5.8. Выходной двухтактный каскад с резистором в цепи эмиттера

Схема УНЧ рис. 5.7 позволяет повысить температурный предел стабильной работы выходного каскада. В схеме рис. 5.7 коллекторные цепи обоих транзисторов соединяются с общим проводом, поэтому можно установить транзисторы непосредственно на шасси и тем самым улучшить условия теплоотвода. В остальном же описанный усилитель практически не отличается от обычного усилителя с общим эмиттером.

В разд. 5.2.3 было показано, что режим каскада с малым эквивалентным сопротивлением в базовой цепи обладает высокой устойчивостью к колебаниям $V_{ст}$, но подвержен изменению при разбросе I_{30} . Следовательно, режим оконечного усилителя будет нестабилен при смене транзисторов. Для установки заданного начального тока выходного каскада в высокоомное плечо базового делителя иногда включают полупеременный резистор (рис. 5.8). Некоторое стабилизирующее действие (предохраняя от значительного увеличения коллекторного тока и лавинообразного процесса его нарастания при смене транзисторов) оказывает резистор в эмиттерной цепи рис. 5.8.

5.4.2. Стабилизация рабочей точки выходного каскада терморезистором

Создание в базовой цепи делителя, один из элементов которого меняется при изменении температуры, — один из способов получения смещения (величина напряжения смещения практически равна $U_{3б}$), изменяющегося по закону около -2 мВ/град. При этом, если оставить постоянной величину R_1 (рис. 5.4), то закон изменения R_2 будет полностью соответствовать изменению смещения. Действительно, из рис. 5.4

$$U_{см} = \frac{E_{пит}}{R_1 + R_2} R_2 \quad (5.48)$$

а так как $R_2 \ll R_1$, то

$$U_{см} \approx \frac{E_{пит}}{R_1} R_2 \approx D R_2 \quad (5.49)$$

(D — постоянная величина).

Так как смещение должно меняться линейно при изменении температуры с температурным коэффициентом около -2 мВ/град, то сопротивление резистора R_2 должно иметь отрицательный температурный коэффициент. Таким коэффициентом обладают терморезисторы, но сопротивление их изменяется с температурой по экспоненциальному закону ¹⁾:

$$R_T = A \exp \frac{B}{T}, \quad (5.50)$$

где A и B — постоянные, характеризующие материал полупроводника, из которого изготовлен терморезистор. Иногда в справочных данных вместо величины B дается значение температурного коэффициента терморезистора $\alpha_T = -\frac{B}{T^2}$.

Необходимо, чтобы сочетание терморезистора с линейными элементами обеспечило нужный закон изменения смещения. Параллельное соединение терморезистора с обычным резистором (рис. 5.9) дает в некотором диапазоне температур желаемый результат. В общем виде R_2 может состоять из комбинации последо-

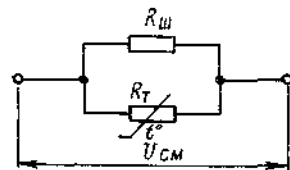


Рис. 5.9. Простая цепь с терморезистором

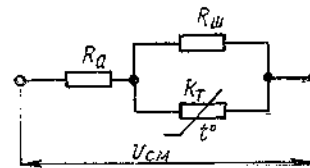


Рис. 5.10. Сложная цепь с терморезистором

вательного и параллельного резистора с терморезистором (рис. 5.10) ²⁾. Нужно так подобрать величины $R_а$, $R_ш$, R_T , чтобы в заданном диапазоне температур функциональная зависимость $R_а + R_2$ от температуры возможно меньше отличалась от прямой линии, т. е. решить задачу о наилучшем приближении этой функ-

¹⁾ Чтобы избежать написания сложных показателей степени, в настоящем разделе используется символ \exp вместо $e^{\frac{B}{T}}$.

²⁾ Ниже проводится анализ и расчет цепи смещения рис. 5.10. Расчет элементов цепи смещения рис. 5.9 дан без вывода.

ции к прямой линии:

$$\frac{U_0 + C(T - T_0)}{I}$$

Выше обозначено: R_2 — сопротивление параллельного соединения терморезистора R_T с шунтом $R_{ш}$; U_0 — напряжение смещения при температуре T_0 ; I — ток делителя базовой цепи; $C \approx -2$ мВ/град.

Из предыдущего следует, что функция

$$Y(T) = U_0 + C(T - T_0) - I(R_a + R_2) \quad (5.51)$$

должна иметь наилучшее приближение к нулю. Перепишем ее, выразив величину R_T через ее значение при определенной температуре T_0 и величину R_2 из рис. 5.10:

$$R_T = R_{T0} \exp \left[\frac{B(T_0 - T)}{T_0 T} \right]; \quad (5.52)$$

$$R_2 = \frac{R_{ш} + R_{T0} \exp \left[\frac{B(T_0 - T)}{T_0 T} \right]}{R_{ш} + R_{T0} \exp \left[\frac{B(T_0 - T)}{T_0 T} \right]}; \quad (5.33)$$

$$Y(T) = U_0 + C(T - T_0) - I R_a - \frac{I R_{ш} R_{T0} \exp \left[\frac{B(T_0 - T)}{T_0 T} \right]}{R_{ш} + R_{T0} \exp \left[\frac{B(T_0 - T)}{T_0 T} \right]}. \quad (5.54)$$

В диапазоне температур ($-10 \div +55^\circ \text{C}$) выражение (5.54) с достаточной точностью можно аппроксимировать полиномом третьей степени. Из всех полиномов третьей степени наилучшее приближение к нулю (в интервале ± 1) дает полином Чебышева

$$x^3 - \frac{3}{4}x, \quad (5.55)$$

имеющий в заданном интервале три точки полного сопряжения. Следовательно, надо так подобрать величины R_a , $R_{ш}$, R_{T0} , чтобы точки полного сопряжения удовлетворяли полиному Чебышева. Для интервала температур $T_{\min} \div T_{\max}$ точки полного сопряжения таковы:

$$\left. \begin{aligned} T_0 &= \frac{T_{\min} + T_{\max}}{2} \\ T_1 &= T_0 - \frac{\sqrt{3}}{2} \left(\frac{T_{\max} - T_{\min}}{2} \right) \\ T_2 &= T_0 + \frac{\sqrt{3}}{2} \left(\frac{T_{\max} - T_{\min}}{2} \right) \end{aligned} \right\} \quad (5.56)$$

Чтобы определить R_a , $R_{ш}$, R_{T0} , следует решить три уравнения, соответствующие этим точкам:

$$\left. \begin{aligned} U_0 + C(T_1 - T_0) - I R_a - \frac{I R_{ш} R_{T0} \exp \left[\frac{B(T_0 - T_1)}{T_0 T_1} \right]}{R_{ш} + R_{T0} \exp \left[\frac{B(T_0 - T_1)}{T_0 T_1} \right]} &= 0 \\ I R_a - \frac{I R_{ш} R_{T0}}{R_{ш} + R_{T0}} &= 0 \\ U_0 + C(T_2 - T_0) - I R_a - \frac{I R_{ш} R_{T0} \exp \left[\frac{B(T_0 - T_2)}{T_0 T_2} \right]}{R_{ш} + R_{T0} \exp \left[\frac{B(T_0 - T_2)}{T_0 T_2} \right]} &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (5.57)$$

Обозначив

$$\frac{R_{ш} R_{T0}}{R_{ш} + R_{T0}} = R_{2T0}, \quad (5.58)$$

$$\exp \left[\frac{B(T_0 - T_2)}{T_0 T_2} \right] = m, \quad (5.59)$$

$$\exp \left[\frac{B(T_0 - T_1)}{T_0 T_1} \right] = n \quad (5.60)$$

и учитывая, что в соотношении (5.56) $T_1 - T_0 = T_0 - T_2$, получим из ур-ний (5.57) — (5.60):

$$R_{ш} = \frac{R_{2T0} R_{T0}}{R_{T0} - R_{2T0}}; \quad (5.61)$$

$$R_{T0} = \frac{I R_{2T0}^2 (1 - n) + C(T_0 - T_1) R_{2T0} (n - 1)}{C(T_0 - T_1) n}; \quad (5.62)$$

$$R_{2T0} = \frac{C(T_0 - T_1)(n - m)}{I(2mn - m - n)}. \quad (5.63)$$

При малых значениях B и небольших температурных интервалах стабилизации возможно хорошее сопряжение по двум точкам. При сопряжении по двум точкам температурнозависимое плечо делителя в базовой цепи состоит из двух элементов (рис. 5.9). Для диапазона температур $T_{\min} \div T_{\max}$ полиному Чебышева второй степени $x^2 - \frac{1}{2}$

соответствуют следующие точки полного сопряжения:

$$\left. \begin{aligned} T_0 &= \frac{(2 - \sqrt{2}) T_{\max} + (2 + \sqrt{2}) T_{\min}}{4} \\ T_2 &= \frac{(2 + \sqrt{2}) T_{\max} + (2 - \sqrt{2}) T_{\min}}{4} \end{aligned} \right\} \quad (5.64)$$

Элементы цепи смещения определяются из соотношений (5.65) — (5.68):

$$U_0 = U_{см\ комп} + C(T_0 - T_{ком}); \quad (5.65)$$

$$R_{\Sigma\tau_0} = \frac{U_0}{I}; \quad (5.66)$$

$$R_{\tau_0} = \frac{R_{\Sigma\tau_0}(1-m)[U_0 - C(T_0 - T_2)]}{mC(T_2 - T_0)}; \quad (5.67)$$

$$R_{ш} = \frac{R_{\Sigma\tau_0}(1-m)[U_0 - C(T_0 - T_2)]}{U_0(1-m) - C(T_0 - T_2)} \quad (5.68)$$

(в (5.67) — (5.68) m определяется из (5.59)).

Порядок расчета

Исходные данные для расчета:

1. Схема каскада, рассчитанная и отработанная при комнатной температуре (в базовой цепи нет терморезистора).

2. Интервал стабилизации ($T_{мин} \div T_{макс}$).

3. Постоянные C (около -2 мв/град) и B (для трехточечной компенсации рекомендуется брать значения $B \geq 4000$ град).

Требуется определить элементы цепи стабилизации.

1. Из ур-ний (5.56) или (5.64) определяются точки полного сопряжения соответственно для трех- и двухточечной компенсации.

2. Используя таблицы показательных функций, находят величины m и n из ур-ний (5.59) и (5.60) или только m из ур-ния (5.59) при сопряжении по двум точкам.

3. Определяется величина U_0 из соотношения (5.65).

4. Рассчитывается величина $R_{\Sigma\tau_0}$ по (5.63) или (5.66) (последнее справедливо при сопряжении по двум точкам).

5. Находят R_{τ_0} из выражений (5.62) или (5.67) соответственно при компенсации в трех и двух точках.

6. Определяют $R_{ш}$ из соотношения (5.61).

7. При сопряжении по трем точкам величина R_a определяется из следующего уравнения:

$$R_a = \frac{U_0 - IR_{\Sigma\tau_0}}{I}. \quad (5.69)$$

8. Так как сопротивление терморезистора приводится при температуре $T = 293^\circ\text{K}$, то

$$R_{T\ 293^\circ\text{K}} = R_{\tau_0} \exp\left[\frac{B(T_0 - 293)}{T_0 \cdot 293}\right]. \quad (5.70)$$

5.4.3. Стабилизация рабочей точки выходного каскада диодом

Как было показано в предыдущем разделе, цепь смещения с терморезистором в общем случае состоит из четырех элементов, три из которых необходимы для получения линейного закона из-

менения напряжения. Такая цепь громоздка и дорога. В последнее время делается попытка применить для стабилизации выходных усилителей диоды или $p-n$ -переходы мощных транзисторов.

При условии, что величина напряжения на диоде не превышает 150 мв, можно считать ток диода постоянной величиной, не зависящей от параметров диодов и температуры (рис. 5.11):

$$I_d \approx \frac{E_{пвт}}{R_{см}} = \text{const}. \quad (5.71)$$

Между током диода и напряжением на нем существует зависимость

$$I_d = I_0 (e^{\gamma U_d} - 1),$$

откуда

$$U_d = \frac{1}{\gamma} \ln\left(\frac{I_d}{I_0} + 1\right). \quad (5.72)$$

Степень зависимости напряжения на диоде от температуры можно определить из (5.72)

Учитывая, что

$$\frac{d\gamma}{dT} = \frac{\gamma}{T}, \quad \frac{dI_0}{dT} \approx 0,08 I_0, \quad I_d \gg I_0,$$

получим

$$\frac{dU_d}{dT} \approx \frac{U_d}{T} - \frac{0,08}{\gamma}. \quad (5.73)$$

Соотношение (5.73) показывает, что значение температурного коэффициента напряжения на диоде практически постоянно в небольшом интервале температур (при $\gamma \approx 34$ 1/в, $I_d \approx 1,5$ ма, $I_0 \approx \approx 15$ мкА, $U_d \approx 130$ мв $\frac{dU_d}{dT}$ около -2 мв/град). Таким образом, цепь стабилизации с диодом создает нужный закон изменения смещения. При этом она экономичнее цепи термисторной стабилизации. Оконечный каскад с диодом в цепи смещения значительно меньше подвержен влиянию напряжения источника питания. Из ур-ний (5.71) и (5.72)

$$\frac{dU_d}{U_d} \approx \frac{dE_{пвт}}{E_{пвт}} \frac{1}{\ln\left(\frac{I_d}{I_0} + 1\right)}. \quad (5.74)$$

Из выражения (5.74) видно, что относительная стабильность напряжения смещения, создаваемого цепью с диодом, увеличива-

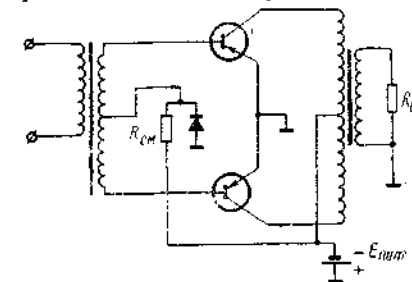


Рис. 5.11. Выходной двухтактный каскад с диодом в цепи базы

ется в $\ln\left(\frac{I_D}{I_0} + 1\right)$ раз по сравнению со схемой смещения на резисторах.

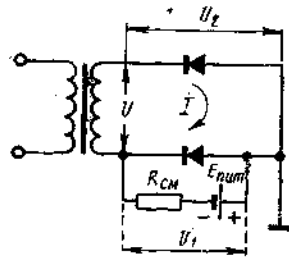


Рис. 5.12. Плечо входной цепи двухтактного каскада на рис. 5.11

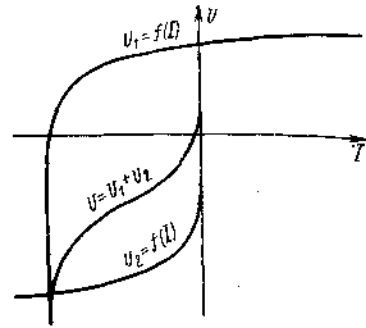


Рис. 5.13. Построение вольт-амперной характеристики схемы на рис. 5.12

Кроме отмеченных преимуществ, цепь стабилизации с диодом имеет и существенный недостаток. Так, если ток, протекающий через диод, меньше некоторого значения, определяемого величинами выходной мощности и коэффициента усиления по току транзисторов оконечного каскада, выходной сигнал искажается («уплощение вершины» и «отсечка»).



Рис. 5.14. Вольт-амперная характеристика схемы на рис. 5.12

Для этого найдем зависимость $I=f(U)$ для схемы рис. 5.12, которую можно рассматривать как одно плечо входной цепи двухтактного каскада. Построение характеристик $I=f(U)$ представлено на рис. 5.13—5.14. Из рис. 5.14 видно, что при

$$I_{0 \text{ макс}} \geq I_D$$

происходит отсечка выходного сигнала.

Если бы кривая $U_1=f(I)$ была параллельна оси токов, т. е. $U_1=\text{const}$, то характеристика $U=f(I)$ полностью повторяла бы характеристику $U_2=f(I)$. В этом случае цепь смещения не вносила бы дополнительных нелинейных искажений. По-видимому для реального случая в интервале изменения U_1 от U_D до $0,75 U_D$ цепь смещения не внесет заметных искажений. Этому интервалу, как

видно из ур-ния (5.72), соответствует изменение I_D приблизительно от I_D до $\frac{I_D}{e^{0,25 \gamma U_D}}$.

Таким образом, заметные нелинейные искажения отсутствуют, если

$$I_{0 \text{ макс}} \leq I_D \left(1 - \frac{1}{e^{0,25 \gamma U_D}}\right); \quad (5.75)$$

$$\text{при } \gamma \approx 34 \text{ 1/в } U_D = 120 \div 150 \text{ мВ}$$

$$I_{0 \text{ макс}} \leq I_D (0,64 \div 0,72). \quad (5.75')$$

Условие (5.75) позволяет связать между собой $P_{\text{вых макс}}$, K_i , I_D . Выражая максимальный импульс тока в коллекторной цепи каскада (рис. 5.11) $I_{K \text{ макс}}$ через $P_{\text{вых макс}}$ и учитывая, что

$$I_{0 \text{ макс}} = \frac{I_{K \text{ макс}}}{K_i},$$

а также условие (5.75), получим

$$I_D \geq \frac{2 P_{\text{вых макс}}}{(0,64 \div 0,72) K_i \eta_{\text{тр}} \xi E_{\text{пит}}}, \quad (5.76)$$

где $\eta_{\text{тр}}$ — кпд выходного трансформатора; ξ — коэффициент использования коллекторного напряжения.

Формула (5.76) показывает, в частности, что чем меньше коэффициент усиления по току транзисторов оконечного каскада и ниже напряжение источника питания, тем больше ток, потребляемый цепью смещения.

Зная I_D из (5.76), можно найти сопротивление базового делителя $R_{\text{см}}$ (рис. 5.11):

$$R_{\text{см}} = \frac{E_{\text{пит}}}{I_D}. \quad (5.77)$$

Питание диода от источника $E_{\text{пит}}$ может оказаться невыгодным, так как при больших токах диода существенно увеличится «ток покоя» приемника. Чтобы избежать этого, следует питать стабилизирующий диод током предварительных каскадов усиления приемника, или частью его тока и током делителя, или током нескольких каскадов.

В качестве стабилизирующих диодов могут использоваться любые достаточно мощные транзисторы в диодном включении. При этом для увеличения тока I_D при заданном U_D целесообразно соединить 3-й вывод транзистора с любым выводом p-n-перехода. Во всех случаях использования транзисторов вместо специальных диодов важно лишь, чтобы при определенном токе диода разброс величины напряжения смещения U_D не превышал допустимого значения.

В некоторых случаях в качестве стабилизирующих диодов могут быть использованы и существующие силовые диоды. При токе

$I_d = 2 \div 4$ ма на диоде типа Д7А создается падение напряжения $U_d = 160 \div 200$ мв. Вводя в эмиттерную цепь выходного каскада резистор сопротивлением около 30 ом, можно компенсировать избыточное напряжение на диоде.

Включение в эмиттерную цепь резистора с большим сопротивлением приводит к существенному снижению коэффициента усиления по мощности оконечной ступени. Поэтому применение существующих силовых диодов возможно в тех приемниках, где экономичность — не решающий фактор.

5.4.4. Стабилизация рабочей точки выходного каскада током предварительного усилителя с непосредственной связью

Кроме рассмотренных методов стабилизации мощных усилителей, возможно также питание базовой цепи выходного каскада током предварительного УНЧ с непосредственной связью. В разд. 5.3

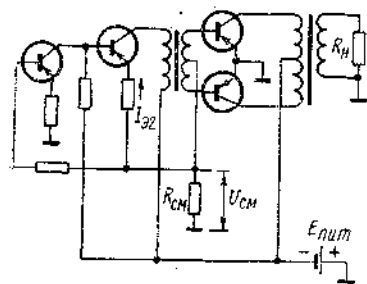


Рис. 5.15. Питание базовой цепи выходного двухтактного каскада током УНЧ с непосредственной связью

было показано, что эквивалентный источник смещения второго каскада большинства усилителей с непосредственной связью имеет отрицательный температурный коэффициент. А это может привести к уменьшению тока $I_{с2}$ с ростом температуры. Протекая по резистору, этот ток создает падение напряжения, температурная зависимость которого может быть близкой к оптимальной зависимости напряжения смещения оконечной ступени.

На рис. 5.15 показаны усилитель класса АВ и схема его питания. Из рис. 5.15

$$U_{см} \approx I_{с2} R_{см}. \quad (5.78)$$

Из выражения (5.78)

$$\frac{dU_{см}}{dT} = R_{см} \frac{dI_{с2}}{dT}. \quad (5.79)$$

Таким образом, чтобы найти $\frac{dU_{см}}{dT}$, необходимо иметь зависимость эмиттерного тока транзистора второго каскада усилителя с непосредственной связью от температуры. Анализ показывает, что в некотором интервале температур можно получить значения температурного коэффициента напряжения смещения, близкие к оптимальным. При этом жесткая стабилизация предоконечного каскада невозможна, так как за счет изменения его тока получается регулируемое смещение. А отсутствие жесткой стабилизации в усилителе с непосредственной связью вызывает резкие

колебания режимов как предоконечного, так и оконечного (за счет цепи смещения) каскадов при смене транзисторов. Для использования рассмотренного способа стабилизации рабочей точки оконечной ступени требуется идентичность параметров транзисторов предварительного усилителя с непосредственной связью.

5.5. УСТОЙЧИВОСТЬ УСИЛИТЕЛЕЙ С РАЗЛИЧНЫМИ СХЕМАМИ ВКЛЮЧЕНИЯ ПО ПОСТОЯННОМУ ТОКУ К ИЗМЕНЕНИЮ НАПРЯЖЕНИЯ ИСТОЧНИКА ПИТАНИЯ

Одним из основных параметров радиовещательного приемника, работающего от автономного источника питания, является продолжительность нормальной работы от одного комплекта батарей. При этом под нормальной работой радиоприемника понимается неизменность его основных показателей (чувствительность, качество звучания) в течение указанного срока.

На продолжительность нормальной работы приемника оказывают влияние следующие факторы: экономичность приемника, емкость и характеристика разряда батареи, зависимость параметров радиоприемника от напряжения источника питания. Экономичность радиоприемника определяется, в частности, величиной «тока покоя», КПД выходного трансформатора, так называемым «запасом по мощности» или отношением максимальной неискаженной (до «отсечки») мощности к номинальной выходной мощности приемника (чем больше это отношение, тем больше потребляемый приемником ток в режиме номинальной мощности).

Технические условия на приемник регламентируют параметры, определяющие его экономичность. Как было указано выше, кроме величины емкости батареи, на продолжительность нормальной работы влияет и характеристика ее разряда. В батареях, имеющих плоскую характеристику разряда, он происходит при неизменном напряжении, но такую характеристику имеют лишь окислортутные элементы. Большинство же используемых в настоящее время батарей имеет падающую характеристику разряда, так что большая часть их емкости реализуется при пониженных напряжениях, что ухудшает качество звучания радиоприемника, значительно снижает его чувствительность.

Указанные обстоятельства вынуждают менять батареи задолго до реализации их гарантированной емкости. В этих условиях особенно важно создание схем радиоприемников, устойчивых к изменениям напряжения источника питания.

В настоящем разделе рассматриваются причины ухудшения параметров транзисторного радиоприемника по мере разряда батареи и предлагаются способы его стабилизации.

5.5.1. Стабильность режима транзистора при изменении напряжения источника питания

Очевидно, что при изменении напряжения питания меняются режим работы транзистора и его параметры. Изменение параметров транзисторов меняет характеристики приемника в целом. Представляет интерес связь между изменениями напряжения источника питания и режима транзистора в различных схемах его включения. Для анализа используем обобщенную схему питания каскада (рис. 5.1). Обозначив через E напряжение нестабилизированного источника (в общем случае E_1 и E_2 могут быть функциями E) и считая, что в интересующей области изменений E и I_K величина $(1-\alpha)$ практически постоянна, из выражения (5.10) для I_K получим

$$\frac{dI_K}{dE} = \frac{\alpha \frac{dE_1}{dE} - \alpha \frac{dU_{\text{сб}}}{dI_K} \frac{dI_K}{dE}}{R_3 + R'_6(1-\alpha)} \quad (5.80)$$

Полагая с высокой степенью точности, что

$$I_K = \alpha J_{30} e^{\gamma U_{\text{сб}}}, \quad (5.81)$$

из (5.80) и (5.81) найдем

$$\frac{dI_K}{dE} = \frac{\alpha \frac{dE_1}{dE}}{R_3 + R'_6(1-\alpha) + \frac{\alpha}{\gamma I_K}} \quad (5.82)$$

Для оценки степени изменения коллекторного тока при изменении напряжения источника питания воспользуемся более наглядной величиной

$$\frac{dI_K}{I_K} / \frac{dE}{E}$$

Из ур-ний (5.10), (5.82) определим

$$\frac{dI_K}{I_K} / \frac{dE}{E} = \frac{\alpha \frac{dE_1}{dE} E [R_3 + R'_6(1-\alpha)]}{[\alpha E_1 + I_{K0}(R_3 + R'_6) - \alpha U_{\text{сб}}] \left[R_3 + R'_6(1-\alpha) + \frac{\alpha}{\gamma I_K} \right]} \quad (5.83)$$

Используя соотношение (5.83), рассмотрим наиболее характерные случаи.

1. Каскад достаточно жестко стабилизирован по постоянному току. Величина E_1 — линейная функция напряжения нестабилизированного источника E (E_2). В этом случае

$$\left. \begin{aligned} R_3 + R'_6(1-\alpha) &\gg \frac{\alpha}{\gamma I_K} \\ \alpha E_1 &\gg I_{K0}(R_3 + R'_6) - \alpha U_{\text{сб}} \end{aligned} \right\}$$

откуда

$$\frac{dI_K}{I_K} / \frac{dE}{E} = 1. \quad (5.84)$$

Таким образом, в рассматриваемом случае относительное изменение коллекторного тока равно относительному изменению напряжения источника питания.

2. Каскад собран по самой нестабильной схеме (отсутствует резистор в цепи эмиттера и мало внутреннее сопротивление источника смещения). Величина E_1 — линейная функция напряжения нестабилизированного источника E (E_2).

Из выражений (5.10) и (5.83), найдем

$$\frac{dI_K}{I_K} / \frac{dE}{E} = \frac{\alpha E_1}{I_K R'_6(1-\alpha) + \frac{\alpha}{\gamma}} \quad (5.85)$$

В предельном случае при $R'_6 \rightarrow 0$, $E_1 \rightarrow U_{\text{сб}}$

$$\frac{dI_K}{I_K} / \frac{dE}{E} = \gamma U_{\text{сб}}. \quad (5.86)$$

Полученное соотношение показывает, что в самой нестабильной схеме питания относительное изменение коллекторного тока может в несколько раз превосходить относительное изменение напряжения источника.

3. Каскад имеет любую стабильность по постоянному току. Величина E_1 — линейная функция напряжения стабилизированного источника, а E_2 — линейная функция E .

В данном случае

$$\frac{dI_K}{I_K} / \frac{dE}{E} = 0, \quad (5.87)$$

т. е. коллекторный ток остается постоянным.

Определим степень изменения коллекторного напряжения при изменении напряжения источника питания. Из ур-ния (5.82), учитывая, что

$$U_{K3} = E_2 - I_K \left(R_K + \frac{R_3}{\alpha} \right) + I_{K0} \frac{R_3}{\alpha}$$

и используя сделанное ранее допущение ($\alpha = \text{const}$), получим

$$\frac{dU_{K3}}{dE} = \frac{dE_2}{dE} - \frac{\alpha \frac{dE_1}{dE} \left(R_K + \frac{R_3}{\alpha} \right)}{R_3 + R'_6(1-\alpha) + \frac{\alpha}{\gamma I_K}}$$

Оценим рассмотренные выше случаи питания транзисторных каскадов с точки зрения стабильности коллекторного напряжения, введя величину $\frac{dU_{кз}}{U_{кз}} / \frac{dE_2}{E_2}$.

$$1. \frac{dU_{кз}}{U_{кз}} / \frac{dE_2}{E_2} = \frac{E_2}{U_{кз}} - \frac{\alpha E_1 (R_k + \frac{R_3}{\alpha})}{U_{кз} [R_3 + R'_0 (1 - \alpha)]} \approx 1, \quad (5.89)$$

так как в случае 1

$$U_{36} \ll I_3 [R_3 + R'_0 (1 - \alpha)] \approx E_1.$$

Следовательно, в каскаде с жесткой стабилизацией по постоянному току относительное изменение коллекторного напряжения равно, а абсолютное — меньше соответствующих изменений напряжения источника питания.

2. В предельном случае при $R'_0 \rightarrow 0$, $E_1 \rightarrow U_{36}$

$$\frac{dU_{кз}}{U_{кз}} / \frac{dE_2}{E_2} = \gamma U_{36} - \frac{E_2}{U_{кз}} (\gamma U_{36} - 1). \quad (5.90)$$

Выражение (5.90) показывает, что в самой нестабильной схеме питания относительное изменение коллекторного напряжения колеблется в широких пределах, достигая максимальных положительных значений при $U_{кз} \rightarrow E_2 (R_k = 0)$, принимая отрицательные значения при

$$U_{кз} < \frac{E_2}{\gamma U_{36}} (\gamma U_{36} - 1) \quad (5.91)$$

и нулевые значения при

$$U_{кз} = E_2 \frac{\gamma U_{36} - 1}{\gamma U_{36}}. \quad (5.92)$$

Особенность рассматриваемой схемы — возможные нулевые значения абсолютного и относительного изменений коллекторного напряжения, что позволяет использовать ее в качестве стабилизатора напряжения питания.

$$3. \frac{dU_{кз}}{dE_2} = 1; \quad \frac{dU_{кз}}{U_{кз}} / \frac{dE_2}{E_2} = \frac{E_2}{U_{кз}}. \quad (5.93)$$

В схеме питания, обеспечивающей постоянство коллекторного тока, абсолютное изменение коллекторного напряжения равно, а относительное — больше соответствующих изменений напряжения источника питания.

Рассмотренные варианты схем питания транзистора показывают, что при изменении напряжения источника питания в общем случае меняются как коллекторный ток, так и коллекторное напряжение. При питании входной цепи транзистора стабильным на-

пряжением коллекторный ток остается постоянным, хотя напряжение на коллекторе в этом случае меняется сильнее.

В гл. 2 было показано, что при изменении коллекторного тока происходит почти пропорциональное изменение проводимостей транзистора. Напротив, коллекторное напряжение, начиная с $0,5 \div 1$ в и выше, практически не влияет на его параметры (наиболее заметны изменения C_{12} , C_{22}). Сказанное позволяет наметить пути создания схем приемников, устойчивых к изменению напряжения источника питания.

5.5.2. Пути построения схем радиоприемников, устойчивых к изменению напряжения источника питания

В современных радиоприемниках как в случае сосредоточенной, так и распределенной селекции элементы, определяющие настройку и полосу пропускания, слабо связаны с транзисторами, поэтому возможные небольшие изменения входных и выходных проводимостей транзистора при изменении режима работы по постоянному току не влияют на селективность и усиление радиоприемника.

В тракте УПЧ, рассчитанном на заданную устойчивость [20], усиление полностью определяется параметром Y_{21} , который изменяется пропорционально коллекторному току (небольшое изменение C_{12} при изменении коллекторного напряжения практически не изменяет усиления и устойчивости каскада). А это означает, что при уменьшении напряжения источника питания будет падать усиление, а следовательно, и чувствительность приемника. Кроме того, по мере разряда батарей растет коэффициент гармоник радиоприемника за счет уменьшения начального тока выходного двухтактного каскада класса АВ и появления характерных искажений сигнала типа «ступенька», резко ухудшающих качество звучания, так и за счет изменения режима работы детектора.

Таким образом, для стабилизации основных характеристик транзисторного приемника необходимо поддерживать постоянными токи его каскадов, а для этого эквивалентный источник смещения в цепи базы должен быть стабилизированным. Последнее, как видно из табл. 5.1—5.3, может быть выполнено при раздельном питании базовых и коллекторных цепей (схема № 1). При этом возможны два случая:

1. Питание базовых цепей от отдельного источника.
 2. Питание базовых цепей с помощью нелинейных элементов (опорный диод, селеновый стабилизатор, термистор, транзистор).
- Сделанные выше рекомендации не могут быть осуществлены в усилителях с непосредственной связью. Для стабилизации параметров последних приходится питать от стабилизированного источника как базовые, так и коллекторные цепи, что менее экономично.

из графика рис. 5.17 ясно, что

$$R = \frac{E_{к\ мин} - U_{оп}}{I_{нач} + \Sigma I_{\phi}}; \quad (5.96)$$

$$I_{макс} = I_{нач} + \Sigma I_{\phi} + \frac{E_{к\ макс} - E_{к\ мин}}{R}. \quad (5.97)$$

После преобразований из ур-ния (5.97) с учетом соотношения (5.96) получим

$$I_{макс} = (I_{нач} + \Sigma I_{\phi}) \frac{E_{к\ макс} - U_{оп}}{E_{к\ мин} - U_{оп}}. \quad (5.98)$$

Вывод соотношений (5.96) — (5.98) и приведенные выше построения сделаны в предположении, что динамическое сопротивление R_g нелинейного элемента близко к нулю и опорное напряжение на участке стабилизации постоянно. На самом деле при изменении напряжения источника питания происходит незначительное изменение напряжения стабилизации.

Выражение (5.98) показывает, что чем больше значение $I_{нач}$, чем больше диапазон изменения напряжения источника и, самое главное, чем меньше разница между минимальным напряжением батареи и напряжением стабилизации, тем больше ток, потребляемый цепью стабилизации. Таким образом, для повышения экономичности транзисторного радиоприемника необходимо выбирать стабилизаторы с минимальным значением опорного напряжения. Необходимо отметить, что характеристики опорных диодов значительно меньше зависят от температуры, чем характеристики термисторов, хотя температурную зависимость последних можно использовать в радиоприемнике, применив более слабую температурную стабилизацию каскадов. Дело в том, что с ростом температуры увеличивается ток транзистора, но одновременно уменьшается напряжение на термисторе.

Как было показано в выражении (5.98), потребление тока цепью стабилизации зависит от суммарного тока всех базовых цепей. Через делитель в базовой цепи оконечного каскада протекает ток 1—4 ма. Поэтому питание ее нельзя осуществить непосредственно от стабилизатора напряжения, ибо это приведет к резкому увеличению тока, потребляемого цепью стабилизации, а следовательно, и «тока покоя» всего радиоприемника.

На рис. 5.19 показана схема питания входной цепи двухтактной ступени, позволяющая без дополнительного потребления тока сохранить неизменным режим выходных транзисторов при разряде батареи. Принцип действия схемы рис. 5.19 в том, что цепь смещения оконечного каскада питается эмиттерным током предоконечного, базовый потенциал которого стабилизирован нелинейным элементом. Для снижения потребляемого цепью стабилизации тока можно использовать схему рис. 5.20. В этом случае из выражений (5.96), (5.98) получим

$$R = \frac{E_{к\ мин} - U_{оп}}{I_{нач} + (1 - \alpha) \Sigma I_{\phi} - I_{к0}}; \quad (5.99)$$

$$I_{макс} = [I_{нач} + (1 - \alpha) \Sigma I_{\phi} - I_{к0}] \frac{E_{к\ макс} - U_{оп}}{E_{к\ мин} - U_{оп}} \quad (5.100)$$

(в ур-ниях (5.99), (5.100) α и $I_{к0}$ — параметры транзистора стабилизатора).

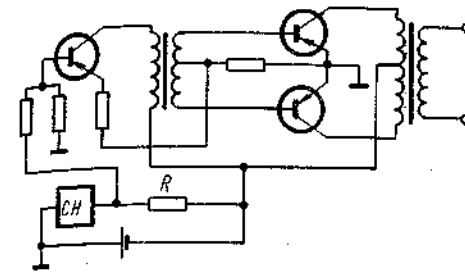


Рис. 5.19. Питание базовой цепи оконечной ступени стабилизированным эмиттерным током предыдущего каскада

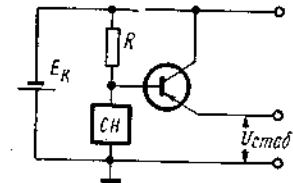


Рис. 5.20. Стабилизатор напряжения питания базовых цепей на опорном элементе и транзисторе

Снижение потребляемого тока дается ценой введения в схему стабилизатора транзистора, причем действие его тем эффективнее, чем больше коэффициент усиления по току.

5.5.5. Стабилизаторы напряжения питания, базовых и коллекторных цепей

В качестве стабилизаторов напряжения питания базовых и коллекторных цепей можно использовать стабилизаторы рис. 5.18, 5.20. Однако при работе радиоприемников от автономных источников питания оптимальная величина напряжения стабилизации лежит в пределах 3—5 в, а проектирование рассмотренных стабилизаторов на указанные напряжения может встретить определенные трудности. Дело в том, что для стабилизаторов рис. 5.18, 5.20 требуются опорные напряжения, близкие по величине к напряжению стабилизации. Но в настоящее время отсутствуют опорные диоды на напряжения 3—5 в. Поэтому для построения рассматриваемых стабилизаторов требуется последовательное соединение низковольтных стабилизирующих элементов, что конструктивно и экономически невыгодно.

В отличие от схем рис. 5.18, 5.20, стабилизаторы напряжения рис. 5.21, 5.22 обеспечивают достаточно высокое напряжение стабилизации, но в них либо вообще не используются специальные опорные элементы (рис. 5.22), или используются стабилитроны на относительно низкие (0,9—1,5 в) опорные напряжения (кремние-

В моделях радиоприемников с кв (ниже 25 м) и укв диапазо- нами для стабильной работы гетеродина и смесителя недостаточ- но стабилизировать лишь токи каскадов. За счет изменения ем- костей транзистора C_{12} , C_{22} может наблюдаться заметный уход ча- стоты гетеродина, превышающий по величине ширину полосы про- пуска тракта пч, а также возникновение паразитной генера- ции.

В указанных моделях приемников питать от стабилизированно- го источника целесообразно не только базовые, но и коллектор- ные цепи гетеродина и смесителя.

5.5.3. Питание базовых цепей от отдельной батареи

Базовые цепи потребляют малый ток, поэтому батарею, имею- щую даже сравнительно небольшую емкость, можно считать ста- бильным источником базового напряжения. Величина напряже- ния источника базового смещения опре- деляется заданной температурной и ре- жимной стабильностью коллекторного тока каскадов и необходимой величиной напряжения коллектор—эмиттер (см. разд. 5.2.4), которое в соответствии с рис. 5.16 при достаточно больших $E_{\text{стаб}}$ равно

$$U_{кз} \approx E_{к} - I_{к} R_{к} - E_{\text{стаб}}. \quad (5.94)$$

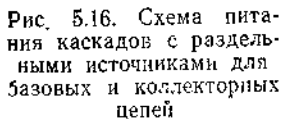


Рис. 5.16. Схема пита- ния каскадов с раздель- ными источниками для базовых и коллекторных цепей

Следует учитывать, что при раздель- ном питании базовых и коллекторных цепей напряжение $U_{кз}$ в начале разряда батареи должно быть связано с мини- мальной величиной $U_{кз \text{ мин}} = (0,3 \div 0,5) E_{к \text{ макс}}$ в

следующим соотношением:

$$U_{кз} \geq (0,3 \div 0,5)_{(e)} E_{к \text{ макс}} - E_{к \text{ мин}}, \quad (5.95)$$

где $E_{к \text{ макс}}$ и $E_{к \text{ мин}}$ — границы изменения напряжения источника питания в коллекторной цепи, в которых требуется обеспечить ста- бильность параметров радиоприемника.

5.5.4. Питание базовых цепей с помощью нелинейных элементов — стабилизаторов напряжения и расчет цепи стабилизации

Не всегда есть возможность использовать отдельный источник для питания базовых цепей. В таких случаях роль стабилизирован- ного источника выполняют нелинейные элементы. В качестве ста- билизаторов напряжения (СН) можно использовать кремниевые диоды Д808—Д813 в обратном и прямом включениях, селеновые стабилизаторы, термисторы и транзисторы любого типа в сочета-

нии со стабилизирующими диодами. На рис. 5.17 показана типо- вая характеристика, а на рис. 5.18 — схема включения нелинейного элемента. Сопротивление резистора R должно быть таким, чтобы в заданном интервале стабилизации цепь с нелинейным элемен- том потребляла минимальный ток.

Расчет цепи стабилизации можно выполнить графически и ана- литически. Он заключается в определении сопротивления резисто- ра R и тока, потребляемого цепью стабилизации, при любом напряжении источ- ника питания. При этом за- данными величинами счита- ются суммарный ток всех

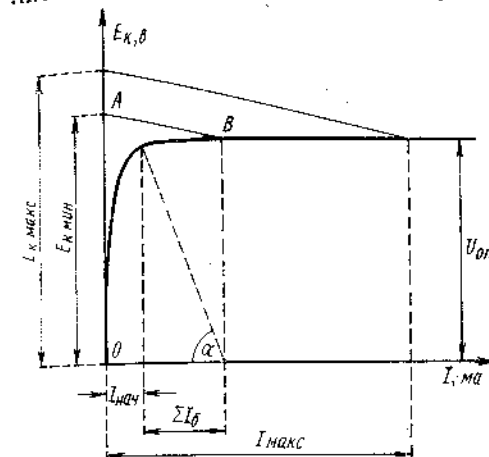


Рис. 5.17. Типовая характеристика стаби- лизатора напряжения

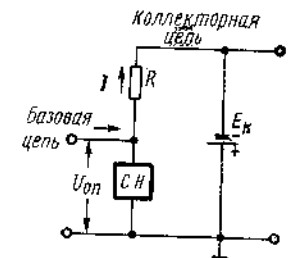


Рис. 5.18. Схема вклю- чения стабилизатора на- пряжения базовых цепей

базовых цепей ($\Sigma I_{б}$), граничные значения напряжения источника питания ($E_{к \text{ макс}}$, $E_{к \text{ мин}}$), при которых должна быть обеспечена стабильность параметров радиоприемника, напряжение стабили- зации нелинейного элемента ($U_{оп}$), минимальный ток стабили- зации ($I_{\text{нач}}$).

Графическое построение (см. рис. 5.17) выполняется следую- щим образом. Из точки на вольтамперной характеристике нели- нейного элемента, соответствующей минимальному току стабили- зации, проводится линия под углом $\alpha = \arctg \frac{U_{оп}}{\Sigma I_{б}}$ к оси токов.

Точка пересечения линии с осью токов соответствует минималь- ному току $I_{\text{нач}} + \Sigma I_{б}$, протекающему через резистор R при мини- мальном значении напряжения источника питания $E_{к \text{ мин}}$. Далее соединяется точка, соответствующая $E_{к \text{ мин}}$ с точкой на характери- стике, соответствующей $I_{\text{нач}} + \Sigma I_{б}$ (линия AB). Тангенс угла на- клона этой линии и определит искомое сопротивление резистора R . Величина тока, протекающего через цепь стабилизации при мак- симальном значении напряжения источника, определится, если из точки $E_{к \text{ макс}}$ провести линию параллельно AB до пересечения с вольтамперной характеристикой нелинейного элемента.

вые диоды, включенные в прямом направлении, и селеновые стабиллизаторы).

Рассмотрим работу стабилизатора рис. 5.21. Между базовым выводом транзистора T_1 и точкой соединения резисторов $R_{\text{э1}}$ и $R_{\text{э2}}$ включен опорный элемент. При условии, что величина его опорного напряжения значительно превышает напряжение эмиттер-ба-

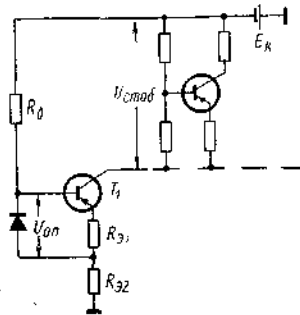


Рис. 5.21. Стабилизатор напряжения питания базовых и коллекторных цепей на опорном элементе и транзисторе

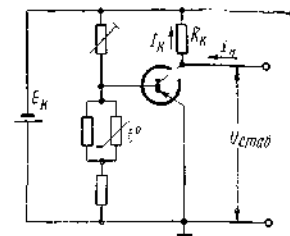


Рис. 5.22. Стабилизатор напряжения питания базовых и коллекторных цепей на транзисторе

за, эмиттерный, а значит и коллекторный (нагрузочный), токи стабилизирующего транзистора можно считать практически не зависимыми от напряжения источника питания, температуры окружающей среды и параметров усилительных приборов, применяемых в качестве стабилизатора. Постоянство тока нагрузки обеспечивает постоянство напряжения стабилизации ($U_{\text{стаб}}$) и тем самым напряжения на нагрузке.

Необходимо подчеркнуть, что одно из неперенных требований при проектировании стабилизатора — обеспечение напряжения $U_{\text{к0}} \geq U_{\text{к0 мин}} \approx 0,3 \div 0,5$ в во всем интервале стабилизации $E_{\text{к макс}} \div E_{\text{к мин}}$. Напряжение $U_{\text{стаб}}$ может быть использовано для питания базовых и коллекторных цепей гетеродина, смесителя и каскада УВЧ.

Для питания базовых цепей каскадов УПЧ радиоприемника можно использовать напряжение, снимаемое с резистора $R_{\text{э2}}$. Напряжение $U_{\text{стаб}}$ стабильнее напряжения $U_{R_{\text{э2}}}$, так как по резистору $R_{\text{э2}}$ протекает нестабильный ток опорного элемента. Чем он меньше по сравнению с током эмиттера стабилизирующего транзистора, тем выше стабильность $U_{R_{\text{э2}}}$. Чтобы изменение напряжения $U_{R_{\text{э2}}}$ приводило к пропорциональному (а не к более резкому) изменению токов каскадов, целесообразно его величину выбирать из условия $U_{R_{\text{э2}}} \geq (1,2 \div 1,5)$ в.

Сказанное выше позволяет наметить методику расчета стабилизатора рис. 5.21. Исходные данные расчета: максимальное и ми-

нимальное значения напряжения источника питания ($E_{\text{к макс}} \div E_{\text{к мин}}$), при которых требуется обеспечить стабильность параметров радиоприемника; величины напряжений стабилизации базовых и коллекторных $U_{\text{стаб}}$ и только базовых $U_{R_{\text{э2}}}$ цепей; значения тока нагрузки $I_{\text{н}}$ и минимального тока стабилизации опорного элемента $I_{\text{нач}}$. Расчет заключается в определении элементов стабилизатора.

Ниже приводятся формулы расчета этих элементов.

$$R_{\text{э1}} = \frac{\alpha (E_{\text{к мин}} - U_{\text{стаб}} - U_{\text{к э мин}} - U_{R_{\text{э2}}})}{I_{\text{н}} - I_{\text{к0}}} \quad (5.101)$$

Определив из ур-ния (5.101) $R_{\text{э1}}$, находим величину напряжения опорного элемента:

$$U_{\text{оп}} = (I_{\text{н}} - I_{\text{к0}}) \frac{R_{\text{э1}}}{\alpha} + U_{\text{эб}} \quad (5.102)$$

Полученное значение $U_{\text{оп}}$ должно быть много больше $U_{\text{эб}}$. Если в результате расчета $U_{\text{оп}}$ получается малым, необходимо уменьшить диапазон стабилизации (увеличить $E_{\text{к мин}}$ или снизить напряжение стабилизации ($U_{\text{стаб}}$)). Из соотношений (5.8) и (5.99)

$$R_{\text{э}} = \frac{E_{\text{к мин}} - U_{\text{оп}} - U_{R_{\text{э2}}}}{I_{\text{нач}} + \frac{I_{\text{н}}(1 - \alpha) - I_{\text{к0}}}{\alpha}} \quad (5.103)$$

Значение тока, протекающего через резистор $R_{\text{э2}}$, колеблется в пределах от $\frac{I_{\text{н}} - I_{\text{к0}}}{\alpha} + I_{\text{макс д}}$ до $\frac{I_{\text{н}} - I_{\text{к0}}}{\alpha} + I_{\text{нач}}$, где в соответствии с выражением (5.100)

$$I_{\text{макс д}} = \left(I_{\text{нач}} + \frac{I_{\text{н}}(1 - \alpha) - I_{\text{к0}}}{\alpha} \right) \frac{E_{\text{к макс}} - U_{\text{оп}}}{E_{\text{к мин}} - U_{\text{оп}}} - \frac{I_{\text{н}}(1 - \alpha) - I_{\text{к0}}}{\alpha} \quad (5.104)$$

Полагая, что напряжение $U_{R_{\text{э2}}}$ соответствует исходному значению напряжения источника питания $E_{\text{к макс}}$ и пренебрегая базовыми токами стабилизируемых каскадов по сравнению с током $\frac{I_{\text{н}} - I_{\text{к0}}}{\alpha} + I_{\text{макс д}}$, получим

$$R_{\text{э2}} = \frac{U_{R_{\text{э2}}}}{\frac{I_{\text{н}} - I_{\text{к0}}}{\alpha} + I_{\text{макс д}}} \quad (5.105)$$

При изменении напряжения питания от $E_{\text{к макс}}$ до $E_{\text{к мин}}$ напряжение питания базовых цепей $U_{R_{\text{э2}}}$ меняется от $U_{R_{\text{э2}}}$ до

$$\frac{I_{\text{н}} - I_{\text{к0}} + \alpha I_{\text{нач}}}{I_{\text{н}} - I_{\text{к0}} + \alpha I_{\text{макс д}}} U_{R_{\text{э2}}}$$

Соотношения (5.101), (5.105) получены в предположении, что величина $U_{\text{оп}}$ постоянна на участке стабилизации.

предыдущем разделе было указано на возможность использования в качестве стабилизатора напряжения транзисторного каскада с малым внутренним сопротивлением источника смещения и без резистора в цепи эмиттера. Из рис. 5.22

$$U_{\text{стаб}} = E_{\text{к}} - (I_{\text{к}} + I_{\text{н}})R_{\text{к}} \quad (5.106)$$

Из ур-ния (5.106) видно, что так как $I_{\text{к}}$ — экспоненциальная функция от $E_{\text{к}}$, величина $U_{\text{стаб}}$ не может быть постоянной во всем интервале изменений напряжения источника питания ($E_{\text{к макс}} \div E_{\text{к мин}}$). Однако характер зависимости (5.106) и возможность выбора $I_{\text{к}}$ и $R_{\text{к}}$ показывают, что, по крайней мере, в двух точках указанного интервала можно получить значения $U_{\text{стаб}}$, равные заданному.

Составив для двух выбранных точек соотношения

$$\begin{aligned} U_{\text{стаб}} &= E_{\text{к1}} - I_{\text{к1}}R_{\text{к}} - I_{\text{н}}R_{\text{к}} \\ U_{\text{стаб}} &= E_{\text{к2}} - I_{\text{к2}}R_{\text{к}} - I_{\text{н}}R_{\text{к}} \end{aligned} \quad (5.107)$$

и решив их относительно $I_{\text{к1}}$, учитывая, что из (5.81)

$$I_{\text{к2}} = \frac{I_{\text{к1}}}{\frac{E_{\text{к1}} - E_{\text{к2}}}{E_{\text{к1}}}} \left(\frac{I_{\text{к1}}}{\alpha J_{\text{э0}}} \right) \quad (5.108)$$

получим

$$\frac{I_{\text{н}}}{I_{\text{к1}}} + \frac{E_{\text{к1}} - U_{\text{стаб}}}{E_{\text{к1}} - E_{\text{к2}}} \frac{1}{\frac{E_{\text{к1}} - E_{\text{к2}}}{E_{\text{к1}}}} = \frac{E_{\text{к2}} - U_{\text{стаб}}}{E_{\text{к1}} - E_{\text{к2}}} \left(\frac{I_{\text{к1}}}{\alpha J_{\text{э0}}} \right) \quad (5.109)$$

Уравнение (5.109) относительно $I_{\text{к1}}$ трансцендентное. Найдя его решение, например, методом проб, можно определить $R_{\text{к}}$ из (5.110):

$$R_{\text{к}} = \frac{E_{\text{к1}} - U_{\text{стаб}}}{I_{\text{к1}} + I_{\text{н}}} \quad (5.110)$$

Что касается выбора двух точек полного совпадения величины напряжения стабилизации с заданным значением, то их целесообразно взять равными корням полинома Чебышева $X^2 - \frac{1}{2}$, обеспечивающего при двух точках полного совпадения ($X = \pm \frac{\sqrt{2}}{2}$) наилучшее приближение к нулю во всем интервале ± 1 . Для интервала изменения напряжения источника питания $E_{\text{к макс}} \div$

$E_{\text{к мин}}$ точки полного совпадения таковы:

$$\begin{aligned} E_{\text{к1}} &= \frac{E_{\text{к макс}} + E_{\text{к мин}}}{2} + \frac{\sqrt{2}}{2} \frac{E_{\text{к макс}} - E_{\text{к мин}}}{2} = \\ &= \frac{(2 + \sqrt{2})E_{\text{к макс}} + (2 - \sqrt{2})E_{\text{к мин}}}{4} \end{aligned} \quad (5.111)$$

$$\begin{aligned} E_{\text{к2}} &= \frac{E_{\text{к макс}} + E_{\text{к мин}}}{2} - \frac{\sqrt{2}}{2} \frac{E_{\text{к макс}} - E_{\text{к мин}}}{2} = \\ &= \frac{(2 - \sqrt{2})E_{\text{к макс}} + (2 + \sqrt{2})E_{\text{к мин}}}{4} \end{aligned} \quad (5.112)$$

Чтобы обеспечить постоянство напряжения $U_{\text{стаб}}$ в заданном интервале температур, необходимо стабилизировать каскад рис. 5.22 способом, аналогичным стабилизации двухтактной выходной ступени класса АВ (см. разд. 5.4). Элементы цепи стабилизации определяются по методике разд. 5.4.

Режим транзистора, используемого в схеме стабилизатора напряжения, определяется параметром $J_{\text{э0}}$, имеющим технологический разброс. Для того чтобы обеспечить взаимозаменяемость транзисторов стабилизатора, в его схему вводится регулируемый элемент (полупеременный резистор в цепи смещения).

Выражение (5.109) показывает, что чем больше ток нагрузки $I_{\text{н}}$, тем больше ток, потребляемый стабилизатором.

Для повышения экономичности приемника в схему стабилизатора вводят второй транзистор (рис. 5.23).

Эффективность стабилизации напряжения питания базовых цепей (в некоторых случаях и коллекторных цепей отдельных каскадов) очевидна.

В моделях приемников без стабилизации снижение напряжения питания на 40% приводит к снижению усиления приблизительно в 7 раз и появлению в выходном сигнале явно выраженной «ступеньки», в то время как в стабилизированных моделях снижение усиления при тех же условиях не превышает 1,5 раза и не наблюдается ухудшения качества звучания приемника.

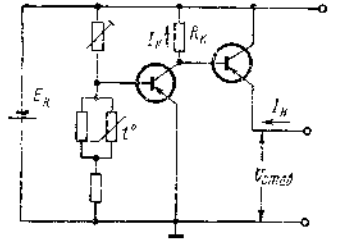


Рис. 5.23. Стабилизатор напряжения питания базовых и коллекторных цепей на двух транзисторах

ТРАКТ ВЫСОКОЙ ЧАСТОТЫ

6.1. УСИЛИТЕЛИ ВЫСОКОЙ ЧАСТОТЫ

6.1.1. Основные положения

Элементы схемы усилителя высокой частоты (УВЧ) рассчитывают и выбирают, исходя из следующих основных требований:

1. Схемы контуров преселектора и УВЧ должны быть идентичны для синхронности изменения частоты настройки, а соответствующие значения элементов контуров (L , C) — равны.

2. Для наиболее полной реализации предусмотренного запаса конструктивной устойчивости УВЧ во всем диапазоне частот результирующая характеристика тракта высокой частоты должна мало зависеть от частоты. Это можно обеспечить в схеме межкаскадной связи УВЧ, амплитудно-частотная характеристика которой противоположна аналогичной зависимости преселектора.

3. Усиление каскада должно быть достаточным для того, чтобы шумы преобразователя и последующих за ним каскадов существенно не изменили коэффициента шума, обусловленного преселектором и УВЧ.

4. Характеристики УВЧ должны быть устойчивы к воздействию различных дестабилизирующих факторов, в том числе и к разбросу параметров транзисторов. Выполнение последнего требования достигается жесткой режимной и температурной стабилизацией каскада и выбором таких слабых связей резонансного контура с транзисторами, при которых существующий технологический разброс параметров транзисторов лишь в допустимых пределах изменяет основные характеристики УВЧ. В последующем анализе будем предполагать наличие слабых связей. Основные положения методики расчета усилителей на заданную устойчивость сводятся к следующему [20]:

— для оценки связи транзистора с нагрузками в рассмотренные вводятся показатели связи: $A_1 = \frac{g_r}{g_{11}}$ и $A_2 = \frac{g_n}{g_{22}}$,

где g_r — активная проводимость генератора, возбуждающего транзистор;

g_n — активная проводимость нагрузки коллекторной цепи;
 g_{11} и g_{22} — активные составляющие входной и выходной проводимостей транзистора;

— при больших значениях A_1 и A_2 каскад превращается в усилитель напряжения, коэффициент усиления которого практически не зависит от разброса g_{11} и g_{22} и определяется крутизной транзистора $|Y_{21}|$, разброс которой незначителен.

Для получения больших значений A_1 и A_2 необходимо выбрать достаточно высокую величину коэффициента устойчивости усилителя K_y :

$$K_y = 1 - \frac{|Y_{12}| |Y_{21}|}{2g_{11}g_{22}(1+A_1)(1+A_2)}$$

Отсюда получается условие устойчивости характеристик усилителя к воздействию внутренней обратной связи транзистора (Y_{12}):

$$(1+A_1)(1+A_2) = \frac{|Y_{12}| |Y_{21}|}{2g_{11}g_{22}(1-K_y)} \quad (6.1)$$

Пользуясь этим выражением, можно по величине показателя связи транзистора с преселектором A_1 определить показатель связи $A_2 \geq A_{2 \text{ о.с.}}$ где

$$A_{2 \text{ о.с.}} = \frac{M_{y.c}}{1+A_1} - 1, \quad (6.2)$$

$$M_{y.c} = \frac{|Y_{12}| |Y_{21}|}{2(1-K_y)g_{11}g_{22}} \quad (6.3)$$

— обобщенный показатель связи транзистора усилителя с источником сигнала (предшествующей схемой) и нагрузкой (последующей схемой).

Показатель связи $A_1 = \frac{1}{R_r g_{11}}$ определяется активной составляющей выходного импеданса преселектора на частоте настройки (R_r).

Если во входной цепи используется двухконтурный фильтр, то

$$A_{2 \text{ о.с.}} = \frac{M_{y.c}}{P_\eta (A_1 + 1)} - 1; \quad (6.4)$$

где P_η — коэффициент, зависящий от параметра связи двухконтурного фильтра преселектора:

$$P_\eta = \begin{cases} 1 & \text{при } \eta \leq 0,49, \\ \frac{\sqrt{2\sqrt{4\eta^2 + \eta^4} - \eta^2}}{1 + \eta^2} & \text{при } \eta \geq 0,49. \end{cases} \quad (6.5)$$

Что касается показателя связи транзистора преобразователя частоты с контуром усилительного каскада ($A_{1 \text{ с.л.}}$), то его целесо-

образно выбрать равным $A_{20, \text{о.с.с.}}$. Тогда из (6.1) и (6.2) получаем:

$$A_{1, \text{о.с.с.}} = \sqrt{\frac{M_{\text{пр}}}{P_{\eta}}} - 1, \quad (6.6)$$

где $M_{\text{пр}}$ — обобщенный показатель связи транзистора преобразователя, определяемый из выражения (6.3) при подстановке в него значений Y -параметров транзистора в режиме преобразования.

Проведенные измерения и расчеты показали, что при $K_{\gamma} = 0,8 \div 0,9$ полученные для транзисторов П-422, ГТ-309 и ГТ-322 значения $A_{20, \text{о.с.}}$ и $A_{1, \text{о.с.с.}}$ обеспечивают одновременно устойчивость характеристик усилителя как к воздействию внутренней обратной связи (Y_{12}), так и к разбросам параметров транзисторов g_{11} и g_{22} .

Перейдем к рассмотрению методики расчета параметров и элементов УВЧ.

6.1.2. Резонансный усилитель

Общая схема межкаскадной связи УВЧ приведена на рис. 6.1а. От обобщенной схемы преселектора (рис. 4.1) схема УВЧ отличается лишь характером входного импеданса и источника возбуждения.

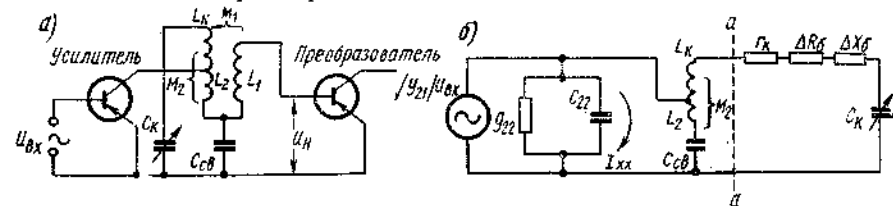


Рис. 6.1. Схема межкаскадной связи УВЧ: а) принципиальная схема; б) эквивалентная схема

буждения. Поэтому все выводы, полученные при анализе преселекторов (разд. 4.2.2), полностью применимы к УВЧ при условии замены эдс (ΔE) и сопротивлений ($\Delta R_A, \Delta X_A$), вносимых в контур из цепи антенны, эквивалентными значениями $\Delta E_K, \Delta R_K, \Delta X_K$, относящимися к коллекторной цепи транзистора УВЧ.

Для определения этих величин обратимся к эквивалентной схеме (рис. 6.1б), в которой ΔR_6 и ΔX_6 представляют сопротивления, вносимые в контур из базовой цепи следующего каскада. Применяя теорему Тевенена, найдем ток I_{xx} и полную проводимость первого контура Y_{xx} в режиме холостого хода (не учитывая цепи правее $a-a$):

$$I_{xx} = \frac{|Y_{21}| u_{вх}}{\left(1 - \omega^2 L_2 C_{22} + \frac{C_{22}}{C_{св}}\right) + i g_{22} \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_{св}}\right)}; \quad (6.7)$$

$$Y_{xx} = \frac{1}{Z_{xx}} = \frac{1}{i \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_{св}}\right) + \frac{1}{g_{22} + i \omega C_{22}}}$$

Тогда, вносимые в контур ΔE_K и ΔZ_K :

$$\Delta E_K = i I_{xx} X_{св2}, \quad \Delta Z_K = \frac{X_{св2}^2}{Z_{xx}}$$

Произведя допустимые упрощения, получаем

$$|\Delta E_K| = \frac{|Y_{21}| X_{св2} U_{вх}}{1 + \frac{C_{22}}{C_{св}} - \frac{\omega^2}{\omega_2^2}}; \quad \Delta R_K = \frac{X_{св2}^2 g_{22}}{\left(1 + \frac{C_{22}}{C_{св}} - \frac{\omega^2}{\omega_2^2}\right)^2};$$

$$\Delta X_K = \frac{X_{св2}^2 \omega C_{22}}{1 + \frac{C_{22}}{C_{св}} - \frac{\omega^2}{\omega_2^2}}; \quad \omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_{22}}}$$

$$X_{св2} = \omega (L_2 + |M_2|) - \frac{1}{\omega C_{св}} \quad \text{— для автотрансформаторной схемы}$$

$$X_{св2} = - \left[\omega |M_2| + \frac{1}{\omega C_{св}} \right] \quad \text{— для трансформаторной схемы.}$$

Учитывая, что у современных транзисторов выходная характеристическая емкость C_{22} составляет несколько пикофард, а емкость связи — несколько сотен пикофард, кроме того, $\omega \ll \omega_2$, допустимо в расчетах пользоваться следующими формулами:

$$\left. \begin{aligned} |\Delta E_K| &= |Y_{21}| X_{св2} U_{вх} \\ \Delta R_K &= X_{св2}^2 g_{22} \\ \Delta X_K &= X_{св2}^2 \omega C_{22} \end{aligned} \right\} \quad (6.8)$$

Коэффициент усиления каскада может быть получен непосредственно из (4.29) при замене h_K эквивалентной величиной $|Y_{21}| X_{св2}$. При этом входящее в выражение $X_{св}$ определяет связь контура с нагрузкой. Применительно к рассматриваемой схеме (рис. 6.1) его целесообразно обозначить $X_{св1}$:

$$X_{св1} = \omega (L_1 + |M_1|) - \frac{1}{\omega C_{св}} \quad (6.9)$$

— для автотрансформаторной схемы связи контура с нагрузкой,

$$X_{св1} = - \left[\omega |M_1| + \frac{1}{\omega C_{св}} \right]$$

— для трансформаторной схемы.

Таким образом, в общем случае коэффициент усиления каскада УВЧ

$$K_{\text{рез}} = \frac{u_n}{u_{вх}} = \frac{|Y_{21}| X_{св1} X_{св2}}{2\pi \Delta F L_K} = \frac{|Y_{21}| X_{св1} X_{св2} Q}{P_{\text{рез}}}, \quad (6.10)$$

где

$$Q = \frac{\omega_{рез} L_k}{r_k + \Delta R_k + \Delta R_G} = \frac{1}{\frac{1}{Q_k} + \frac{X_{св2}^2 g_{22}}{\rho} + \frac{X_{св1}^2 g_{11}}{\rho}} \quad (6.11)$$

— рабочая добротность контура;

$\rho = \omega_{рез} L_k$ — характеристическое сопротивление контура.

Коэффициент усиления каскада УВЧ на любой частоте ω в полосе задерживания K_u определяется произведением выражения для резонансной кривой одиночного контура и выражения (6.10) при подстановке в последнее значений $|Y_{21}|$, $X_{св1}$ и $X_{св2}$ на частоте ω :

$$K_u = \frac{|Y_{21}| X_{св1} X_{св2} Q}{\rho \sqrt{1 + X^2}}, \quad X = Q \left(\frac{f}{f_{рез}} - \frac{f_{рез}}{f} \right). \quad (6.12)$$

Отношение (6.10) к (6.12) определяет степень подавления каскадом УВЧ любой помехи в полосе задерживания:

$$Y = \frac{K_{u_{рез}}}{K_u} = \frac{|Y_{21}|_{\omega_{рез}}}{|Y_{21}|_{\omega}} \frac{(X_{св1} X_{св2})_{\omega_{рез}}}{(X_{св1} X_{св2})_{\omega}} \sqrt{1 + X^2}. \quad (6.13)$$

При определении степени подавления зеркального канала $Y_{зерк}$ множитель $\frac{|Y_{21}|_{\omega_{рез}}}{|Y_{21}|_{\omega}}$ можно полагать равным единице, учитывая,

что в диапазоне кв, где преимущественно используются резонансные каскады УВЧ, частоты настройки и зеркального канала близки друг к другу.

Для определения допустимых значений $X_{св1}$ и $X_{св2}$ воспользуемся следующей методикой.

Из ф-л (6.2) — (6.6) находим значения $A_{2.о.с}$ и $A_{1.о.с.сл}$. Затем из уравнения согласования контура с нагрузками на частоте, соответствующей минимальному усилению каскада, определяем новые значения показателей связи $A_{2.с}$ и $A_{1.сл.с}$. По найденным затем коэффициентам включения контура в коллекторную и базовую цепи транзисторов определяем значения показателей $A_{2.с}$ и $A_{1.сл.с}$ на частоте максимального усиления каскада. Больше из вычисленных значений $A_{2.о.с}$ и $A_{2.с}$, которое обозначаем индексом $A_{2.мин}$ и выбирается в качестве параметра связи контура с транзистором усилителя.

Аналогично принимается в качестве параметра связи контура с транзистором следующего каскада $A_{1.мин}$ — большее из полученных значений $A_{1.о.с.сл}$ и $A_{1.сл.с}$. Выведем расчетные формулы, определяющие связи контуров с транзисторами для трех практических схем.

1. Связь контура с обоими транзисторами трансформаторная (рис. 6.1, $C_{св} = \infty$)

В этом случае

$$\left. \begin{aligned} X_{св1} &= \kappa_1 n_1 \rho, & X_{св2} &= \kappa_2 n_2 \rho \\ n_1 &= \sqrt{\frac{L_1}{L_k}}, & n_2 &= \sqrt{\frac{L_2}{L_k}} \end{aligned} \right\} \quad (6.14)$$

Из (6.10) имеем

$$K_u = |Y_{21}| \kappa_1 n_1 \kappa_2 n_2 \rho Q = \frac{P_s}{\Delta F}. \quad (6.15)$$

Отсюда следует

$$\frac{K_{uf_{макс}}}{K_{uf_{мин}}} = K_d^2 \frac{\Delta F_{мин}}{\Delta F_{макс}}$$

Произведем грубую оценку этого отношения. Из-за слабых связей контура с нагрузками можно приближенно принять

$$\frac{\Delta F_{мин}}{\Delta F_{макс}} \approx \frac{\Delta F_{kf_{мин}}}{\Delta F_{kf_{макс}}} = \frac{Q_{kf_{макс}}}{Q_{kf_{мин}} K_d}. \quad (6.16)$$

Учитывая, кроме того, что обычно $Q_{kf_{макс}} \approx Q_{kf_{мин}}$, получаем

$$\frac{K_{uf_{макс}}}{K_{uf_{мин}}} \approx K_d.$$

Так как $K_{uf_{мин}} < K_{uf_{макс}}$, то согласование контура с нагрузками производится на $f_{мин}$, для которой должно выполняться условие

$$\Delta R_G = \Delta R_k = \frac{1}{2} r_k (S - 1), \quad (6.17)$$

где ΔR_G и ΔR_k — сопротивления, вносимые в контур из базовой и коллекторной цепей;

$r_k = \frac{\rho}{Q_k}$ — собственное сопротивление потерь контура.

При резонансе

$$\left. \begin{aligned} \Delta R_G &= X_{св1}^2 g_{11 сл}, & \Delta R_k &= X_{св2}^2 g_{22} \\ g_{11} &= \frac{r_k + \Delta R_G}{X_{св2}^2}, & g_{22} &= \frac{r_k + \Delta R_k}{X_{св1}^2} \end{aligned} \right\} \quad (6.18)$$

Тогда коэффициент расширения полосы S определится выражением

$$S = \frac{r_{\Sigma}}{r_k} = \frac{r_k + \Delta R_G + \Delta R_k}{r_k}. \quad (6.19)$$

где

$$Q = \frac{\omega_{\text{рез}} L_k}{r_k + \Delta R_k + \Delta R_6} = \frac{1}{\frac{1}{Q_k} + \frac{X_{\text{св}2}^2 g_{22}}{\rho} + \frac{X_{\text{св}1}^2 g_{11}}{\rho}} \quad (6.11)$$

— рабочая добротность контура;

$\rho = \omega_{\text{рез}} L_k$ — характеристическое сопротивление контура.

Коэффициент усиления каскада УВЧ на любой частоте ω в полосе задерживания K_u определяется произведением выражения для резонансной кривой одиночного контура и выражения (6.10) при подстановке в последнее значений $|Y_{21}|$, $X_{\text{св}1}$ и $X_{\text{св}2}$ на частоте ω :

$$K_u = \frac{|Y_{21}| X_{\text{св}1} X_{\text{св}2} Q}{\rho \sqrt{1 + X^2}}, \quad X = Q \left(\frac{f}{f_{\text{рез}}} - \frac{f_{\text{рез}}}{f} \right). \quad (6.12)$$

Отношение (6.10) к (6.12) определяет степень подавления каскадом УВЧ любой помехи в полосе задерживания:

$$Y = \frac{K_{u\text{рез}}}{K_u} = \frac{|Y_{21}|_{\omega_{\text{рез}}}}{|Y_{21}|_{\omega}} \frac{(X_{\text{св}1} X_{\text{св}2})_{\omega_{\text{рез}}}}{(X_{\text{св}1} X_{\text{св}2})_{\omega}} \sqrt{1 + X^2}. \quad (6.13)$$

При определении степени подавления зеркального канала $Y_{\text{зрк}}$ множитель $\frac{|Y_{21}|_{\omega_{\text{рез}}}}{|Y_{21}|_{\omega}}$ можно полагать равным единице, учитывая,

что в диапазоне кв, где преимущественно используются резонансные каскады УВЧ, частоты настройки и зеркального канала близки друг к другу.

Для определения допустимых значений $X_{\text{св}1}$ и $X_{\text{св}2}$ воспользуемся следующей методикой.

Из ф-л (6.2) — (6.6) находим значения $A_{2\text{о.с}}$ и $A_{1\text{о.с.сл}}$. Затем из уравнения согласования контура с нагрузками на частоте, соответствующей минимальному усилению каскада, определяем новые значения показателей связи $A_{2\text{с}}$ и $A_{1\text{сл.с}}$. По найденным затем коэффициентам включения контура в коллекторную и базовую цепи транзисторов определяем значения показателей $A_{2\text{с}}$ и $A_{1\text{сл.с}}$ на частоте максимального усиления каскада. Большее из вычисленных значений $A_{2\text{о.с}}$ и $A_{2\text{с}}$, которое обозначаем индексом $A_{2\text{мин}}$ и выбирается в качестве параметра связи контура с транзистором усилителя.

Аналогично принимается в качестве параметра связи контура с транзистором следующего каскада $A_{1\text{мин}}$ — большее из полученных значений $A_{1\text{о.с.сл}}$ и $A_{1\text{сл.с}}$. Выведем расчетные формулы, определяющие связи контуров с транзисторами для трех практических схем.

1. Связь контура с обоими транзисторами трансформаторная (рис. 6.1, $C_{\text{св}} = \infty$)

В этом случае

$$\left. \begin{aligned} X_{\text{св}1} &= \kappa_1 n_1 \rho, & X_{\text{св}2} &= \kappa_2 n_2 \rho \\ n_1 &= \sqrt{\frac{L_1}{L_k}}, & n_2 &= \sqrt{\frac{L_2}{L_k}} \end{aligned} \right\} \quad (6.14)$$

Из (6.10) имеем

$$K_u = |Y_{21}| \kappa_1 n_1 \kappa_2 n_2 \rho Q = \frac{f^2}{\Delta F}. \quad (6.15)$$

Отсюда следует

$$\frac{K_{uf\text{макс}}}{K_{uf\text{мин}}} = K_d^2 \frac{\Delta F_{\text{мин}}}{\Delta F_{\text{макс}}}.$$

Произведем грубую оценку этого отношения. Из-за слабых связей контура с нагрузками можно приближенно принять

$$\frac{\Delta F_{\text{мин}}}{\Delta F_{\text{макс}}} \approx \frac{\Delta F_{kf\text{мин}}}{\Delta F_{kf\text{макс}}} = \frac{Q_{kf\text{макс}}}{Q_{kf\text{мин}} K_d}. \quad (6.16)$$

Учитывая, кроме того, что обычно $Q_{kf\text{макс}} \approx Q_{kf\text{мин}}$, получаем

$$\frac{K_{uf\text{макс}}}{K_{uf\text{мин}}} \approx K_d.$$

Так как $K_{uf\text{мин}} < K_{uf\text{макс}}$, то согласование контура с нагрузками производится на $f_{\text{мин}}$, для которой должно выполняться условие

$$\Delta R_6 = \Delta R_k = \frac{1}{2} r_k (S - 1), \quad (6.17)$$

где ΔR_6 и ΔR_k — сопротивления, вносимые в контур из базовой и коллекторной цепей;

$r_k = \frac{\rho}{Q_k}$ — собственное сопротивление потерь контура.

При резонансе

$$\left. \begin{aligned} \Delta R_6 &= X_{\text{св}1}^2 g_{11\text{сл}}, & \Delta R_k &= X_{\text{св}2}^2 g_{22} \\ g_{11} &= \frac{r_k + \Delta R_6}{X_{\text{св}2}^2}, & g_{22} &= \frac{r_k + \Delta R_k}{X_{\text{св}1}^2} \end{aligned} \right\} \quad (6.18)$$

Тогда коэффициент расширения полосы S определится выражением

$$S = \frac{r_2}{r_k} = \frac{r_k + \Delta R_6 + \Delta R_k}{r_k}. \quad (6.19)$$

Совместно решая ур-ния (6.18) и (6.19), находим

$$\left. \begin{aligned} A_2 &= \frac{g_{11}}{g_{22}} = \frac{S r_k}{X_{св2}^2 g_{22}} - 1 \\ A_{1\text{ сл}} &= \frac{g_{1\text{ сл}}}{g_{11\text{ сл}}} = \frac{S r_k}{X_{св1}^2 g_{11\text{ сл}}} - 1 \end{aligned} \right\} \quad (6.20)$$

При выполнении условия (6.17)

$$A_{1\text{ сл}} = A_2 = A_s = \left(\frac{S+1}{S-1} \right) f_{\text{мин}} \quad (6.21)$$

Подставляя эти значения в (6.20), находим

$$\left. \begin{aligned} \kappa_1 n_1 &= \frac{1}{\sqrt{(A_s - 1) (\rho Q_k g_{11\text{ сл}}) f_{\text{мин}}}} \\ \kappa_2 n_2 &= \frac{1}{(A_s - 1) (\rho Q_k g_{22}) f_{\text{мин}}} \end{aligned} \right\} \quad (6.22)$$

Из соотношений (6.19) — (6.21) можно получить следующие общие выражения для коэффициентов расширения полосы S и показателей связи $A_{1\text{ сл}}$ и A_2 на любой частоте:

$$S = 1 + \frac{2f}{f_{\text{мин}} (A_s - 1)} \frac{Q_k}{Q_k f_{\text{мин}}} \quad (6.23)$$

$$1 + A_{1\text{ сл}} = 1 + A_2 = \frac{S}{S f_{\text{мин}}} \frac{f_{\text{мин}} Q_k / f_{\text{мин}}}{f Q_k} (1 + A_s) \quad (6.24)$$

При выводе этих выражений предполагалось постоянство значений g_{11} и g_{22} во всем диапазоне частот, что справедливо при использовании современных транзисторов.

Для $f = f_{\text{макс}}$ выражение (6.24) принимает вид

$$A_{1\text{ сл } f_{\text{макс}}} = A_{2 f_{\text{макс}}} = A'_s = 1 + \frac{(A_s - 1) Q_k / f_{\text{мин}}}{K_d Q_k / f_{\text{макс}}} \quad (6.25)$$

Так как обычно $A_s > 3$ и $Q_k f_{\text{мин}} \approx Q_k f_{\text{макс}}$, то из (6.25) следует, что $A'_s < A_s$. Это значение A'_s и следует сравнивать с $A_{1\text{ о.с.сл}}$ и $A_{2\text{ о.с}}$ [ур-ния (6.2) и (6.6)]. Если окажется, что A'_s превышает $A_{1\text{ о.с.сл}}$ и $A_{2\text{ о.с}}$, то расчет коэффициентов включения контура, выполненный по приведенным формулам, является окончательным. В противном случае, следует сделать перерасчет параметров связи при $A_2 = A_{2\text{ о.с}} = A_{2\text{ мин}}$ и $A_{1\text{ сл}} = A_{1\text{ о.с.сл}} = A_{1\text{ мин}}$, полученных при $f_{\text{макс}}$.

Определение коэффициентов включения контура $\kappa_1 n_1$ и $\kappa_2 n_2$, одновременно удовлетворяющих требованиям обеспечения заданных значений параметров связи $A_{1\text{ мин}}$ и $A_{2\text{ мин}}$ на $f_{\text{макс}}$ и коэффициента расширения рабочей полосы контура на $f_{\text{мин}}$ возможно лишь при определенной конструктивной добротности контура $Q_k \text{ доп}$.

В большинстве случаев конструктивные добротности контуров превышают $Q_k \text{ доп}$, ввиду чего контур должен быть шунтирован резистором $R_{\text{ш}}$. К этому следует прибегнуть лишь в дв и св диапазонах, где требование обеспечения необходимой полосы пропускания является решающим.

При наличии шунта выражение (6.19) принимает вид

$$S = \frac{r_k + \rho^2 g_{\text{ш}} + X_{св1}^2 g_{11\text{ сл}} + X_{св2}^2 g_{22}}{r_k} \quad (6.26)$$

где $\rho^2 g_{\text{ш}}$ — пересчитанное в контур сопротивление шунта $R_{\text{ш}}$.

$$g_{\text{ш}} = \frac{1}{R_{\text{ш}}}$$

Подставляя (6.26) в (6.20) и произведя замену A_2 и $A_{1\text{ сл}}$ соответственно значениями $A_{2\text{ мин}}$ и $A_{1\text{ мин}}$, находим выражения для коэффициентов включения контура и расширения полосы:

$$\kappa_1 n_1 = \sqrt{\left(\frac{1 + \rho Q_k g_{\text{ш}}}{\rho Q_k g_{11\text{ сл}}} \right)_{f_{\text{макс}}} \frac{A_{2\text{ мин}} + 1}{A_{1\text{ мин}} A_{2\text{ мин}} - 1}} \quad (6.27)$$

$$\kappa_2 n_2 = \sqrt{\left(\frac{1 + \rho Q_k g_{\text{ш}}}{\rho Q_k g_{22}} \right)_{f_{\text{макс}}} \frac{A_{1\text{ мин}} + 1}{A_{1\text{ мин}} A_{2\text{ мин}} - 1}} \quad (6.28)$$

$$S = 1 + \rho Q_k (g_{\text{ш}} + \kappa_1^2 n_1^2 g_{11\text{ сл}} + \kappa_2^2 n_2^2 g_{22}) \quad (6.29)$$

По этим формулам нельзя непосредственно вычислить значения $\kappa_1 n_1$ и $\kappa_2 n_2$, так как проводимость шунта $g_{\text{ш}}$ неизвестна. Для ее определения мы располагаем дополнительным условием обеспечения заданного коэффициента расширения полосы на нижней частоте диапазона $S_{f_{\text{мин}}}$. Решая (6.29) относительно $g_{\text{ш}}$, находим

$$g_{\text{ш}} = \frac{(A_{1\text{ мин}} A_{2\text{ мин}} - 1) (S_{f_{\text{мин}}} - 1) - \frac{1}{K_d} \frac{Q_k / f_{\text{мин}}}{Q_k / f_{\text{макс}}} (A_{2\text{ мин}} + A_{2\text{ мин}} + 2)}{(A_{1\text{ мин}} + 1) (A_{2\text{ мин}} + 1) (\rho Q_k)_{f_{\text{мин}}}} \quad (6.30)$$

Из ур-ний (6.14) и (6.20) находим следующие частотные зависимости коэффициентов $A_{1\text{ сл}}$ и A_2 :

$$A_{1\text{ сл}} = \frac{g_{\text{ш}} + \kappa_2^2 n_2^2 g_{22} + \frac{1}{\rho Q_k}}{\kappa_1^2 n_1^2 g_{11\text{ сл}}} \quad (6.31)$$

$$A_2 = \frac{g_{\text{ш}} + \kappa_1^2 n_1^2 g_{11\text{ сл}} + \frac{1}{\rho Q_k}}{\kappa_2^2 n_2^2 g_{22}} \quad (6.32)$$

При $f = f_{\text{мин}}$, $A_{1\text{ сл}} = A_{1\text{ макс}}$, $A_2 = A_{2\text{ макс}}$, $S = S_{f_{\text{мин}}}$. Подставив значения $\kappa_1 n_1$ и $\kappa_2 n_2$ в (6.15) с учетом (6.29), находим выражения для коэффициентов усиления каскада на двух крайних частотах

диапазона

$$K_{u/f_{\min}} = \frac{2K_{u_{\max}}}{\sqrt{(A_{1_{\max}} + 1)(A_{2_{\max}} + 1)}}; \quad (6.33)$$

$$K_{u/f_{\max}} = \frac{2K_{u_{\max}}}{\sqrt{(A_{1_{\min}} + 1)(A_{2_{\min}} + 1)}}; \quad (6.34)$$

где

$$K_{u_{\max}} = \frac{1}{2} \frac{|Y_{21}|}{\sqrt{g_{11 \text{ сл}} g_{22}}}. \quad (6.35)$$

2. Связь контура с транзистором усилителя — трансформаторная, а со следующим транзистором — емкостная (рис. 6.1, $L_2=0$)
Для этой схемы:

$$X_{св1} = -\frac{1}{\omega C_{св}}; \quad (6.36)$$

$$X_{св2} = \kappa_2 n_2 \rho; \quad (6.37)$$

$$K_u = \frac{|Y_{21}| \kappa_2 n_2}{2\pi \Delta F C_{св}}. \quad (6.38)$$

Исходя из допустимого коэффициента расширения рабочей полосы и условия согласования контура с нагрузками на нижней частоте диапазона, определяем

$$A_{1 \text{ сл } s} = A_{2s} = A_s = \left(\frac{S+1}{S-1}\right)_{f_{\min}}. \quad (6.39)$$

Подставляя эти значения в (6.19) и (6.20), находим выражения, определяющие величины связи контура с транзистором:

$$\frac{1}{\omega_{\min} C_{св}} = \sqrt{\frac{\rho f_{\min}}{(A_s - 1)(Q_k g_{11 \text{ сл}}) f_{\min}}}; \quad (6.40)$$

$$\kappa_2 n_2 = \frac{1}{\sqrt{(A_s - 1)(\rho Q_k g_{22}) f_{\min}}}. \quad (6.41)$$

Решая совместно с ур-ниями (6.19) и (6.20), получим частотные зависимости для показателей связи $A_{1 \text{ сл}}$ и A_2 :

$$A_{1 \text{ сл}} + 1 = (A_s - 1) S \frac{f^3}{f_{\min}^3} \frac{Q_k f_{\min}}{Q_k}; \quad (6.42)$$

$$A_2 + 1 = (A_s - 1) S \frac{f_{\min}}{f} \frac{Q_k f_{\min}}{Q_k};$$

$$S = 1 + \frac{Q_k}{Q_k f_{\min} (A_s - 1)} \left(\frac{f_{\min}^3}{f^3} + \frac{f}{f_{\min}} \right). \quad (6.43)$$

При $f=f_{\max}$

$$\left. \begin{aligned} A_{1f_{\max}} &= K_D^3 \left[K_D + (A_s - 1) \frac{Q_k f_{\min}}{Q_k f_{\max}} \right] \\ A_{2f_{\max}} &= \frac{A_s - 1}{K_D} \frac{Q_k f_{\min}}{Q_k f_{\max}} + \frac{1}{K_D^4} \end{aligned} \right\} \quad (6.44)$$

Как и раньше, ф-лы (6.40) являются расчетными при условии $A_{2f_{\max}} > A_{2 \text{ о.с}}$ и $A_s > A_{1 \text{ о.с.сл}}$.

В противном случае, значения $C_{св}$ и n_2 должны быть определены из (6.20) при замене в них A_2 и $A_{1 \text{ сл}}$ соответственно значениями $A_{1 \text{ мин}}$ и $A_{2 \text{ мин}}$ где $A_{1 \text{ мин}}$ — большее из двух значений A_s и $A_{1 \text{ о.с.сл}}$, определяемое на f_{\min} ; $A_{2 \text{ мин}}$ — большее из двух значений $A_{2f_{\max}}$ и $A_{2 \text{ о.с}}$, определяемое на f_{\max} .

Расчетные формулы при этом принимают вид

$$\kappa_2 n_2 = \sqrt{\frac{1 + g_{ш}(\rho Q)_{f_{\max}} \left(1 + \frac{1}{A_{1 \text{ мин}} K_D^4} \right) + \frac{Q_k f_{\max}}{Q_k f_{\min} A_{1 \text{ мин}} K_D^3}}{g_{22}(\rho Q)_{f_{\max}} \left(A_{2 \text{ мин}} - \frac{1}{A_{1 \text{ мин}} K_D^4} \right)}}$$

Формула может быть упрощена, учитывая, что обычно соблюдаются следующие неравенства:

$$\frac{1}{A_{1 \text{ мин}} K_D^4} \ll 1;$$

$$\frac{Q_k f_{\max}}{Q_k f_{\min} A_{1 \text{ мин}} K_D^3} \ll 1.$$

Тогда

$$\kappa_2 n_2 = \sqrt{\frac{1 + g_{ш}(\rho Q)_{f_{\max}}}{(g_{22} \rho Q)_{f_{\max}} A_{2 \text{ мин}}}}; \quad (6.45)$$

$$\omega_{\min} C_{св} = \sqrt{\frac{A_{1 \text{ мин}} \left(\frac{Q_k g_{11 \text{ сл}}}{\rho} \right) f_{\min}}{1 + \frac{Q_k f_{\min}}{Q_k f_{\max}} \frac{1 + (A_{2 \text{ мин}} + 1)(\rho Q_k g_{ш})_{f_{\max}}}{A_{2 \text{ мин}} K_D}}}; \quad (6.46)$$

$$S = 1 + \rho Q_k \left(g_{ш} + \frac{g_{11 \text{ сл}}}{\omega^2 C_{св}^2 \rho^2} + \kappa_2^2 n_2^2 g_{22} \right). \quad (6.47)$$

Значение $g_{ш}$ определяется из (6.30).

Частотные зависимости $A_{1\text{ сл}}$ и A_2 , полученные из (6.20), (6.36) и (6.37), выражаются следующими уравнениями:

$$A_{1\text{ сл}} = \frac{\rho^2 \omega^2 C_{\text{св}}^2}{g_{11\text{ сл}}} \left(g_{\text{ш}} + \kappa_2^2 n_2^2 g_{22} + \frac{1}{\rho Q_{\text{к}}} \right). \quad (6.48)$$

$$A_2 = \frac{g_{\text{ш}} + \frac{g_{11\text{ сл}}}{\omega^2 C_{\text{св}}^2 \rho^2} + \frac{1}{\rho Q_{\text{к}}}}{\kappa_2^2 n_2^2 g_{22}}. \quad (6.49)$$

При $f=f_{\text{мин}}$ $A_{1\text{ сл}}=A_{1\text{ мин}}$, $A_2=A_{2\text{ макс}}$, $S=S_{f_{\text{мин}}}$, при $f=f_{\text{макс}}$, $A_{1\text{ сл}}=A_{1\text{ макс}}$, $A_2=A_{2\text{ мин}}$, $S=S_{f_{\text{макс}}}$.

По аналогии с (6.33) и (6.34) выражения для K_u могут быть написаны непосредственно:

$$\left. \begin{aligned} K_{u/f_{\text{мин}}} &= \frac{2K_{u\text{ макс}}}{\sqrt{(A_{1\text{ мин}}+1)(A_{2\text{ макс}}+1)}} \\ K_{u/f_{\text{макс}}} &= \frac{2K_{u\text{ макс}}}{\sqrt{(A_{1\text{ макс}}+1)(A_{2\text{ мин}}+1)}} \end{aligned} \right\} \quad (6.50)$$

3. Связь контура с усилительным транзистором — трансформаторная, а со следующим транзистором — комбинированная (рис. 6.1, $C_{\text{св}} \neq 0$, $M_1 \neq 0$).

Для этой схемы:

$$X_{\text{св2}} = \kappa_2 n_2 \rho, \quad X_{\text{св1}} = \omega M_1 + \frac{1}{\omega C_{\text{св}}} = \kappa_1 n_1 \rho \left(1 + \frac{f_{\text{св}}^2}{f^2} \right), \quad (6.51)$$

$$K_u = |Y_{21}| \kappa_1 n_1 \kappa_2 n_2 \rho \left(1 + \frac{f_{\text{св}}^2}{f^2} \right) Q, \quad (6.52)$$

где

$$\left. \begin{aligned} f_{\text{св}} &= \frac{1}{2\pi \sqrt{M_1 C_{\text{св}}}} \\ \frac{K_{u/f_{\text{макс}}}}{K_{u/f_{\text{мин}}}} &= K_{\text{д}} \frac{1 + \frac{f_{\text{св}}^2}{f_{\text{макс}}^2}}{1 + \frac{f_{\text{св}}^2}{f_{\text{мин}}^2}} \frac{Q_{f_{\text{макс}}}}{Q_{f_{\text{мин}}}} \end{aligned} \right\} \quad (6.53)$$

Отсюда видно, что для выравнивания усиления на краях диапазона необходимо выбрать:

$$\left. \begin{aligned} \frac{f_{\text{макс}}}{f_{\text{св}}} &= \frac{f_{\text{св}}}{f_{\text{мин}}} \\ f_{\text{св}} &= \sqrt{f_{\text{мин}} f_{\text{макс}}} = f_{\text{ср}} \end{aligned} \right\} \quad (6.54)$$

$$\text{Тогда } \frac{K_{u/f_{\text{макс}}}}{K_{u/f_{\text{мин}}}} = \frac{K_{\text{д}} \left(1 + \frac{1}{K_{\text{д}}} \right) \frac{Q_{f_{\text{макс}}}}{Q_{f_{\text{мин}}}}}{1 + K_{\text{д}}} \approx 1.$$

Произведя согласование контура с нагрузками на $f_{\text{ср}}$, находим выражения для параметров связи:

$$\left. \begin{aligned} A_{1\text{ сл} s} = A_{2 s} = A_s &= \left(\frac{S+1}{S-1} \right)_{f_{\text{ср}}} \\ (X_{\text{св1}})_{f_{\text{ср}}} &= (2\kappa_1 n_1 \rho)_{f_{\text{ср}}} \end{aligned} \right\} \quad (6.55)$$

По аналогии с (6.41) получаем формулы для коэффициентов включения контура:

$$\left. \begin{aligned} \kappa_2 n_2 &= \frac{1}{\sqrt{(A_s - 1)(\rho Q_{\text{к}} g_{22})_{f_{\text{ср}}}}} \\ \kappa_1 n_1 &= \frac{0,5}{\sqrt{(A_s - 1)(\rho Q_{\text{к}} g_{11\text{ сл}})_{f_{\text{ср}}}}} \end{aligned} \right\} \quad (6.56)$$

Используя (6.53) и (6.54), можно по найденному $\kappa_1 n_1$ определить $C_{\text{св}}$:

$$C_{\text{св}} = \frac{1}{\omega_{\text{ср}}^2 \kappa_1 n_1 L_{\text{к}}}. \quad (6.57)$$

Решая (6.56) совместно с уравнениями (6.19) и (6.20), находим частотные зависимости:

$$\left. \begin{aligned} A_{1\text{ сл}} + 1 &= \frac{4S}{\left(1 + \frac{f_{\text{ср}}^2}{f^2} \right)^2} \frac{f_{\text{ср}}}{f} \frac{Q_{\text{к} f_{\text{ср}}}}{Q_{\text{к}}} (A_s - 1) \\ A_2 + 1 &= S \frac{f_{\text{ср}}}{f} \frac{Q_{\text{к} f_{\text{ср}}}}{Q_{\text{к}}} (A_s - 1) \\ S &= 1 + \frac{f}{f_{\text{ср}}} \frac{1 + 0,25 \left(1 + \frac{f_{\text{ср}}^2}{f^2} \right)^2}{A_s - 1} \frac{Q_{\text{к}}}{Q_{\text{к} f_{\text{ср}}}} \end{aligned} \right\} \quad (6.58)$$

При $A_{1\text{ о.с. сл}} = A_{1\text{ мин}} > A_s$ или $A_{2\text{ о.с}} = A_{2\text{ мин}} > A_s$ расчет связей и коэффициента расширения полосы следует производить по формулам:

$$\left. \begin{aligned} \kappa_1 n_1 &= \frac{1}{2} \sqrt{\frac{(A_{2\text{ мин}} + 1) \left(g_{\text{ш}} + \frac{1}{(\rho Q)_{f_{\text{ср}}}} \right)}{(A_{1\text{ мин}} A_{2\text{ мин}} - 1) g_{11\text{ сл}}}} \\ \kappa_2 n_2 &= \sqrt{\frac{(A_{1\text{ мин}} + 1) \left(g_{\text{ш}} + \frac{1}{(\rho Q)_{f_{\text{ср}}}} \right)}{(A_{1\text{ мин}} A_{2\text{ мин}} - 1) g_{22}}} \end{aligned} \right\} \quad (6.60)$$

$$S = 1 + \rho Q_k \left[g_{ш} + \kappa_1^2 n_1^2 \left(1 + \frac{f_{ср}^2}{f_2^2} \right)^2 + \frac{1}{\rho Q_k} \right].$$

Исходя из требования обеспечения заданного коэффициента расширения полосы на нижней частоте диапазона $S_{f_{мин}}$, определяем проводимость шунта $g_{ш}$:

$$g_{ш} = \frac{1}{R_{ш}} = \frac{(S_{f_{мин}} - 1)(A_{1_{мин}} A_{2_{мин}} - 1) - \frac{1}{V \kappa_d} \frac{Q_{k/f_{ср}}}{Q_{k/f_{ср}}}}{(\rho Q)_{f_{мин}} (A_{2_{мин}} + 1) \left[A_{1_{мин}} + \frac{(1 + K_d)^2}{4} \right]} \rightarrow \frac{\left[\frac{(1 + K_d)^2}{4} (A_{2_{мин}} + 1) + A_{1_{мин}} + 1 \right]}{(\rho Q)_{f_{мин}} (A_{2_{мин}} + 1) \left[A_{1_{мин}} + \frac{(1 + K_d)^2}{4} \right]} \quad (6.61)$$

Из ур-ний (6.20) и (6.51) находим частотные зависимости коэффициентов $A_{1_{сл}}$ и A_2 :

$$A_{1_{сл}} = \frac{g_{ш} + \kappa_2^2 n_2^2 g_{22} + \frac{1}{\rho Q_k}}{\kappa_1^2 n_1^2 \left(1 + \frac{f_{ср}^2}{f^2} \right) g_{11_{сл}}} \quad (6.62)$$

$$A_2 = \frac{g_{ш} + \kappa_1^2 n_1^2 \left(1 + \frac{f_{ср}^2}{f^2} \right) g_{11_{сл}} + \frac{1}{\rho Q_k}}{\kappa_2^2 n_2^2 g_{22}}$$

По значениям $A_{1_{сл}}$ и A_2 , вычисленным на соответствующих частотах, резонансный коэффициент усиления каскада определяется из выражения

$$K_u = \frac{2 K_{u_{макс}}}{V(A_{1_{сл}} + 1)(A_2 + 1)}, \quad (6.63)$$

где $K_{u_{макс}}$ определяется из (6.35).

6.1.3. Широкополосный усилитель

Такие усилители находят применение в сравнительно недорогих моделях приемников, когда по экономическим или конструктивным соображениям невозможно применить трехсекционный блок пересеченных конденсаторов. Наиболее пригодным для этой цели является усилитель, межкаскадная связь в котором осуществляется несимметричными фильтрами (теория и методы расчета подобных фильтров подробно рассмотрены в работе [21] и вкратце изложены в разд. 7.2). Они, обладая одновременно полосовыми и трансформирующими свойствами, позволяют во всем диапазоне частот согласовать высокоомную коллекторную цепь транзистора УВЧ с

базовой низкоомной цепью преобразователя частоты. Во многих случаях удовлетворительное качество работы каскада УВЧ обеспечивается при использовании лишь одного трансформаторного полуэлемента, прототипом которого является полувзвено симметричного фильтра типа IV_к. Схема усилителя приведена на рис. 6.2.

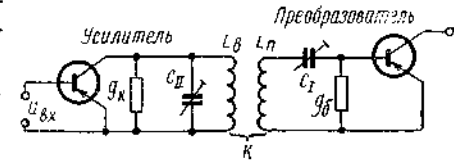


Рис. 6.2. Схема широкополосного усилителя

Пользуясь изложенной выше методикой расчета усилителя на заданную устойчивость и табл. 7.3, можно рекомендовать следующий порядок расчета.

1. Вначале находим внешние нагрузки фильтра g_k и g_6 и коэффициент трансформации напряжения n . Для их определения мы располагаем следующими тремя уравнениями:

$$g_k + g_{22} = n^2 (g_6 + g_{11_{сл}}),$$

$$A_{10.с.сл} = A_{1_{сл}} = \frac{g_6}{g_{11_{сл}}} + \frac{g_k + g_{22}}{n^2 g_{11_{сл}}},$$

$$A_{20.с} = A_2 = \frac{g_k}{g_{22}} + \frac{g_6 + g_{11_{сл}}}{g_{22}} n^2,$$

где $A_{1_{сл}}$ и A_2 определяются из выражений (6.6) и (6.4). Далее получаем:

$$g_k = \frac{1}{2} (A_2 - 1) g_{22}, \quad (6.64)$$

$$g_6 = \frac{1}{2} (A_{1_{сл}} - 1) g_{11_{сл}}, \quad (6.65)$$

$$n = \sqrt{\frac{A_2 + 1}{A_{1_{сл}} + 1} \frac{g_{22}}{g_{11_{сл}}}}. \quad (6.66)$$

Определяем элементы фильтра:

$$\left. \begin{aligned} C_{II} &= \frac{g_k + g_{22}}{2\pi(f_2 - f_1)}, & L_B &= \frac{1}{\omega_0^2 C_{II}} \\ \frac{1}{\kappa} &= 1 + \sqrt{\left(\frac{f_0}{f_2 - f_1} \right)^2}, & L_n &= \frac{L_B}{\kappa^2 n^2} \\ C_I &= \kappa^2 (g_6 + g_{11_{сл}})^2 L_n \\ \omega_0 &= 2\pi f_0 = 2\pi \sqrt{f_1 f_2} \end{aligned} \right\} \quad (6.67)$$

где f_1 и f_2 — частоты среза фильтра, близкие к граничным значениям $f_{мин}$ и $f_{макс}$ рабочего диапазона частот.

Рекомендуется выбрать:

$$f_1 = f_{\min} - 0,05(f_{\max} - f_{\min}),$$

$$f_2 = f_{\max} + 0,05(f_{\max} - f_{\min}).$$

Коэффициент усиления каскада в общем случае определяется выражением (7.7), в котором $\beta_{\text{эф}} f_{\text{рез}}$ определяет собственное затухание в симметричном полувзвене типа IV_K на частоте $f_{\text{рез}}$. Учитывая, что полувзвено типа IV_K эквивалентно по затуханию целому звену типа III_3 и III_4 , мы вправе для расчета $\beta_{\text{эф}} f_{\text{рез}}$ пользоваться номограммой рис. 7.7.

Для фильтра с коэффициентом перекрытия по частоте $K_d > 1,3$ и $Q > 50$ его собственным затуханием можно пренебречь. В этом случае коэффициент усиления каскада определяется по общей ф-ле (6.63).

6.1.4. Аперриодический усилитель

Аперриодический усилитель, общий для всего диапазона частот, используется в дешевых моделях приемников, когда по конструктивным и экономическим соображениям целесообразно вводить для каждого поддиапазона автономные полосовые фильтры и связанные с ними дополнительные группы коммутации переключателя диапазона. Такой усилитель целесообразно выполнить из звеньев фильтра нижних частот и его производных (теория и методы расчета подобных усилителей рассмотрены в работе [22]).

Схема межкаскадной связи приведена на рис. 6.3а. Она включает в себя звено типа k и полувзвено типа m , согласованные меж-

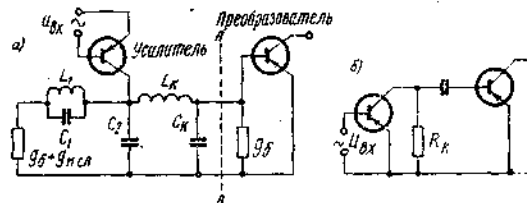


Рис. 6.3. Схемы аперриодического усилителя: а) усилитель с фильтром нижних частот; б) резистивный усилитель

ду собой по характеристическому сопротивлению. Эти звенья разделяют базовую C_{11} и коллекторную C_{22} емкости. Фильтры рассчитываются так, что емкости C_{11} и C_{22} входят в соответствующие звенья как рабочие элементы. Полувзвено типа m использовано для лучшего согласования фильтров с нагрузкой. Стремясь получить возможно большее постоянство характеристического сопротивления в полосе прозрачности, параметр m выбирается равным 0,6.

Анализ показал [22], что частотные характеристики этих усилителей плоские во всей полосе частот, верхняя граница которой составляет 90% от частоты среза фильтра.

Расчет элементов схемы производится в такой последовательности:

1. Определяем частоту среза $f_{\text{ср}}$ по верхней частоте диапазона частот $f_{\text{макс}}$:

$$f_{\text{ср}} = 1,1 f_{\text{макс}}. \quad (6.68)$$

2. Так как фильтр должен быть нагружен с двух сторон проводимостью, равной его характеристической проводимости, то входная проводимость схемы левее линии $A-A$ (рис. 6.3а) равна $g_6 + g_{11 \text{ сл}}$ (проводимостью g_{22} по сравнению с $g_{11 \text{ сл}}$ пренебрегаем). В этом случае

$$A_{1 \text{ сл}} = \frac{g_r}{g_{11 \text{ сл}}} = \frac{2g_6 + g_{11 \text{ сл}}}{g_{11 \text{ сл}}} = 1 + \frac{2g_6}{g_{11 \text{ сл}}},$$

отсюда

$$g_6 = \frac{A_{1 \text{ сл}} - 1}{2} g_{11 \text{ сл}}. \quad (6.69)$$

Для аперриодического усилителя, не обладающего селективными свойствами и склонностью к самовозбуждению, $A_{1 \text{ сл}}$ выбирают равным 2÷3.

3. Вычисляем емкость C_K :

$$C_K = \frac{g_6 + g_{11 \text{ сл}}}{\pi f_{\text{ср}}}. \quad (6.70)$$

Если емкость $C_K < C_{11}$, необходимо сделать перерасчет, задавшись большей проводимостью g_6 .

4. Определяем прочие элементы схемы:

$$\left. \begin{aligned} L_K &= \frac{1}{\pi f_{\text{ср}} (g_6 + g_{11 \text{ сл}})}, & L_1 &= 0,3 L_K \\ C_1 &= 0,53 C_K, & C_2 &= 0,8 C_K \end{aligned} \right\} \quad (6.71)$$

5. Коэффициент усиления каскада

$$K_u = \frac{1}{2} \frac{|Y_{21}|}{g_6 + g_{11 \text{ сл}}}. \quad (6.72)$$

6.1.5. Резистивный усилитель

В простейших моделях приемников в кв диапазоне используют в некоторых случаях резистивный усилитель (рис. 6.3б). Его отличие от рассмотренного выше аперриодического усилителя в том, что усилительный каскад оказывается нагруженным на комплексную проводимость, образованную полной входной проводимостью

следующего каскада ($Y_{11 \text{ сл}}$) и проводимостью $g_k + g_{22}$ усилительного каскада (рис. 6.36). Поэтому коэффициент усиления каскада оказывается частотнозависимым:

$$|K_{\text{д}}| = \frac{|Y_{21}|}{\sqrt{(g_k + g_{22} + g_{11 \text{ сл}})^2 + b_{11 \text{ сл}}^2}}, \quad (6.73)$$

где $g_{11 \text{ сл}} + ib_{11 \text{ сл}} = Y_{11 \text{ сл}}$.

Как и ранее, проводимость g_k , через которую подается коллекторное напряжение на транзистор усилителя, рекомендуется выбирать:

$$g_k = (2 \div 3) g_{11 \text{ сл}}.$$

6.1.6. Усилитель с цепочечным включением транзисторов

Цепочечное включение усилительных приборов предполагает их последовательное соединение без элементов связи. Усилитель с цепочечным включением транзисторов может быть использован в каскаде УВЧ блока укв радиоприемников 3 и 4-го классов по экономическим соображениям. В этом случае усилитель строится на двух недорогих транзисторах, заменяющих один, более высокочастотный и более дорогой.

Найдем параметры усилительного прибора, эквивалентного по усилительным свойствам цепочечному включению двух транзисторов. Из возможных вариантов цепочечных соединений рассмотрим соединения ОЭ—ОЭ, ОЭ—ОБ (каскадная схема), ОБ—ОЭ.

Используя формулы табл. 9.6, полагая $\frac{1}{R} = 0$ и выражая Y-параметры соответствующих схем включения транзистора через Y-параметры схемы ОЭ, получим:
соединение ОЭ—ОЭ:

$$Y_{11\text{э}} = Y'_{11} - \frac{Y'_{12} Y'_{21}}{Y'_{22} + Y''_{11}} = Y''_{11} \quad (6.74)$$

$$Y_{12\text{э}} = - \frac{Y'_{12} Y''_{12}}{Y'_{22} + Y''_{11}}$$

$$Y_{21\text{э}} = - \frac{Y'_{21} Y''_{21}}{Y'_{22} + Y''_{11}}$$

$$Y_{22\text{э}} = Y''_{22} - \frac{Y''_{12} Y''_{21}}{Y'_{21} + Y''_{11}} \approx Y''_{22} \quad (6.75)$$

соединение ОЭ—ОБ

$$Y_{11\text{э}} = Y'_{11} - \frac{Y'_{12} Y'_{21}}{Y'_{22} + \Sigma Y''} = Y''_{11}$$

$$Y_{12\text{э}} = \frac{Y'_{12} (Y'_{12} + Y''_{22})}{Y'_{22} + \Sigma Y''} \approx \frac{Y'_{12} Y''_{22}}{Y'_{22} + \Sigma Y''}$$

$$Y_{21\text{э}} = \frac{Y'_{21} (Y''_{21} + Y'_{22})}{Y'_{22} + \Sigma Y''}$$

$$Y_{22\text{э}} = Y''_{22} - \frac{(Y''_{21} + Y'_{22})(Y'_{21} + Y''_{22})}{Y'_{22} + \Sigma Y''} \approx Y''_{22} - \frac{Y'_{22} (Y'_{21} + Y''_{22})}{Y'_{22} + \Sigma Y''}$$

(6.76)

соединение ОБ—ОЭ:

$$Y_{11\text{э}} = \Sigma Y' - \frac{(Y'_{12} + Y'_{22})(Y'_{22} + Y'_{11})}{Y'_{22} + Y''_{11}} \approx \Sigma Y'$$

$$Y_{12\text{э}} = \frac{(Y'_{12} + Y'_{22}) Y''_{12}}{Y'_{22} + Y''_{11}} \approx \frac{Y'_{22} Y''_{12}}{Y'_{22} + Y''_{11}}$$

$$Y_{21\text{э}} = \frac{(Y'_{21} + Y'_{22}) Y''_{21}}{Y'_{22} + Y''_{11}}$$

$$Y_{22\text{э}} = Y''_{22} - \frac{Y''_{12} Y''_{21}}{Y'_{22} + Y''_{11}} \approx Y''_{22}$$

(6.77)

Приведенные выше приближенные соотношения справедливы для практических случаев, когда

$$Y_{22} \gg Y_{12}, \quad Y_{11} \gg \frac{Y_{12} Y_{21}}{Y_{21} + Y_{11}} \ll Y_{22}, \quad Y_{11} \gg \frac{Y_{12} Y_{21}}{Y_{22} + \Sigma Y'}$$

где $\Sigma Y' = Y_{11} + Y_{12} + Y_{21} + Y_{22}$.

Выражения (6.74)—(6.77) показывают, что обратная проводимость эквивалентного усилительного прибора значительно ниже обратной проводимости транзистора. Поэтому усилитель с цепочечным включением транзисторов обеспечивает меньшее просачивание напряжения гетеродина в антенну, что особенно важно в диапазоне укв.

Расчеты УВЧ с цепочечным включением транзисторов и обычного каскада УВЧ аналогичны (см. разд. 6.1.1—6.1.3). При этом в расчетные соотношения следует подставлять эквивалентные Y-параметры.

6.2.1. Преимущества электронного метода управления частотой

Наметившаяся в последнее десятилетие тенденция к переходу от дискретных к интегральным схемам вызывает необходимость замены громоздких механических узлов приемника электронными.

С появлением специальных полупроводниковых диодов — варикапов, обладающих резкими зависимостями емкости от управляющего напряжения, стало возможным использование их как переменных емкостей взамен механического блока переменных конденсаторов. Уже первый опыт применения варикапов позволил говорить о перспективности электронного метода перестройки частоты и о его неоспоримых преимуществах перед механической системой:

- а) обеспечение высокой прочности и надежности при малой подверженности частоты настройки механическим воздействиям;
- б) достижение практически любой заданной селективности в тракте высокой частоты за счет применения необходимого количества синхронно перестраиваемых контуров.
- в) повышение качества звучания в связи с освобождающимся объемом для акустической системы;
- г) отсутствие микрофонного эффекта и устранение порождаемых им ограничений в уровне звуковой отдачи приемника (особенно в малогабаритных моделях);
- д) снижение излучения гетеродина приемника за счет устранения конструктивных связей между элементами настройки частоты в гетеродине и преселекторе.

К этому следует добавить, что варикапы позволяют создать ряд дополнительных эксплуатационных удобств при малых затратах — дистанционное управление частотой, простое сочетание диапазонной и кнопочной настройки, системы автопоиска и автоподстройки частоты и др.

Перейдем к рассмотрению особенностей расчета колебательных контуров с варикапами.

6.2.2. Связь емкостей и добротности контура с управляющим напряжением

Схема контура с варикапом приведена на рис. 6.4. Переменная емкость контура, создаваемая варикапом, C связана с управляющим напряжением U соотношением

$$C = C_n \left(\frac{V_n}{V} \right)^n, \quad (6.78)$$

где $V_n = \varphi_k + U_n$, $V = \varphi_k + U$;

- φ_k — контактная разность потенциалов, равная 0,8–0,9 в для кремниевых и 0,35–0,45 в для германиевых варикапов;
- C_n — емкость варикапа при номинальном управляющем напряжении U_n ;
- C — емкость при напряжении U ;
- n — показатель, зависящий от концентрации примесей в p - n переходе. Для отечественных варикапов Д-902 $n = \frac{1}{2}$.

Для схемы контура рис. 6.4 величины начальной $C_{нач}$ и дополнительной C_0 емкостей контура:

$$C_{нач} = \frac{C_{\sim}}{K_d^2 - 1} = \frac{C_{макс} - C_{мин}}{K_d^2 - 1},$$

$$C_0 = C_{нач} - C_{мин}.$$

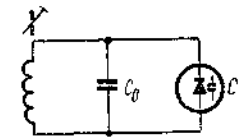


Рис. 6.4. Схема контура с варикапом

Пользуясь (6.78), можно написать (для $n=0,5$):

$$\left. \begin{aligned} C_{макс} &= C_n \sqrt{\frac{V_n}{V_{мин}}} \\ C_{мин} &= C_n \sqrt{\frac{V_n}{V_{макс}}} \\ C_{нач} &= \frac{C_n}{K_d^2 - 1} \sqrt{\frac{V_n}{V_{макс}}} (V \sqrt{K_v} - 1) \end{aligned} \right\} \quad (6.79)$$

$$C_0 = \frac{C_n}{K_d^2 - 1} \sqrt{\frac{V_n}{V_{макс}}} (V \sqrt{K_v} - K_d^2), \quad (6.80)$$

где

$$K_v = \frac{V_{макс}}{V_{мин}}. \quad (6.81)$$

Формулы (6.79) и (6.80) позволяют по известному коэффициенту перекрытия управляющего напряжения K_v определить при заданном коэффициенте перекрытия по частоте K_d значения начальной и дополнительной емкостей контура. При заданных $C_{нач}$, C_0 и K_d выражения для K_v принимают вид:

$$V \sqrt{K_v} = 1 + \frac{C_{нач}}{C_n} (K_d^2 - 1) \sqrt{\frac{V_{макс}}{V_n}}, \quad (6.82)$$

$$V \sqrt{K_v} = K_d^2 + \frac{C_0}{C_n} (K_d^2 - 1) \sqrt{\frac{V_{макс}}{V_n}}. \quad (6.83)$$

Входящая в эти выражения величина $V_{макс}$ не должна превышать предельно допустимого напряжения для используемого варикапа. Для частот $f > 5$ Мгц эквивалентная схема варикапа может быть представлена последовательной цепочкой $R_n C$, где C определяется управляющим напряжением в соответствии с (6.78), R_n —

эквивалентные потери в p - n -переходе, которые в вещательном диапазоне можно считать не зависящими от частоты и управляющего напряжения. Тогда добротность собственно варикапа

$$Q = \frac{1}{\omega C R_d}, \quad (6.84)$$

$$\frac{Q_{f_{\max}}}{Q_{f_{\min}}} = \frac{f_{\min}}{f_{\max}} \frac{C_{\max}}{C_{\min}}. \quad (6.85)$$

Без дополнительной емкости в контуре ($C_0=0$)

$$\frac{C_{\max}}{C_{\min}} = K_d^2 = \sqrt{K_v},$$

поэтому

$$\frac{Q_{f_{\max}}}{Q_{f_{\min}}} = K_d. \quad (6.86)$$

Для контура с дополнительной емкостью C_0 (рис. 6.4) добротность емкостной ветви Q_c :

$$Q_c = \frac{C_0 + C}{C + \frac{C}{Q_c}}.$$

Подставляя значения C и C_0 из (6.78) и (6.80), находим

$$\frac{Q_c}{Q} = \frac{\sqrt{K_v} - K_d^2 + (K_d^2 - 1) \sqrt{\frac{V_{\max}}{V}}}{\frac{Q}{Q_{c0}} (\sqrt{K_v} - K_d^2) + (K_d^2 - 1) \sqrt{\frac{V_{\max}}{V}}}. \quad (6.87)$$

Отсюда:

$$\left(\frac{Q_c}{Q}\right)_{f_{\min}} = \frac{K_d^2 (\sqrt{K_v} - 1)}{\left(\frac{Q}{Q_{c0}}\right)_{f_{\min}} (\sqrt{K_v} - K_d^2) + (K_d^2 - 1) \sqrt{K_v}}$$

$$\left(\frac{Q_c}{Q}\right)_{f_{\max}} = \frac{\sqrt{K_v} - 1}{\left(\frac{Q}{Q_{c0}}\right)_{f_{\max}} (\sqrt{K_v} - K_d^2) + K_d^2 - 1}$$

Полагая добротность конденсатора C_0 (Q_{c0}) не зависящей частоты и учитывая (6.85), получаем

$$q_c = \frac{t + \frac{t-1}{K_d^2 - 1} q}{\frac{1}{K_d} + \frac{K_d^2(t-1)}{K_d^2 - 1} q}, \quad (6.88)$$

где

$$t = \frac{\sqrt{K_v}}{K_d^2} \geq 1, \quad (6.89)$$

$$q_c = \frac{Q_{cf_{\max}}}{Q_{cf_{\min}}}, \quad (6.90)$$

$$q = \frac{Q_{f_{\min}}}{Q_{c0}}. \quad (6.91)$$

Анализ выражения (6.88) показывает, что при некотором критическом значении $q = q_{кр}$ функция $q_c = K_d$ и не зависит от t :

$$q_{кр} = \frac{K_d^2 - 1}{K_d^3 - 1}, \quad (6.92)$$

$$q_c = K_d = \text{const} \quad (6.93)$$

(при $q = q_{кр}$)
При этом:

$$q_c > K_d \text{ при } q < q_{кр},$$

$$q_c < K_d \text{ при } q > q_{кр}.$$

Функция q_c (6.88) для диапазона укв вещания с $K_d = 1,15$ приведена на рис. 6.5. Видно, что в высокочастотной части диапазона добротность емкостной ветви контура с варикапом существенно выше добротности в низкочастотной части. С учетом добротности катушки Q_k результирующая добротность контура определяется формулой

$$Q_{\text{рез}} = \frac{Q_k Q_c}{Q_k + Q_c}.$$

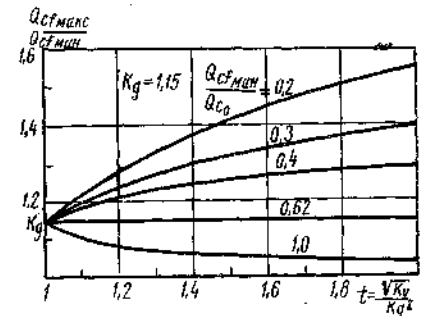


Рис. 6.5. Зависимость относительной добротности емкостной ветви контура от питающего напряжения

6.2.3. Синхронность изменения частоты в контурах с варикапами

Селективность и чувствительность приемника зависят от синхронности настроек колебательных контуров преселектора, резонирующих на частоте f_c , и качества их сопряжения с контуром гетеродина, частота которого $f_{г}$ смещена от f_c на величину промежуточной частоты $f_{пч}$. В самом общем случае синхронность настроек контуров обеспечивается при условии

$$L_1(C_{01} + C_1) = L_2(C_{02} + C_2) = \dots = L_n(C_{0n} + C_n),$$

где L_i, C_{0i} — индуктивность и дополнительная емкость i -го контура.

C_i — емкость i -го варикапа, определяемая из (6.78). При идентичности варикапов ($C_1=C_2=\dots=C_n$) синхронность перестройки частоты в контурах с варикапами может быть получена методом выравнивания индуктивностей и емкостей таким же, какой используется в контурах с блоком переменных конденсаторов:

$$L_1 = L_i, \quad C_{01} = C_{0i}.$$

При одинаковом законе изменения емкости варикапа от управляющего напряжения ($n = \text{const}$), но при наличии разброса номинальных емкостей ($C_{н1} \neq C_{нi}$) условие синхронности имеет вид

$$L_1 \left[C_{01} + C_{н1} \left(\frac{V_n}{V} \right)^n \right] = L_2 \left[C_{02} + \left(C_{н2} \frac{V_n}{V} \right)^n \right] = \dots = L_n \left[C_{0n} + C_{нn} \left(\frac{V_n}{V} \right)^n \right].$$

Отсюда

$$\frac{L_1}{L_i} = \frac{C_{01}}{C_{0i}} = \frac{C_{н1}}{C_{нi}}. \quad (6.94)$$

Таким образом, при выборе индуктивностей и емкостей контуров согласно (6.94) синхронность изменения частоты контуров сохраняется во всем диапазоне частот, несмотря на разброс номинальных значений емкости варикапа C_n . Если же, кроме того, имеет место разброс в показателе n , определяющем закон изменения емкости варикапа, то синхронность настроек может быть обеспечена лишь на краях диапазона.

Остановимся подробнее на методах синхронизации настроек контуров в условиях разброса C_n и n .

На рис. 6.6а приведена схема синхронизации настроек контуров, использующая регулировку индуктивностей и начальных емкостей, в отличие от контуров с блоком переменных конденсаторов, где для обеспечения их синхронной настройки значения L и C_0 выравниваются, в этой схеме при регулировке устанавливаются значения L и C_0 , определяемые взаимным разбросом параметров варикапа C_n и n (разброс контактной разности потенциалов Φ_K можно не учитывать, так как он незначителен). Пусть один контур характеризуется параметрами $L, C_n, C_{\text{макс}}, C_0, V_n, n$, а другой — параметрами $L_1, C_{н1}, C_{\text{макс}1}, C_{01}, V_{н1}, n_1$. Тогда для резонансных частот этих контуров (f_0 и f_1) запишем

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L}} \left[C_0 + C_{\text{макс}} \left(\frac{V_{\text{мин}}}{V} \right)^n \right]^{-\frac{1}{2}}, \quad (6.95)$$

$$f_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1}} \left[C_{01} + C_{\text{макс}1} \left(\frac{V_{\text{мин}}}{V} \right)^{n_1} \right]^{-\frac{1}{2}}. \quad (6.96)$$

будет

$$\delta_f = \frac{f_1 - f_0}{f_0} \approx \frac{1}{2} \left(\frac{f_1^2}{f_0^2} - 1 \right). \quad (6.97)$$

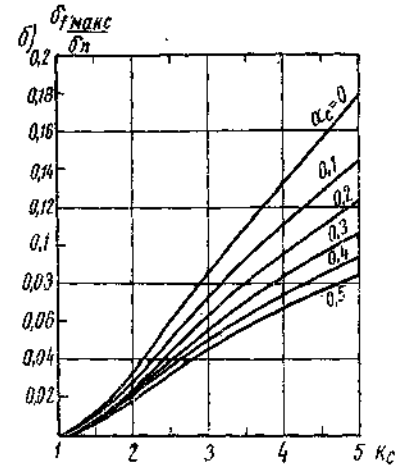
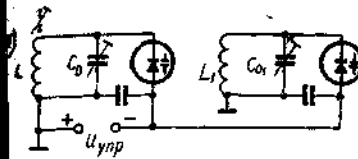


Рис. 6.6. Согласование настроек методом регулирования элементов LC контуров: а) принципиальная схема; б) максимальная частотная погрешность ($C_0=0$)

Подставляя значения f_1^2 и f_0^2 в (6.97) и используя условия точного согласования на краях диапазона ($\delta_f=0$ при $V=V_{\text{макс}}$ и $V=V_{\text{мин}}$), находим:

$$\frac{L_1}{L} = \frac{(K_c - 1) \alpha_c}{\alpha_{c1} (K_c - 1) - K_c^{-\delta_n} - 1} \frac{C_{\text{макс}}}{C_{\text{макс}1}};$$

$$2\delta_f = \frac{\alpha_{c1} (K_c - 1) + K_c^{-\delta_n} - 1}{\alpha_c (K_c - 1)} \frac{1 + \alpha_c Y_v}{\alpha_{c1} Y_v + Y_c^{-\delta_n}} - 1, \quad (6.98)$$

где

$$\delta_n = \frac{n_1 - n}{n},$$

$$K_c = \frac{C_{\text{макс}}}{C_{\text{мин}}} = \left(\frac{V_{\text{макс}}}{V_{\text{мин}}} \right)^n,$$

$$\alpha_c = \frac{C_0}{C_{\text{макс}}},$$

$$\alpha_{c1} = \frac{C_{01}}{C_{\text{макс}1}} = \alpha_c + 2\delta_n \frac{\alpha_c + 1}{K_c + 1},$$

$Y_v = \left(\frac{V}{V_{\text{мин}}} \right)^n$ — изменяется в пределах $1 \div K_c$ при изменении V в пределах $V_{\text{мин}} \div V_{\text{макс}}$.

Для определения экстремального значения δ_f воспользуемся приближенным разложением величин $K_c^{-\delta_n}$ и $Y_v^{-\delta_n}$:

$$K_c^{-\delta_n} \approx 1 - 2\delta_n \frac{K_c - 1}{K_c + 1};$$

$$Y_v^{-\delta_n} \approx 1 - 2\delta_n \frac{Y_v - 1}{Y_v + 1}.$$

Подставив эти значения в ур-ние (6.98) и произведя допустимые упрощения, получим

$$\delta_f = \delta_n (Y_v - 1) \frac{1}{1 + \alpha_c Y_v} - \frac{1}{K_c + 1}. \quad (6.99)$$

Находя производную $\frac{d\delta_f}{dY_v}$ и приравняв ее нулю, найдем уравнение относительно Y_v , корень которого соответствует максимальной частотной погрешности $\delta_{f \text{ макс}}$:

$$Y_v^2 - 2AY_v - B = 0. \quad (6.100)$$

Откуда

$$Y_{v0} = A + \sqrt{A^2 + B} = \left(\frac{V_0}{V_{\text{мин}}} \right)^n, \quad (6.101)$$

где V_0 — напряжение на варикапе, при котором $\delta_f = (\delta_f)_{\text{макс}}$.

$$A = \frac{\alpha_c K_c - 1}{1 + \alpha_c (K_c + 2)},$$

$$B = \frac{1 + K_c (\alpha_c + 2)}{1 + \alpha_c (K_c + 2)}.$$

Подставив значения корня Y_{v0} (6.101) в выражение (6.99), найдем соотношение для максимальной частотной погрешности $(\delta_f)_{\text{макс}}$:

$$\frac{(\delta_f)_{\text{макс}}}{\delta_n} = \frac{[F_c - 2(1 + \alpha_c)] [(K_c + 1)(1 + \alpha_c K_c) - F_c]}{(K_c + 1)[1 + \alpha_c(1 + K_c + \alpha_c K_c + F_c)][2\alpha_c(K_c + 1) + F_c]},$$

$$F_c = \frac{1}{\alpha_c(K_c + 2)} \sqrt{2(\alpha_c + 1)(1 + K_c)(1 + \alpha_c K_c)},$$

$$V_0 = V_{\text{мин}} \sqrt[n]{Y_{v0}}.$$

Наибольшее значение $(\delta_f)_{\text{макс}}$ — при $C_0 = 0$ ($\alpha_c = 0$). В этом случае

$$(\delta_f)_{\text{макс}} = \frac{2}{K_c + 1} \left(\sqrt{\frac{1 + K_c}{2}} - 1 \right)^2 \delta_n. \quad (6.102)$$

Семейство кривых $(\delta_f)_{\text{макс}} = f(K_c)$ при $\alpha_c = \text{const}$ представлено на рис. 6.6б. Видно, что максимальная частотная погрешность увеличивается пропорционально величине $\delta_n = \frac{\Delta n}{n}$. Пользуясь этими

зависимостями, можно определить допустимый технологический разброс параметров варикапов по показателю n при заданной частотной погрешности $(\delta_f)_{\text{макс}}$.

Рассмотрим другой способ синхронизации настроек, основанный на выравнивании минимальной и максимальной емкостей контуров при точных значениях их индуктивностей [23]. Сущность этого метода поясняется рис. 6.7а. Пусть имеются два контура с равными индуктивностями L и различными дополнительными емкостями C_0 и C_{01} и емкостями варикапов C и C_1 . Неидентичность последних характеризуется тем, что при изменении управляющего

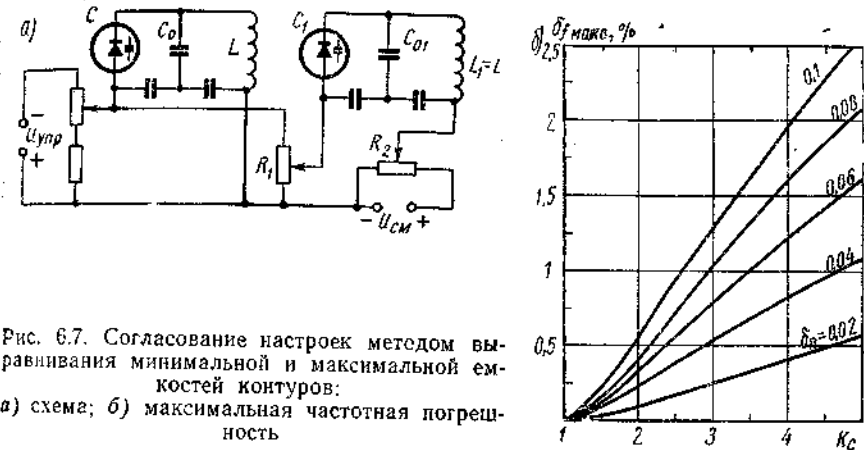


Рис. 6.7. Согласование настроек методом выравнивания минимальной и максимальной емкостей контуров:

а) схема; б) максимальная частотная погрешность

напряжения в пределах $U_{\text{упр. мин}} \div U_{\text{упр. макс}}$ емкость у одного варикапа (C) изменяется в пределах $C_{\text{макс}} \div C_{\text{мин}}$ у другого — $C_{\text{макс}1} \div C_{\text{мин}1}$. Для выравнивания емкостей контуров в схему введены два потенциометра R_1 и R_2 и дополнительный источник смещения $U_{\text{см}}$. Потенциометром R_2 в положении $U_{\text{упр. мин}}$ выравниваются максимальные емкости контуров, а при $U_{\text{упр. макс}}$ потенциометром R_1 выравниваются минимальные емкости. При таком методе согласования резонансные частоты контуров:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L}} \left[C_0 + C_{\text{макс}} \left(\frac{V_{\text{мин}}}{V} \right)^n \right]^{-\frac{1}{2}}, \quad (6.103)$$

$$f_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L}} \left\{ C_{01} + \left[\frac{C_{\text{макс}1}}{1 + \left(\frac{V_{\text{макс}1}}{V_{\text{мин}1}} - 1 \right) \left(\frac{V - V_{\text{мин}}}{V_{\text{макс}} - V_{\text{мин}}} \right)} \right]^n \right\}^{-\frac{1}{2}}. \quad (6.104)$$

Задавая равенством емкостей обоих контуров при двух крайних значениях управляющего напряжения $V_{\text{мин}} = U_{\text{упр. мин}} + \Phi_k$, $V_{\text{макс}} = U_{\text{упр. макс}} + \Phi_k$, получаем:

$$а) V = V_{\text{мин}}, C_0 + C_{\text{макс}} = C_{01} + C_{\text{макс}1}; \quad (6.105)$$

$$6) V = V_{\max} \cdot C_0 + C_{\max} K_c^{-1} = C_0 + C_{\max} K_{c1}^{-1}, \quad (6.106)$$

где

$$K_c = \frac{C_{\max}}{C_{\min}} = \left(\frac{V_{\max}}{V_{\min}} \right)^n,$$

$$K_{c1} = \frac{C_{\max 1}}{C_{\min 1}} = \left(\frac{V_{\max 1}}{V_{\min 1}} \right)^{n_1},$$

$$n_1 = n + \Delta n = n(1 + \delta_n),$$

$$\delta_n = \Delta n/n.$$

Пользуясь соотношениями (6.97) и (6.103)—(6.106), можно получить выражение для частотной погрешности согласования контуров (δ_f)

$$2\delta_f = \frac{C_0 + C_{\max} Y_v^{-1}}{C_{01} + C_{\max 1} \left[1 + \alpha_c \left(Y_v^n - 1 \right) \right]^{-n_1}} - 1, \quad (6.107)$$

где $Y_v = \left(\frac{V}{V_{\min}} \right)^n$ — текущее значение обобщенного управляющего напряжения,

$$\alpha_c = \frac{\frac{1}{K_{c1}} - 1}{\frac{1}{K_c} - 1} = \frac{\left(\frac{C_{\max 1}}{C_{\min 1}} \right)^{\frac{1}{n_1}} - 1}{\left(\frac{C_{\max}}{C_{\min}} \right)^{\frac{1}{n}} - 1}. \quad (6.108)$$

Определим $(\delta_f)_{\max}$ при отсутствии дополнительных емкостей C_0 и C_{01} . В этом худшем случае, как следует из (6.105), (6.106) и (6.107):

$$C_{\max} = C_{\max 1}, \quad K_c = K_{c1},$$

$$2\delta_f = \frac{Y_v^{-1}}{\left[1 + \alpha_c \left(Y_v^n - 1 \right) \right]^{-n_1}} - 1.$$

Дифференцируя эту функцию по Y_v и приравняв производную нулю, найдем значение Y_{v0} , при котором $\delta_f = (\delta_f)_{\max}$:

$$Y_{v0} = \left(\frac{1 - \alpha_c}{\alpha_c \delta_n} \right)^n, \quad (6.109)$$

$$2(\delta_f)_{\max} = \left[\left(1 - \alpha_c \right) \left(1 + \frac{1}{\delta_n} \right)^n \right]^{(1+\delta_n)} \left(\frac{\alpha_c \delta_n}{1 - \alpha_c} \right)^n - 1. \quad (6.110)$$

Семейство кривых $(\delta_f)_{\max} = f(K_c)$ при $\delta_n = \text{const}$ и значении $n = 0,5$ представлено на рис. 6.7б. Сравнивая рассмотренные методы согласования настроек контуров [см. выражения (6.102)—

(6.110)], видно, что частотная погрешность согласования, свойственная методу выравнивания емкостей на краях диапазона, увеличивается с ростом n , в то время как при методе регулировки элементов LC контуров такая зависимость от n отсутствует. Это— принципиальное отличие одного метода согласования контуров от другого. Кроме того, метод выравнивания емкостей приводит к значительно большей частотной погрешности согласования. В то же время при этом методе согласования не нужен емкостный триммер, что увеличивает перекрытие по частоте.

Расчет элементов сопряжения контуров гетеродина и преселектора при использовании варикапов может быть произведен по методике разд. 6.4.

6.2.4. Режимная и температурная стабильность варикапов

Рассмотрим вначале, какова должна быть стабильность источника управляющего напряжения для того, чтобы расстройка контура не превышала заданной величины.

Используя выражение (6.78) для емкости варикапа, можно написать:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_k}},$$

где

$$C_k = C_0 + C_n \left(\frac{V_n}{V} \right)^n. \quad (6.111)$$

Изменение частоты контура df при изменении питающего напряжения на dV :

$$df = \frac{\partial f}{\partial C_k} \frac{\partial C_k}{\partial V} dV = \frac{n}{2} \frac{C_k^{-\frac{3}{2}} C_n \left(\frac{V_n}{V} \right)^n}{2\pi\sqrt{L}} \frac{dV}{V},$$

разделив на f , получим выражение, определяющее стабильность источника управляющего напряжения:

$$\delta_v = \frac{dV}{V} = \frac{2}{n} \frac{df}{f} \frac{C_k}{C_n} \left(\frac{V}{V_n} \right)^n. \quad (6.112)$$

Проанализируем это выражение для двух случаев.

1. Допустимая величина относительной расстройки контура постоянна во всем диапазоне радиочастот — $\frac{df}{f} = \text{const}$.

2. Допустимая величина абсолютной расстройки контура постоянна во всем диапазоне — $df = \text{const}$. Этот случай характерен для диапазона укв вещания. В первом случае

$$\left[\frac{\delta_{v/\min}}{\delta_{v/\max}} \right] \frac{df}{f} = \text{const} = \frac{C_{k\max}}{C_{k\min}} \left(\frac{V_{\min}}{V_{\max}} \right)^n = \frac{K_n^2}{K_c}, \quad (6.113)$$

8*

где $K_c = \left(\frac{V_{\max}}{V_{\min}}\right)^2 \geq K_d^2$. При $C_0 = 0$ $K_c = K_d^2$. Таким образом,

$$\frac{\delta_v(f_{\min})}{\delta_v(f_{\max})} \leq 1.$$

Отсюда видно, что в случае $\frac{df}{f} = \text{const}$ требования к стабильности источника управляющего напряжения жестче на нижней частоте диапазона f_{\min} и тем более, чем больше величина дополнительной емкости контура C_0 (т. е. больше K_c). Во втором случае

$$\frac{\delta_v(f_{\min})}{\delta_v(f_{\max})} = \frac{f_{\max}}{f_{\min}} \frac{C_{\max}}{C_{\min}} \left(\frac{V_{\min}}{V_{\max}}\right)^n = \frac{K_d^3}{K_c} \leq K_d. \quad (6.114)$$

При $C_0 = 0$, $\frac{\delta_v(f_{\min})}{\delta_v(f_{\max})} = K_d$.

Таким образом, для случая $df = \text{const}$ и при больших значениях C_0 более высокие требования к стабильности источника управляющего напряжения соответствуют f_{\min} , а при малых значениях $C_0 - f_{\max}$.

Перейдем к определению температурной стабильности варикапов. Для общности рассмотрим параллельную схему питания, в которой управляющее напряжение подается на варикап через дополнительное сопротивление R (см. рис. 6.7). Приращение емкости варикапа dC при изменении температуры на dT может быть получено из выражения (6.78):

$$dC = \frac{\partial C}{\partial V} \frac{\partial V}{\partial T} dT; \quad (6.115)$$

где $V = U + \varphi_k - I_0 R \cdot 2^{\frac{T-20}{10}}$,
 I_0 — обратный ток диода.

После вычисления частных производных $\frac{\partial C}{\partial V}$ и $\frac{\partial V}{\partial T}$ и подстановки в (6.115) получим

$$TKC = \frac{dC}{CdT} = \frac{n}{1 + \frac{U - I_0 R \cdot 2^{\frac{T-20}{10}}}{\varphi_k}} \left[TK\varphi_k - 0,069 \frac{I_0 R}{\varphi_k} 2^{\frac{T-20}{10}} \right]. \quad (6.116)$$

При выводе этого выражения учитывался лишь температурный коэффициент контактной разности потенциалов $TK\varphi_k = \frac{\partial \varphi_k}{\partial T}$, учитывая, что температурный коэффициент диэлектрической постоянной материала перехода $|TK\epsilon| \ll |TK\varphi_k|$. В схемах с кремневыми варикапами $U \gg I_0 R 2^{\frac{T-20}{10}}$. Тогда выражение (6.116) может быть упрощено:

$$TKC = - \frac{n}{1 + \frac{U}{\varphi_k}} \left(TK\varphi_k - \frac{0,069 I_0 R}{\varphi_k} 2^{\frac{T-20}{10}} \right). \quad (6.117)$$

Формулу для TKC варикапа в схеме с последовательной подачей управляющего напряжения через контурную катушку (рис. 6.6) можно получить из выражения (6.117) при $R=0$. В этом случае

$$TKC = - \frac{n}{1 + \frac{U}{\varphi_k}} TK\varphi_k. \quad (6.118)$$

Сравнивая значения TKC обеих схем питания варикапа и учитывая, что $TK\varphi_k < 0$, видно, что схема с параллельным питанием обладает меньшей температуростойкостью, ухудшающейся с ростом температуры. Температурный коэффициент емкостной ветви, образованной параллельно соединенными дополнительной емкостью C_0 и емкостью варикапа C :

$$TKC_k = \frac{C_0 TKC_0 + C TKC}{C_k}, \quad (6.119)$$

где $C_k = C_0 + C$ — емкость контура, TKC_0 — температурный коэффициент C_0 .

Общий температурный коэффициент частоты всего контура ($TK\omega$) с учетом температурного коэффициента индуктивности (L_k) контурной катушки TKL_k :

$$TK\omega = - \frac{1}{2} (TKL_k + TKC_k). \quad (6.120)$$

6.3. НЕЛИНЕЙНЫЕ ИСКАЖЕНИЯ В УСИЛИТЕЛЯХ ВЫСОКОЙ ЧАСТОТЫ

Вследствие нелинейности входной характеристики транзистора¹⁾ при усилении высокой частоты возможны нелинейные искажения. Они проявляются в искажении огибающей напряжения входного сигнала (а значит, и в искажении сигнала на выходе радиоприемника) и в прослушивании мешающей программы при наличии амплитудномодулированной помехи и несущей частоты принимаемой станции (перекрестная модуляция). Нелинейность входной характеристики транзистора может привести также (при наличии двух мешающих сигналов — f_{m1} и f_{m2}) к возникновению помехи f_{Σ} с частотой, близкой к частоте настройки и создающей вредный продукт на выходе приемника:

$$f_{\Sigma} = n f_{m1} \pm m f_{m2}.$$

¹⁾ Нелинейность характеристики коэффициента передачи тока при обычных режимах работы каскада УВЧ незначительна.

Самый неблагоприятный случай при $n=2$, $m=1$, а $f_{п1}$ и $f_{п2}$ попадают в полосу пропускания входного контура, т. е.

$$f_{п} = 2f_{п1} - f_{п2}$$

Оценим степень указанных искажений.

6.3.1. Искажения огибающей входного напряжения

Учитывая, что в современных радиовещательных приемниках АМ сигналов в каскаде УВЧ используется высокочастотный транзистор, так что $f < 0,1 f_{\alpha}$, для анализа работы каскада можно воспользоваться экспоненциальной аппроксимацией зависимости токов транзистора от напряжения на переходе эмиттер-база:

$$i_{\delta} = i_0 e^{\gamma U_{\delta 0}} - i, \quad (6.121)$$

где

$$i_0 = \frac{I_{\delta 0}(1-\alpha)}{1-\alpha-\alpha_{обр}}, \quad i = \frac{I_{\kappa 0}(1-\alpha_{обр})}{1-\alpha-\alpha_{обр}}. \quad (6.122)$$

При питании от генератора напряжения (режим работы от генератора напряжения наиболее выгоден для стабилизации параметров усилителя), пренебрегая влиянием на работу усилителя падения напряжения на r'_{δ} от гармонических составляющих тока сигнала по сравнению с падением напряжения на R_{δ} и $R_{\delta 0}$ (рис. 6.8а) от постоянной составляющей тока, для входной цепи каскада рис. 6.8а составим уравнение:

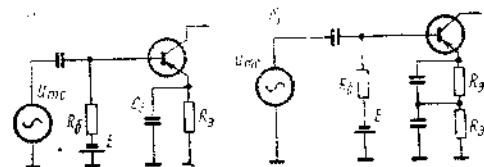


Рис. 6.8. Входная цепь усилительного каскада с одним (а) и с двумя (б) резисторами в цепи эмиттера

$$U_{\delta 0} = E - I_{\delta \text{ пост}} \left(R_{\delta} + \frac{R_{\delta 0}}{1-\alpha} \right) - \frac{I_{\kappa 0}}{1-\alpha} R_{\delta} + u_{mc} \cos \omega_c t. \quad (6.123)$$

Подставляя ур-ние (6.123) в выражение (6.121), получим

$$i_{\delta} = i_0 e^{\gamma \left[E - I_{\delta \text{ пост}} \left(R_{\delta} + \frac{R_{\delta 0}}{1-\alpha} \right) - \frac{I_{\kappa 0}}{1-\alpha} R_{\delta} \right]} e^{\gamma u_{mc} \cos \omega_c t} - i. \quad (6.124)$$

Из соотношения (6.124), используя разложение на бесселевы функции, найдем постоянную составляющую и амплитуду первой гармоники базового тока:

$$I_{\delta \text{ пост}} = i_0 e^{\gamma \left[E - I_{\delta \text{ пост}} \left(R_{\delta} + \frac{R_{\delta 0}}{1-\alpha} \right) - \frac{I_{\kappa 0}}{1-\alpha} R_{\delta} \right]} I_0(B_c) - i, \quad (6.125)$$

$$i_{\delta \text{ макс}} = 2i_0 e^{\gamma \left[E - I_{\delta \text{ пост}} \left(R_{\delta} + \frac{R_{\delta 0}}{1-\alpha} \right) - \frac{I_{\kappa 0}}{1-\alpha} R_{\delta} \right]} I_1(B_c), \quad (6.126)$$

где $B_c = \gamma U_{mc}$ — обобщенная амплитуда напряжения входного сигнала.

Обозначив

$$K_d = \frac{U_{\delta 0} - U_{\delta 0 \text{ пост}}}{u_{mc}} = \frac{I_{\delta \text{ пост}} - I_{\delta \text{ пост } 0}}{u_{mc}} \left(R_{\delta} + \frac{R_{\delta 0}}{1-\alpha} \right). \quad (6.127)$$

где $U_{\delta 0}$ и $I_{\delta \text{ пост } 0}$ — соответственно напряжение на переходе эмиттер-база и базовый ток каскада при отсутствии сигнала, из ур-ний (6.125) и (6.127) после преобразований получим

$$u_{mc} \cdot K_d + \left[E - U_{\delta 0} - \frac{I_{\kappa 0} R_{\delta}}{1-\alpha} + i \left(R_{\delta} + \frac{R_{\delta 0}}{1-\alpha} \right) \right] = \left[E - U_{\delta 0} - \frac{I_{\kappa 0} R_{\delta}}{1-\alpha} + i \left(R_{\delta} + \frac{R_{\delta 0}}{1-\alpha} \right) \right] e^{-\gamma u_{mc} K_d} I_0(B_c). \quad (6.128)$$

Введя обозначение

$$A' = \gamma \left[E - U_{\delta 0} - \frac{I_{\kappa 0} R_{\delta}}{1-\alpha} + i \left(R_{\delta} + \frac{R_{\delta 0}}{1-\alpha} \right) \right] \quad (6.129)$$

и учтя, что $\gamma u_{mc} = B_c$, найдем

$$A' = A' I_0(B_c) e^{-B_c K_d} - B_c K_d. \quad (6.130)$$

Перепишем ур-ние (6.126). С учетом соотношения (6.127) получим

$$i_{\delta \text{ макс}} = 2i_0 e^{\gamma U_{\delta 0}} e^{-B_c K_d} I_1(B_c). \quad (6.131)$$

Используя выражения (6.121) и (6.130), напомним

$$\frac{i_{\delta \text{ макс}}}{2(I_{\delta \text{ пост } 0} + i)} = \frac{A' + B_c K_d}{A'} \frac{I_1(B_c)}{I_0(B_c)}. \quad (6.132)$$

Соотношение (6.132) представляет зависимость первой гармоники входного тока от амплитуды сигнала (u_{mc} или $B_c = \gamma u_{mc}$).

По данным гл. 8, используя соотношение (8.8), найдем:

$$\frac{A' + B_c K_d}{A'} \frac{I_1(B_c)}{I_0(B_c)} = \frac{1}{2} \frac{B_c}{A' R'_{\text{вх}}}. \quad (6.133)$$

Таким образом, зависимость $i_{\delta \text{ макс}}$ от B_c можно выразить так:

$$\frac{i_{\delta \text{ макс}}}{2(I_{\delta \text{ пост } 0} + i)} = \text{const} \frac{B_c}{R'_{\text{вх}}}. \quad (6.134)$$

В ур-ниях (6.133) и (6.134) $R'_{\text{вх}}$ — входное сопротивление каскада, приведенное к 1 ком нагрузки и являющееся функцией A' и B_c . Из теории детектирования (см. рис. 8.11) известно также, что при некотором значении $A' \approx (1 \div 2) R'_{\text{вх}}$ практически не зависит от величины приложенного ко входу напряжения. Следовательно, в этом случае $i_{\delta \text{ макс}}$ линейно связано с B_c , а значит, нелинейные искажения каскада близки к нулю.

Так как

$$A' = \gamma \left[E - U_{\text{эб}} - \frac{I_{\text{кэ}} R_2}{1-\alpha} + i \left(R_6 + \frac{R_2}{1-\alpha} \right) \right] = \gamma (I_{\text{б пост } 0} + i) \left(R_6 + \frac{R_2}{1-\alpha} \right), \quad (6.135)$$

то при заданном режиме транзистора ($I_{\text{б пост } 0}$) можно так подобрать элементы цепи питания (R_6, R_2), что коэффициент нелинейных искажений каскада будет близок к нулю:

$$R_6 + \frac{R_2}{1-\alpha} = \frac{(1 \div 2)}{\gamma (I_{\text{б пост } 0} + i)}. \quad (6.136)$$

Следует, однако, заметить, что каскад, элементы смещения которого выбраны в соответствии с условием (6.136), имеет низкую режимную стабильность. В самом деле, при $\gamma \approx 39 \text{ л/в}$; $(1-\alpha) \approx \approx 0,03$; $I_{\text{б пост } 0} \approx 30 \cdot 10^{-6} \text{ а}$ ($I_2 \approx 1 \text{ ма}$); $i \approx 1 \text{ мка}$

$$R_6 + \frac{R_2}{1-\alpha} \approx (0,83 \div 1,66) \text{ ком},$$

а при $R_6 \rightarrow 0$ $R_2 \approx (25 \div 50) \text{ ом}$.

Температурная стабилизация рабочей точки транзистора в рассматриваемом случае может быть обеспечена терморезистором в его базовой цепи (см. разд. 5.3.2). Но при указанном методе стабилизации режимная устойчивость усилителя в условиях разброса параметров транзисторов оказывается недостаточной. Радикальное решение — использование схемы рис. 6.8б. В ней резистор в цепи эмиттера, выбранный из условия обеспечения требуемой режимной стабильности, разделен на две части. При этом резистор $R_{\text{э1}}$ шунтируется конденсатором такой емкости, чтобы напряжение на нем успевало следить за изменением огибающей сигнала. Резистор $R_{\text{э2}}$ шунтируется конденсатором большой емкости, представляющим короткое замыкание для токов низкой частоты. Поскольку нелинейные искажения каскада существенно зависят от детекторного эффекта во входной цепи, работа усилителя рис. 6.8б отлична от работы усилителя рис. 6.8а. Действительно, нагрузка детектора по низкой частоте в схеме рис. 6.8б — резистор $R_{\text{э1}}$, в то время как по постоянному току его нагрузка — оба резистора — $R_{\text{э1}}$ и $R_{\text{э2}}$.

Из теории детектирования (см. гл. 8) известно, что для низкой частоты детектор в схеме рис. 6.8б может быть заменен эквивалентным детектором, нагрузка которого равна $R_{\text{э1}}$ и в цепи которого действует эквивалентный источник смещения, характеризуемый величиной $A'_{\text{экв}} = f \left(A', B_c, \frac{R_{\text{э1}} + R_{\text{э2}}}{R_{\text{э1}}} \right)$.

При $\frac{R_{\text{э1}} + R_{\text{э2}}}{R_{\text{э1}}} \gg 1$ значение $A'_{\text{экв}} \ll A'$. При заданной стабильности каскада (заданной величине $R_{\text{э1}} + R_{\text{э2}}$), требуемых зна-

чений B_c ($u_{\text{мс}}$) и режима работы по постоянному току выбираем величину $R_{\text{э1}}$ в соответствии с ур-нием (8.27) так, чтобы $A'_{\text{экв}} \approx 1 \div 2$ и нелинейные искажения были малы.

Определим величину коэффициента нелинейности каскада рис. 6.8а для двух крайних значений A' :

$$1) A' \rightarrow 0, \text{ т. е. } \left(R_6 + \frac{R_2}{1-\alpha} \right) \rightarrow 0.$$

В этом случае даже при больших значениях B_c величина $B_c K_d$ не превышает 1 и ур-ние (6.130) можно упростить, разложив $e^{-B_c K_d}$ в степенной ряд и ограничиваясь двумя членами разложения:

$$e^{-B_c K_d} = \frac{1}{1 + B_c K_d}, \quad (6.137)$$

$$(B_c K_d)^2 + B_c K_d (1 + A') - A' [I_0 (B_c) - 1] = 0. \quad (6.138)$$

Решение ур-ния (6.138) дает значение

$$B_c K_d \approx \frac{A' [I_0 (B_c) - 1]}{1 + A'}. \quad (6.139)$$

Подставляя полученное соотношение в выражение (6.132), найдем

$$\frac{i_{\text{б макс}}}{2 (I_{\text{б пост } 0} + i)} = \frac{A' + I_0 (B_c)}{1 + A'} \frac{I_1 (B_c)}{I_0 (B_c)}. \quad (6.140)$$

Откуда при $A' = 0$ получим

$$i_{\text{б макс}} = \text{const } I_1 (B_c). \quad (6.141)$$

Разлагая $I_1 (B_c)$ в ряд и ограничиваясь двумя членами разложения $\left(I_1 (B_c) \approx \frac{B_c}{2} + \frac{B_c^3}{16} \right)$, что при $B_c \leq 1$ допустимо, подставляя в выражение (6.141) вместо B_c величину $B_0 (1 + m \cos \Omega t)$, определим значение амплитуд гармонических составляющих огибающей модулированного сигнала:

амплитуда первой гармоники равна

$$\bullet \frac{m B_0}{2} \left(1 + \frac{3}{8} B_0^2 \right),$$

амплитуда второй гармоники равна

$$\frac{3 m^2}{32} B_0^3.$$

Зная амплитуды гармонических составляющих низкочастотного сигнала, можно найти коэффициент нелинейных искажений каскада (при расчете K_f третьей гармоникой пренебрегаем):

$$K_f = \frac{3 m B_0^2}{16 \left(1 + \frac{3}{8} B_0^2 \right)}. \quad (6.142)$$

Из ур-ния (6.142) для заданного значения m можно найти величину максимальной амплитуды входного сигнала, при которой коэффициент нелинейных искажений каскада не превышает допустимой величины

$$B_0 \leq \frac{4}{\sqrt{3}} \sqrt{\frac{K_f}{m-2K_f}} \quad (6.143)$$

Определив максимальную величину входного сигнала (действующее значение) при $m=0,8$, $K_f=0,1$, $\gamma \approx 39$ 1/с

$$\frac{B_0}{1,41\gamma} = \frac{4 \cdot 10^3}{1,41 \cdot 39 \cdot 43} \approx 15 \text{ мв.}$$

2) $A' \gg 1$.

Рассматриваемый случай характерен для каскадов УВЧ рис. 6.8а, стабилизация режима которых обеспечивается резисторами в цепях эмиттера и базы.

При $B_c \leq 1$, а значит, и $B_c K_d \leq 1$ можно использовать для анализа выражения (6.139) и (6.140). Из ур-ния (6.140) при $A' \gg 1$ и $B_c \leq 1$ имеем

$$i_{б \text{ макс}} = \text{const} \frac{I_1(B_c)}{I_0(B_c)} \quad (6.144)$$

Разлагая функцию $\frac{I_1(B_c)}{I_0(B_c)}$ в ряд, получим

$$\frac{I_1(B_c)}{I_0(B_c)} \approx \frac{B_c}{2} + \frac{B_c^3}{16} \frac{1}{1 + \frac{B_c^2}{4}}$$

или при $B_c < 1$

$$\frac{I_1(B_c)}{I_0(B_c)} \approx \left(\frac{B_c}{2} + \frac{B_c^3}{16} \right) \left(1 - \frac{B_c^2}{4} \right) \approx \frac{B_c}{2} - \frac{B_c^3}{16}$$

Поступая аналогично случаю 1, найдем: амплитуда первой гармоники равна

$$\frac{mB_0}{2} \left(1 - \frac{3}{8} B_0^2 \right),$$

амплитуда второй гармоники равна

$$\frac{3m^2}{32} B_0^2.$$

Откуда

$$K_f = \frac{3m B_0^2}{16 \left(1 - \frac{3}{8} B_0^2 \right)} \quad (6.145)$$

$$B_0 \leq \frac{4}{\sqrt{3}} \sqrt{\frac{K_f}{m+2K_f}} \quad (6.146)$$

Максимальное действующее значение входного сигнала в случае 2 при $m=0,8$, $K_f=0,1$ равно 12 мв. Таким образом, коэффициент нелинейных искажений УВЧ достигает минимальной величины при определенных значениях элементов цепи питания. Оптимальный режим работы каскада характеризуется величиной $A'(A'_{\text{экр}}) = (1 \div 2)$. При $(1 \div 2) < A'(A'_{\text{экр}}) < (1 \div 2)$ коэффициент нелинейных искажений усилителя растёт.

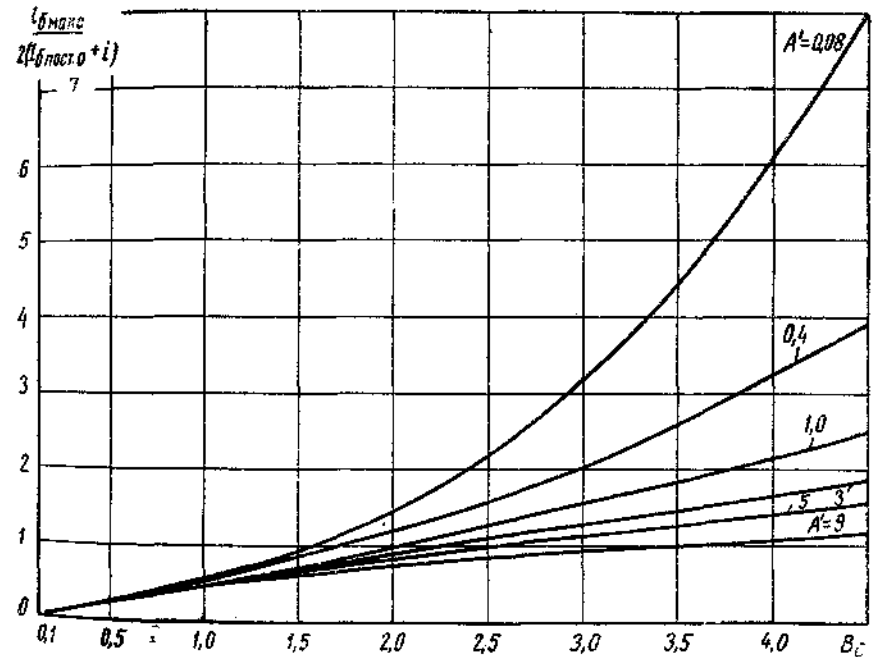


Рис. 6.9. Зависимости $\frac{i_{б \text{ макс}}}{2(I_{б \text{ пост } 0} + i)}$ от параметров B_c и A'

На рис. 6.9 представлены зависимости $\frac{i_{б \text{ макс}}}{2(I_{б \text{ пост } 0} + i)}$ от B_c при различных значениях A' , а на рис. 6.10 — полученные по методу трех ординат кривые коэффициента нелинейных искажений каскада в функции от B_c при различных значениях A' и $m=0,8$.

Поскольку в проведенном анализе предполагалось, что нелинейные искажения создаются входной цепью усилителя, то очевид-

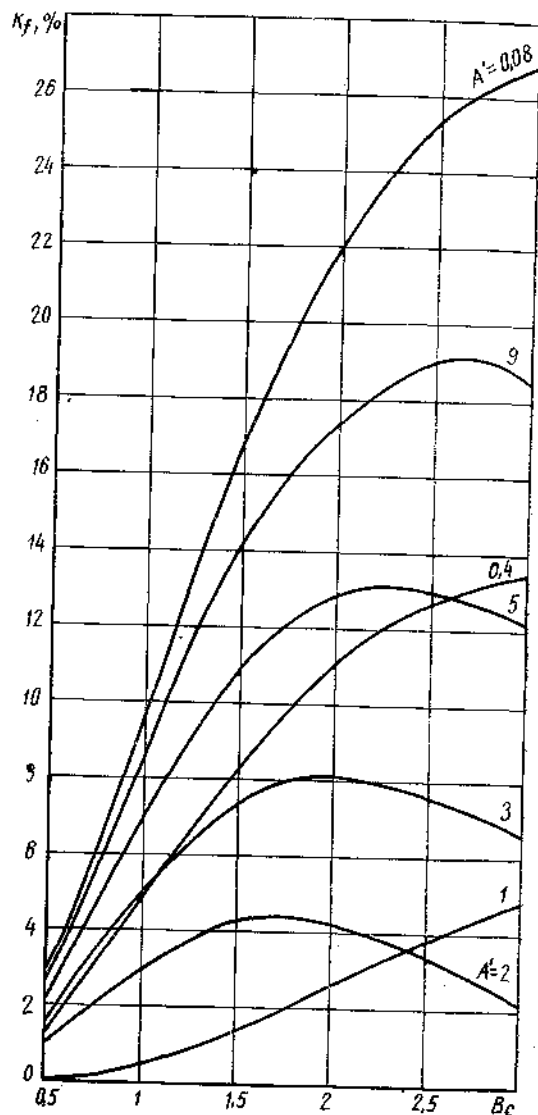


Рис. 6.10. Зависимости коэффициента гармоник усилительного каскада от параметров B_c и A'

но, что в тех случаях, когда режим работы каскада неоптимален, включение в цепь эмиттера нешунтированного конденсатором резистора или увеличение сопротивления источника сигнала может уменьшить величину коэффициента нелинейных искажений.

6.3.2. Перекрестная модуляция

При воздействии на каскад УВЧ напряжений от полезной и мешающей станций, учитывая сделанные в предыдущем разделе допущения и введенные обозначения, запишем:

$$U_{эб} = E - I_{б\text{ пост}} \left(R_б + \frac{R_э}{1-\alpha} \right) - \frac{I_{кэ}}{1-\alpha} R_э + u_{мс} \cos \omega_c t + u_{мп} \cos \omega_n t; \quad (6.147)$$

$$i_{б} = i_0 e^{\gamma \left[E - I_{б\text{ пост}} \left(R_б + \frac{R_э}{1-\alpha} \right) - \frac{I_{кэ}}{1-\alpha} R_э \right]} e^{B_c \cos \omega_c t} e^{B_n \cos \omega_n t} - i, \quad (6.148)$$

где $B_n = \gamma u_{мп}$.

Из ур-ния (6.148), используя разложение по бесселевым функциям, находим постоянную составляющую и амплитуду первой гармоники базового тока:

$$I_{б\text{ пост}} = i_0 e^{\gamma \left[E - I_{б\text{ пост}} \left(R_б + \frac{R_э}{1-\alpha} \right) - \frac{I_{кэ}}{1-\alpha} R_э \right]} I_0(B_c) I_0(B_n) - i, \quad (6.149)$$

$$i_{б\text{ макс}} = 2 i_0 e^{\gamma \left[E - I_{б\text{ пост}} \left(R_б + \frac{R_э}{1-\alpha} \right) - \frac{I_{кэ}}{1-\alpha} R_э \right]} I_1(B_c) I_0(B_n). \quad (6.150)$$

Выражение (6.150) представим в иной форме:

$$i_{б\text{ макс}} = 2(I_{б\text{ пост}} + i) \frac{I_1(B_c)}{I_0(B_c)}. \quad (6.151)$$

Учитывая зависимости (6.127) и (6.135) и полагая $u_{мп} \gg u_{мс}$, из соотношения (6.151) получим

$$i_{б\text{ макс}} = \frac{2}{\gamma \left(R_б + \frac{R_э}{1-\alpha} \right)} (A' + B_n K_d) \frac{I_1(B_c)}{I_0(B_c)}. \quad (6.152)$$

В случае $B_n \ll 1$ для определения $B_n K_d$ можно воспользоваться выражением (6.139). При этом найдем

$$i_{б\text{ макс}} = \frac{2}{\gamma \left(R_б + \frac{R_э}{1-\alpha} \right)} \frac{A'}{1+A'} [I_0(B_n) + A'] \frac{I_1(B_c)}{I_0(B_c)}. \quad (6.153)$$

Разлагая $I_0(B_{\Pi})$ в ряд и полагая $I_0(B_c) = 1$ (величина B_c — ма- ла), а $I_1(B_c) = \frac{B_c}{2}$, получим

$$i_{6c \text{ макс}} = \frac{2}{\gamma \left(R_6 + \frac{R_3}{1-\alpha} \right) (1+A')} \left[(1+A') + \frac{B_{\Pi}^2}{4} \right] \frac{B_c}{2}. \quad (6.154)$$

Для модулированной помехи заменим B_{Π} значением

$$B_{\Pi 0} (1 + m_{\Pi} \cos \Omega_{\Pi} t).$$

Понимая под коэффициентом перекрестных искажений отношение амплитуд гармонических составляющих огибающей сигнала с частотами Ω_{Π} и Ω_c , имеем

$$K_{\text{пер}} = \frac{B_{\Pi 0}^2 m_{\Pi}}{2(1+A') m_c}. \quad (6.155)$$

Откуда при $A' \rightarrow 0$

$$K_{\text{пер}} = \frac{B_{\Pi 0}^2}{2} \frac{m_{\Pi}}{m_c}, \quad (6.156)$$

т. е. при любых эквивалентных сопротивлениях постоянному току в цепях эмиттера и базы каскада коэффициент перекрестных искажений растет пропорционально квадрату амплитуды мешающего сигнала. Из ур-ния (6.155) следует, что с ростом эквивалентных сопротивлений в цепи смещения транзистора УВЧ при заданном режиме [см. (6.135)] коэффициент перекрестных искажений уменьшается. Полученный вывод, однако, достаточно точно отражает работу каскада лишь при малых эмиттерных токах ($I_0 \leq 0,5 \text{ ма}$) и использовании высокочастотных транзисторов с малым значением r'_6 ($r'_6 < 10 \text{ ом}$).

С учетом r'_6 характер зависимости коэффициента перекрестных искажений от значений элементов цепи смещения существенно меняется (в отличие от искажений огибающей, где влияние r'_6 на характер искажений невелико). А именно появляется оптимальная величина A' (а значит, и оптимальные значения элементов цепи смещения), при которой перекрестные искажения достигают минимума¹⁾:

$$A'_{\text{опт}} = \frac{[1 - 2\gamma I_3 r'_6 (1-\alpha)] [1 + \gamma I_3 r'_6 (1-\alpha)]}{2\gamma I_3 r'_6 (1-\alpha)}. \quad (6.157)$$

¹⁾ Соотношение (6.157) получено С. В. Козиным.

При воздействии на каскад УВЧ напряжений от двух мешающих станций с частотами $f_{\Pi 1}$ и $f_{\Pi 2}$ такими, что $\frac{1}{2\pi |f_{\Pi 1} - f_{\Pi 2}| C_3} \gg R_3$ (см. рис. 6.8а), учитывая сделанные в предыдущих разделах допущения и введенные обозначения, запишем:

$$U_{\text{сб}} = E - I_{6 \text{ пост}} \left(R_6 + \frac{R_3}{1-\alpha} \right) - \frac{I_{\text{кб}}}{1-\alpha} R_3 + u_{\text{мп1}} \cos \omega_{\Pi 1} t + u_{\text{мп2}} \cos \omega_{\Pi 2} t + u_{\text{мнч}} \cos (\omega_{\Pi 1} - \omega_{\Pi 2}) t. \quad (6.158)$$

Откуда

$$i_{6 \text{ макс}} = 2i_0 e^{\gamma \left[E - I_{6 \text{ пост}} \left(R_6 + \frac{R_3}{1-\alpha} \right) - \frac{I_{\text{кб}}}{1-\alpha} R_3 \right]} I_2(B_{\Pi 1}) I_1(B_{\Pi 2}) I_0(B_{\text{нч}}), \quad (6.159)$$

$$I_{6 \text{ пост}} = i_0 e^{\gamma \left[E - I_{6 \text{ пост}} \left(R_6 + \frac{R_3}{1-\alpha} \right) - \frac{I_{\text{кб}}}{1-\alpha} R_3 \right]} \times I_0(B_{\Pi 1}) I_0(B_{\Pi 2}) I_0(B_{\text{нч}}) - i. \quad (6.160)$$

Полагая $u_{\text{мп1}}(B_{\Pi 1}) = u_{\text{мп2}}(B_{\Pi 2}) = u_{\text{мп}}(B_{\Pi})$ и обозначив

$$K'_d = \frac{U_{\text{сб0}} - U_{\text{сб пост}}}{u_{\text{мп}}} = \frac{I_{6 \text{ пост}} - I_{6 \text{ пост } 0}}{u_{\text{мп}}} \left(R_6 + \frac{R_3}{1-\alpha} \right), \quad (6.161)$$

найдем

$$B_{\Pi} K'_d + A' = A' e^{-B_{\Pi} K'_d} I_2(B_{\Pi}) I_0(B_{\text{нч}}), \quad (6.162)$$

$$i_{6 \text{ п макс}} = 2(I_{6 \text{ пост } 0} + i) \frac{B_{\Pi} K'_d + A'}{A'} \frac{I_2(B_{\Pi}) I_1(B_{\Pi})}{I_0(B_{\Pi}) I_0(B_{\Pi})}. \quad (6.163)$$

Будем оценивать действие помехи $2f_{\Pi 1} - f_{\Pi 2}$ отношением $\frac{i_{6 \text{ п макс}}}{i_{6 \text{ с макс}}}$ при условии, что амплитуды напряжений сигнала и помех на входе УВЧ равны. В этом случае из ур-ний (6.163) и (6.132) получим

$$\frac{i_{6 \text{ п макс}}}{i_{6 \text{ с макс}}} = \frac{B_{\Pi} K'_d + A'}{B_{\Pi} K_d + A'} \frac{I_2(B_{\Pi})}{I_0(B_{\Pi})}. \quad (6.164)$$

Первый сомножитель правой части уравнения близок к 1 и зависимость $\frac{i_{6 \text{ п макс}}}{i_{6 \text{ с макс}}}$ от амплитуды напряжения помехи определяется сомножителем $\frac{I_2(B_{\Pi})}{I_0(B_{\Pi})}$. При $B_{\Pi} \leq 1$ ($U_{\text{мп}} \leq 28 \text{ мв}$) выражение (6.164) можно преобразовать:

$$\frac{i_{6 \text{ п макс}}}{i_{6 \text{ с макс}}} = \frac{B_{\Pi} K'_d + A'}{B_{\Pi} K_d + A'} \frac{B_{\Pi}^2}{8}, \quad (6.165)$$

т. е. так же, как и при перекрестной модуляции, мешающее действие помехи $2f_{ш1} - f_{ш2}$ растет пропорционально квадрату амплитуды мешающих сигналов на входе УВЧ.

6.4. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ

В радиовещательных приемниках для преобразования сигнала высокой частоты в сигнал промежуточной частоты используют транзисторные преобразователи частоты и значительно реже диодные преобразователи, собранные по балансным схемам (последние находят применение в моделях приемников высшего класса). У большинства радиоприемников дв. св диапазона гетеродина и преобразователь собираются на одном и том же транзисторе. В моделях приемников с кв диапазонами гетеродина собирается на отдельном транзисторе.

Независимо от схемы преобразователя частоты, основное требование к гетеродинам — обеспечение высокой стабильности напряжения гетеродина в пределах диапазона в стабилизации указанного напряжения при воздействии на радиоприемник дестабилизирующих факторов. Для выполнения этого требования необходимо выбрать режим работы гетеродина так, чтобы при наличии и отсутствии генерации, а также при изменении напряжения источника питания и температуры окружающей среды ток каскада оставался практически неизменным. Стабильность тока каскада обеспечивается жесткой режимной стабилизацией резистором в цепи эмиттера и стабилизацией напряжения питания гетеродина. Определим основные параметры транзисторного и диодного преобразователей частоты.

6.4.1. Параметры транзисторного преобразователя частоты

При условии, что в преобразователе используется транзистор с высокой граничной частотой, так что

$$f < 0,1 f_{\alpha} \quad (6.166)$$

(это условие обычно выполняется в диапазонах АМ) и напряжение $U_{120 \text{ мВ}} > 0,3 \div 0,5$ в, для определения параметров преобразования воспользуемся зависимостью (6.167):

$$i_{\delta} = i_0 e^{\gamma U_{\delta}} - i, \quad (6.167)$$

где

$$i_0 = \frac{I_{\text{э0}}(1-\alpha)}{1-\alpha\alpha_{\text{обр}}}; \quad i = \frac{I_{\text{к0}}(1-\alpha_{\text{обр}})}{1-\alpha\alpha_{\text{обр}}}. \quad (6.168)$$

Полагая внутренние сопротивления источников напряжения сигнала и гетеродина малыми (в правильно спроектированном преобразователе отмеченные допущения выполняются), пренебрегая падением напряжения на r'_6 из-за его малости в реальных преоб-

разователях, а также учитывая, что в практических схемах преобразователей сопротивление нагрузки каскада значительно меньше его выходного сопротивления, запишем:

$$U_{\delta 0} = E - I_{\text{б пост}} \left(R_{\delta} + \frac{R_{\text{э}}}{1-\alpha} \right) - \frac{I_{\text{к0}}}{1-\alpha} R_{\text{э}} + u_{\text{мс}} \cos \omega_c t + u_{\text{мг}} \cos \omega_r t, \quad (6.169)$$

$$i_{\delta} = i_0 e^{\gamma \left[E - I_{\text{б пост}} \left(R_{\delta} + \frac{R_{\text{э}}}{1-\alpha} \right) - \frac{I_{\text{к0}}}{1-\alpha} R_{\text{э}} \right]} e^{\gamma u_{\text{мс}} \cos \omega_c t} e^{\gamma u_{\text{мг}} \cos \omega_r t} - i, \quad (6.170)$$

$$I_{\delta \text{ пост}} = i_0 e^{\gamma \left[E - I_{\text{б пост}} \left(R_{\delta} + \frac{R_{\text{э}}}{1-\alpha} \right) - \frac{I_{\text{к0}}}{1-\alpha} R_{\text{э}} \right]} I_0(\gamma u_{\text{мс}}) I_0(\gamma u_{\text{мг}}) - i, \quad (6.171)$$

$$i_{\delta \text{ пч макс}} = 2 i_0 e^{\gamma \left[E - I_{\text{б пост}} \left(R_{\delta} + \frac{R_{\text{э}}}{1-\alpha} \right) - \frac{I_{\text{к0}}}{1-\alpha} R_{\text{э}} \right]} I_1(\gamma u_{\text{мс}}) I_1(\gamma u_{\text{мг}}), \quad (6.172)$$

$$i_{\delta \text{ с макс}} = 2 i_0 e^{\gamma \left[E - I_{\text{б пост}} \left(R_{\delta} + \frac{R_{\text{э}}}{1-\alpha} \right) - \frac{I_{\text{к0}}}{1-\alpha} R_{\text{э}} \right]} I_1(\gamma u_{\text{мс}}) I_0(\gamma u_{\text{мг}}). \quad (6.173)$$

$R_{\text{э}}$ и R_{δ} — эквивалентные сопротивления в эмиттерной и базовой цепях каскада (рис. 6.11а), E — напряжение эквивалентного источника смещения.

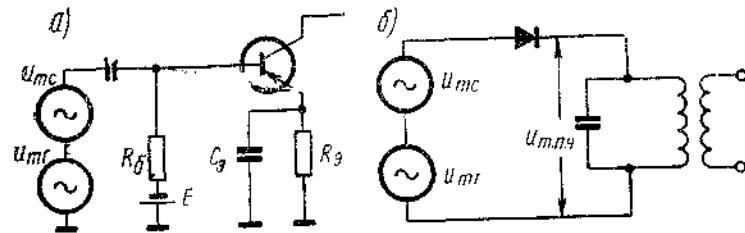


Рис. 6.11. Схемы преобразователей частоты

Преобразуем выражения (6.172) и (6.173), используя соотношение (6.171) и обозначив:

$$\gamma u_{\text{мс}} = B_{\text{с}}, \quad \gamma u_{\text{мг}} = B_{\text{г}}, \quad (6.174)$$

$$i_{\delta \text{ пч макс}} = 2(I_{\delta \text{ пост}} + i) \frac{I_1(B_{\text{с}})}{I_0(B_{\text{с}})} \frac{I_1(B_{\text{г}})}{I_0(B_{\text{г}})}, \quad (6.175)$$

$$i_{\delta \text{ с макс}} = 2(I_{\delta \text{ пост}} + i) \frac{I_1(B_{\text{с}})}{I_0(B_{\text{с}})}. \quad (6.176)$$

Из ур-ния (6.175) с высокой степенью точности можно получить

$$i_{\delta \text{ пч макс}} = 2 I_{\text{к пост}} \frac{I_1(B_{\text{с}})}{I_0(B_{\text{с}})} \frac{I_1(B_{\text{г}})}{I_0(B_{\text{г}})}. \quad (6.177)$$

Для малых сигналов, ограничиваясь при разложении функций $I_1(B_{\text{с}})$ и $I_0(B_{\text{с}})$ в ряд первыми членами разложения, найдем вход-

ную проводимость преобразователя для тока сигнала (g_{11c}) и крутизну преобразования ($Y_{21 пр}$) из выражений (6.176) и (6.177):

$$g_{11c} = (I_{6 \text{ пост}} + i) \gamma \approx I_{к \text{ пост}} \frac{1-\alpha}{\alpha} \gamma. \quad (6.178)$$

$$Y_{21 пр} = I_{к \text{ пост}} \frac{I_1(B_T)}{I_0(B_T)} \gamma. \quad (6.179)$$

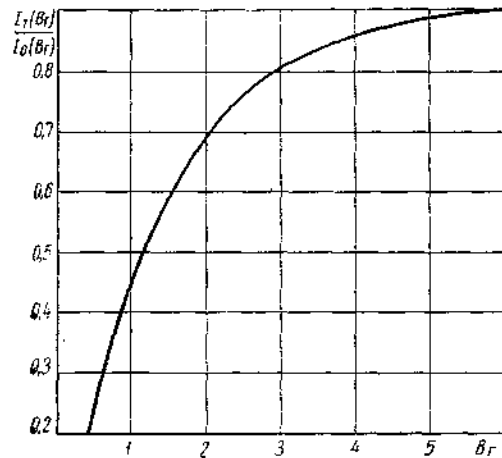


Рис. 6.12. Зависимость параметров $\frac{I_1(B_T)}{I_0(B_T)}$ от обобщенной амплитуды гетеродина (B_T)

Зависимости (6.178) и (6.179) показывают, что входная проводимость и крутизна преобразования пропорциональны постоянной составляющей коллекторного тока в режиме преобразования. В практических случаях постоянная составляющая коллекторного тока в режиме преобразования мало отличается от ее значений в отсутствие гетеродинного напряжения. Указанный режим работы характеризуется высоким постоянством коэффициента передачи преобразователя по диапазону. Сказанное позволяет утверждать, что эффективность преобразования, как видно из соотношений (6.177) и (6.179), связана с амплитудой напряжения гетеродина параметром $\frac{I_1(B_T)}{I_0(B_T)}$.

На рис. 6.12 показана зависимость параметра $\frac{I_1(B_T)}{I_0(B_T)}$ от величины обобщенной амплитуды гетеродина B_T . Из рис. 6.12 видно, что с ростом B_T параметр $\frac{I_1(B_T)}{I_0(B_T)}$ растет, стремясь к единице. Однако уже при значении $B_T=2$ ($U_{мг} \approx 50$ мВ при $\gamma=39$ 1/в) функция $\frac{I_1(B_T)}{I_0(B_T)}$ достигает величины 0,7. Заметим, что при значениях B_T , равных 3 и 6, указанная функция достигает соответственно величин 0,8 и 0,9. Используя ур-ние (6.167), получим выражения для усилительных параметров ($g_{11 ус}$, $Y_{21 ус}$), аналогичные зависимостям (6.178), (6.179):

$$g_{11 ус} \approx I_{к \text{ пост}} \frac{1-\alpha}{\alpha} \gamma. \quad (6.180)$$

$$Y_{21 ус} \approx I_{к \text{ пост}} \gamma. \quad (6.181)$$

Сравнение зависимостей (6.178), (6.179) и (6.180), (6.181) позволяет установить связь между проводимостями g_{11} и Y_{21} в усилительном и преобразовательном режимах:

$$g_{11 пр} \approx g_{11 ус}. \quad (6.182)$$

$$Y_{21 пр} \approx (0,7 \div 0,9) Y_{21 ус}. \quad (6.183)$$

(предполагается, что B_T лежит в пределах $2 \div 6$). По данным работы [24] существует следующая связь между параметрами $g_{22 ус}$, $[Y_{12}]_{ус}$ и $g_{22 пр}$, $[Y_{12}]_{пр}$:

$$g_{22 пр} \approx (0,5 \div 0,8) g_{22 ус}. \quad (6.184)$$

$$[Y_{12}]_{пр} \approx (0,2 \div 0,3) [Y_{12}]_{ус}. \quad (6.185)$$

При расчете элементов связи гетеродина с преобразователем полезно знание входной проводимости преобразователя для токов гетеродина. При подаче напряжения гетеродина в цепь базы аналогично ур-нию (6.173) запишем

$$i_{6г \text{ макс}} = 2 i_0 e^{\gamma \left[E - I_{6 \text{ пост}} \left(R_6 + \frac{R_3}{1-\alpha} \right) - \frac{I_{к0}}{1-\alpha} R_3 \right]} I_0(B_C) I_1(B_T).$$

С учетом выражения (6.171) найдем

$$i_{6г \text{ макс}} = 2 (I_{6 \text{ пост}} + i) \frac{I_1(B_T)}{I_0(B_T)}. \quad (6.186)$$

откуда

$$g_{11г} = g_{11c} \frac{2 \cdot I_1(B_T)}{B_T I_0(B_T)}. \quad (6.187)$$

Соотношение (6.187) показывает, что в практических случаях ($B_T \geq 2$) при подаче напряжения гетеродина в цепь базы входная проводимость преобразователя для токов гетеродина может быть значительно меньше входной проводимости для токов сигнала.

При проектировании преобразователя (с совмещенным или отдельным гетеродином) следует так выбрать его нагрузку и связь ее с транзистором, чтобы в любой момент времени результирующее напряжение коллектор-эмиттер (с учетом напряжения гетеродина на коллекторе) превышало значение $0,3 \div 0,5$ в. В противном случае резко возрастает выходная проводимость транзистора и падает коэффициент усиления. Если указанное выше условие выполнено, то расчет характеристик преобразователя не отличается от аналогичного расчета усилительного каскада. Необходимо лишь в расчетных формулах заменить усилительные параметры транзистора соответствующими параметрами в режиме преобразования.

6.4.2. Параметры диодного преобразователя частоты

Из рис. 6.11б видно, что в режиме преобразования к диоду приложены напряжения сигнала u_{mc} , гетеродина $u_{mг}$ и промежуточной частоты $u_{mпч}$.

Как будет показано ниже, в диодном преобразователе частоты нецелесообразно увеличивать амплитуду напряжения гетеродина выше 200–300 мВ. При этом вольтамперная характеристика диода еще достаточно хорошо аппроксимируется экспоненциальной функцией

$$i_d = i_0 (e^{\gamma U_d} - 1). \quad (6.188)$$

Учитывая знаки приложенных к диоду напряжений, обозначив

$$B_{пч} = \gamma u_{mпч}, \quad (6.189)$$

из соотношений (6.188) и (6.174) найдем:

$$I_{mc} = I'_{mc} - I''_{mc} \quad (6.190)$$

(I_{mc} — амплитуда тока сигнала),

$$I'_{mc} = 2i_0 I_1(B_c) I_0(B_r) I_0(B_{пч}) \quad (6.191)$$

$$I''_{mc} = 2i_0 I_0(B_c) I_1(B_r) I_1(B_{пч})$$

$$I_{mг} = I'_{mг} - I''_{mг} \quad (6.192)$$

($I_{mг}$ — амплитуда тока гетеродина),

$$I'_{mг} = 2i_0 I_0(B_c) I_1(B_r) I_0(B_{пч}) \quad (6.193)$$

$$I''_{mг} = 2i_0 I_1(B_c) I_0(B_r) I_1(B_{пч})$$

$$I_{mпч} = I'_{mпч} - I''_{mпч} \quad (6.194)$$

($I_{mпч}$ — амплитуда тока промежуточной частоты),

$$I'_{mпч} = 2i_0 I_1(B_c) I_1(B_r) I_0(B_{пч}) \quad (6.195)$$

$$I''_{mпч} = 2i_0 I_0(B_c) I_0(B_r) I_1(B_{пч})$$

Полагая величины B_c и $B_{пч}$ малыми ($\ll 1$) и, значит,

$$\left. \begin{aligned} I_0(B_c) &\approx I_0(B_{пч}) \approx 1 \\ I_1(B_c) &\approx \frac{B_c}{2}, \quad I_1(B_{пч}) \approx \frac{B_{пч}}{2} \end{aligned} \right\} \quad (6.196)$$

Учитывая, что

$$K_d = \frac{B_{пч}}{B_c}, \quad (6.197)$$

из ур-ний (6.190), (6.191) получим после преобразований

$$I_{mc} = i_0 B_c I_0(B_r) \left[1 - K_d \frac{I_1(B_r)}{I_0(B_r)} \right] \quad (6.198)$$

(K_d — коэффициент передачи преобразователя по напряжению)
Откуда

$$R_{вхс} = \frac{B_c}{\gamma I_{mc}} = \frac{1}{\gamma i_0 I_0(B_r)} \frac{1}{\left[1 - K_d \frac{I_1(B_r)}{I_0(B_r)} \right]} \quad (6.199)$$

($R_{вхс}$ — входное сопротивление преобразователя для напряжения сигнала).

Аналогично из выражений (6.192) и (6.193) можно определить:

$$I_{mг} = 2i_0 I_1(B_r) \left[1 - K_d \frac{B_c^2}{4} \frac{I_0(B_r)}{I_1(B_r)} \right]. \quad (6.200)$$

Откуда

$$R_{вхг} = \frac{B_r}{\gamma I_{mг}} = \frac{B_r}{2 \gamma i_0 I_1(B_r)} \frac{1}{1 - K_d \frac{B_c^2}{4} \frac{I_0(B_r)}{I_1(B_r)}} \quad (6.201)$$

($R_{вхг}$ — входное сопротивление преобразователя для напряжения гетеродина).

Решая совместно ур-ния (6.194) и (6.195), получим

$$I_{mпч} = i_0 B_c I_1(B_r) \left[1 - K_d \frac{I_0(B_r)}{I_1(B_r)} \right] \quad (6.202)$$

и, следовательно,

$$K_d = \frac{B_{пч}}{B_c} = \frac{\gamma I_{mпч} R_n}{B_c} = \gamma i_0 R_n I_1(B_r) \left[1 - K_d \frac{I_0(B_r)}{I_1(B_r)} \right] \quad (6.203)$$

(R_n — сопротивление нагрузки преобразователя на промежуточной частоте).

Из соотношения (6.203) можно найти K_d :

$$K_d = \frac{\gamma i_0 R_n I_1(B_r)}{1 + \gamma i_0 R_n I_0(B_r)} \quad (6.204)$$

При

$$\gamma i_0 R_n I_0(B_r) \gg 1 \quad (6.205)$$

$$K_d \approx \frac{I_1(B_r)}{I_0(B_r)}. \quad (6.206)$$

Подставляя значение K_d из выражения (6.204) в ур-ние (6.199), получим

$$R_{вхс} = \frac{1}{\gamma i_0 I_0(B_r)} \frac{1}{1 - \frac{I_1(B_r)}{I_0(B_r)} \frac{\gamma i_0 R_n I_1(B_r)}{1 + \gamma i_0 R_n I_0(B_r)}} \quad (6.207)$$

При выполнении условия (6.205)

$$R_{вхс} \approx \frac{1}{\gamma i_0 I_0(B_r)} \frac{1}{1 - \left[\frac{I_1(B_r)}{I_0(B_r)} \right]^2} \quad (6.208)$$

Используя ф-лу (6.204) для K_d , можно преобразовать зависимость (6.201):

$$R_{вхг} = \frac{B_r}{2 \gamma i_0 I_1(B_r)} \frac{1}{\left[1 - \frac{\gamma i_0 R_n B_c^2}{1 + \gamma i_0 R_n I_0(B_r)} \frac{I_0(B_r)}{4} \right]} \quad (6.209)$$

В случае $\gamma i_0 R_n I_0(B_r) \gg 1$

$$R_{вхг} = \frac{B_r}{2 \gamma i_0 I_1(B_r)} \frac{1}{1 - \frac{B_c^2}{4}} \quad (6.210)$$

Чтобы найти оптимальный режим работы диодного преобразователя, необходим анализ выражения, определяющего коэффициент усиления тракта УВЧ — преобразователь $K_{уз}$. Это выражение можно представить так:

$$K_{уз} = \text{const } K_d \sqrt{\frac{R_{вхс}}{R_n}} \quad (6.211)$$

Обозначим

$$A = \gamma i_0 R_n \quad (6.212)$$

С учетом соотношений (6.204), (6.207), (6.212) перепишем ур-ние (6.211)

$$K_{уз} = \text{const} \frac{A I_1(B_r)}{1 + A I_0(B_r)} \sqrt{\frac{1}{A I_0(B_r)} \frac{1}{1 - \frac{I_1(B_r)}{I_0(B_r)} \frac{A I_1(B_r)}{1 + A I_0(B_r)}}} \quad (6.213)$$

Выражение (6.213) показывает, что коэффициент усиления тракта УВЧ — преобразователь определяется обобщенными параметрами A и B_r , характеризующими режим работы преобразователя.

Найдем оптимальные величины A и B_r , при которых функция $K_{уз}$ максимальна. Чтобы найти экстремум функции $K_{уз}$ (если он существует), необходимо приравнять нулю ее частные производные по A и B_r и совместно решить полученные уравнения. Используя равенство (6.213), для случая $\frac{\partial K_{уз}}{\partial A} = 0$ найдем:

$$A_{\text{опт}} = \frac{1}{\sqrt{I_0^2(B_r) - I_1^2(B_r)}}, \quad (6.214)$$

$$R_{н \text{ опт}} = \frac{A_{\text{опт}}}{\gamma i_0}, \quad (6.214')$$

а для случая $\frac{\partial K_{уз}}{\partial B_r} = 0$ можно получить уравнение относительно

$B_{г \text{ опт}}$:

$$2I_0(B_{г \text{ опт}}) \left[I_0(B_{г \text{ опт}}) - \frac{I_1(B_{г \text{ опт}})}{B_{г \text{ опт}}} \right] [1 + A I_0(B_{г \text{ опт}})]^2 - I_1^2(B_{г \text{ опт}}) \times \\ \times [1 + A I_0(B_{г \text{ опт}})] [1 + 2 A I_0(B_{г \text{ опт}})] - A I_1^2(B_{г \text{ опт}}) \times \\ \times \{ I_0(B_{г \text{ опт}}) [1 + A I_0(B_{г \text{ опт}})] - A I_1^2(B_{г \text{ опт}}) \} = 0. \quad (6.215)$$

В частности, при $A \gg 1$

$$B_{г \text{ опт}} = \frac{2 \frac{I_1(B_{г \text{ опт}})}{I_0(B_{г \text{ опт}})}}{\left[1 - \frac{I_1^2(B_{г \text{ опт}})}{I_0^2(B_{г \text{ опт}})} \right] \left[2 - \frac{I_1^2(B_{г \text{ опт}})}{I_0^2(B_{г \text{ опт}})} \right]} \approx 2,5. \quad (6.216)$$

На рис. 6.13 построены зависимости A от B_r (1 и 2), удовлетворяющие соответственно соотношениям (6.214) и (6.215). Из этих зависимостей видно, что ни при каких конечных значениях B_r кривые 1 и 2 не пересекаются. А это означает, что функция $K_{уз}$ не имеет экстремума. При заданном значении $B_r(U_{\text{мг}})$ для получения максимального коэффициента передачи тракта УВЧ — преобразователь следует выбирать величину $A(R_n)$ в соответствии с условием (6.214). Напротив, если заданной по каким-либо причинам оказывается величина $A(R_n)$, $B_r(U_{\text{мг}})$ выбирают, исходя из ур-ния (6.215).

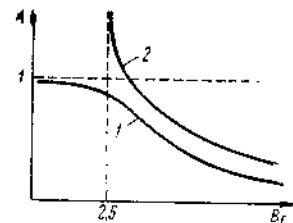


Рис. 6.13. Зависимость A от B_r

Если $A \gg 1$, значение B_r должно быть порядка 2,5 ($U_{\text{мг}} \approx 90$ мв при $\gamma = 28$ 1/с).

Чаще всего при проектировании большинства схем преобразователей возможно регулировать в достаточно широких пределах амплитуду напряжения гетеродина и величину сопротивления нагрузки по пч (R_n). Поэтому следует установить наиболее целесообразные с точки зрения усилительных свойств преобразователя значения $U_{\text{мг}}(B_r)$, одновременно учитывая, что с ростом амплитуды напряжения гетеродина снижается помехозащищенность приемника и увеличивается потребляемая от гетеродина мощность. Преобразуем выражение (6.213) для $K_{уз}$, подставив в него значение A из ур-ния (6.214).

После преобразований получим

$$K_{уз} = \text{const} \frac{I_1(B_r)}{I_0(B_r)} \frac{1}{1 + \sqrt{1 - \frac{I_1^2(B_r)}{I_0^2(B_r)}}} \quad (6.217)$$

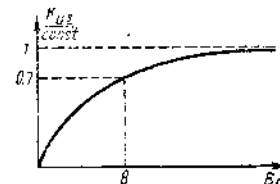


Рис. 6.14. Зависимость $\frac{K_{уз}}{\text{const}}$ от B_r

На рис. 6.14 показана зависимость $\frac{K_{уз}}{\text{const}}$ от B_r . Из этой зависимости видно, что функ-

ция $\frac{K_{дв}}{\text{const}}$ стремится к 1 при $B_r \rightarrow \infty$. Однако уже при значении $B_r=8$ она достигает величины 0,7. Таким образом, нецелесообразно увеличивать амплитуду напряжения гетеродина выше значения $\frac{8}{\gamma}$ (при $\gamma=28$ $1/\delta$ $U_{гм} \approx 280$ мВ), так как ее дальнейшее увеличение незначительно повышает усиление приемника.

6.4.3. Схемы преобразователей частоты и гетеродинов

В большинстве радиоприемников с кв диапазонами используются транзисторные преобразователи с отдельным гетеродином. Применение преобразователя с отдельным гетеродином позволяет обеспечить оптимальный режим работы как гетеродина, так и смесителя и повысить стабильность радиоприемника в диапазонах кв, значительно снизив эффект затягивания частоты гетеродина входным сигналом. Однако использование отдельного гетеродина усложняет схему приемника (требуется дополнительные транзисторы и элементы каскада, а в ряде случаев увеличивается число коммутационных групп), поэтому в простейших моделях применяются преобразователи с совмещенным гетеродином.

За исключением укв диапазона, где при использовании преобразователя с совмещенным гетеродином транзистор включен по схеме с общей базой, напряжение сигнала обычно вводится в цепь базы преобразователя, что обеспечивает максимальный коэффициент усиления каскада. Напряжение гетеродина в некоторых моделях приемников вводится в цепь базы последовательно с сигналом (рис. 6.15), а в большинстве моделей — в цепь эмиттера (рис. 6.16).

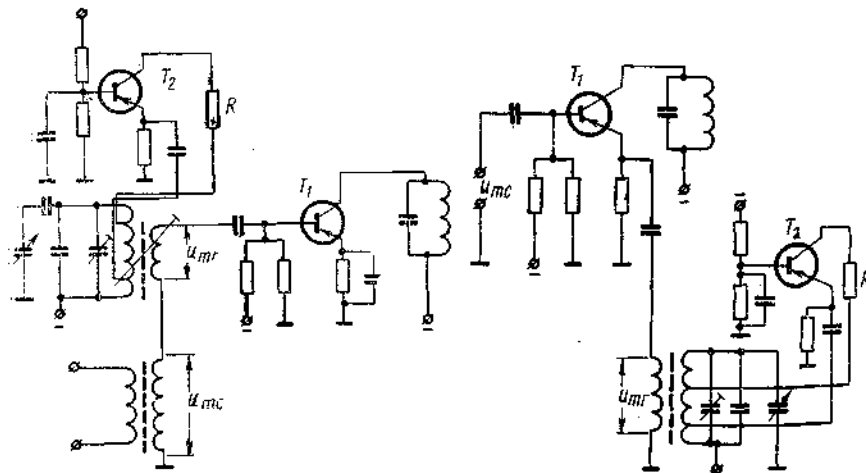


Рис. 6.15. Схема преобразователя частоты при введении напряжения гетеродина в цепь базы

Рис. 6.16. Схема преобразователя частоты при введении напряжения гетеродина в цепь эмиттера

С точки зрения эффективности преобразования обе схемы равноценны. Но при подаче напряжения гетеродина в цепь базы преобразователя требуется меньшая мощность от гетеродина. Однако схема преобразователя с подачей напряжения гетеродина в цепь эмиттера имеет ряд конструктивных преимуществ и обеспечивает более высокую устойчивость радиоприемника. В частности, упрощается монтаж приемника, так как не нужны дополнительные провода, идущие от обмоток связи антенных катушек к катушкам гетеродина.

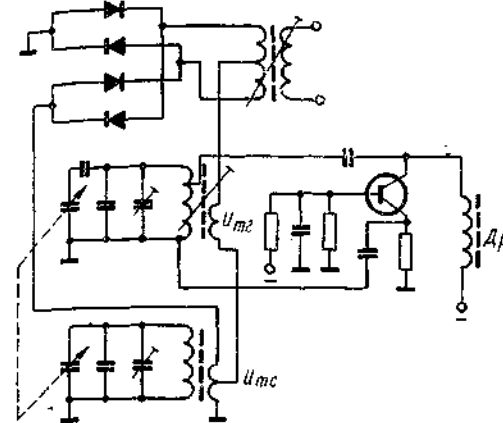


Рис. 6.17. Кольцевой диодный преобразователь частоты и гетеродин по схеме индуктивной трехточки

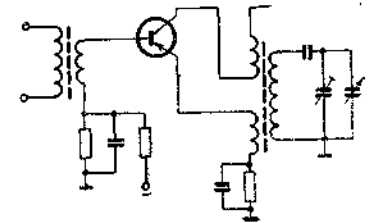


Рис. 6.18. Гетеродин с трансформаторной обратной связью

Из различных схем гетеродинов в приемниках преобладает схема индуктивной трехточки (рис. 6.17). Значительно реже применяется схема с трансформаторной обратной связью (рис. 6.18). Достоинство схемы (рис. 6.17) — простота настройки гетеродина (исключена возможность ошибки в фазировании катушки обратной связи гетеродина), что обусловило ее широкое применение в приемниках. Кроме гетеродинов с последовательным питанием, используются гетеродины с параллельным питанием через дроссель, обеспечивающие более легкий режим работы транзистора при переключении диапазонов. Для борьбы с паразитными колебаниями гетеродина в коллекторную цепь транзистора включают иногда небольшое антипаразитное сопротивление R (рис. 6.15).

Транзисторные преобразователи характеризуются следующими спектрами частот на сигнальных (C), гетеродинных (Γ) и выходных (B) зажимах соответственно:

$$B = \Gamma = C = n \omega_c \pm m \omega_s \quad (6.218)$$

(m и n — любые целые числа).

Такие преобразователи, как видно из соотношения (6.218), не могут обеспечить малое излучение гетеродина, высокую помехозащищенность приемника, а также развязать достаточно хорошо цепи сигнала и гетеродина (что особенно важно в диапазонах кв и укв).

Поэтому в приемниках высоких классов применяются диодные преобразователи частоты, собранные по балансным схемам. Двухтактные схемы преобразователя частоты (рис. 6.19) характеризуются следующими спектрами частот: схема рис. 6.19а

$$\left. \begin{aligned} C &= n\omega_c \pm 2m\omega_r \\ B &= \Gamma = n\omega_c \pm (2m+1)\omega_r \end{aligned} \right\}; \quad (6.219)$$

схема рис. 6.19б

$$\left. \begin{aligned} C = \Gamma &= \begin{cases} (2n+1)\omega_c \pm 2m\omega_r \\ 2n\omega_c \pm (2m+1)\omega_r \end{cases} \\ B &= \begin{cases} 2n\omega_c \pm 2m\omega_r \\ (2n+1)\omega_c \pm (2m+1)\omega_r \end{cases} \end{aligned} \right\}. \quad (6.220)$$

Преобразователи рис. 6.19 наиболее предпочтительны, так как обеспечивают высокую помехозащищенность, подавляя продукты преобразования первой гармоники напряжения помехи с четными гармониками напряжения гетеродина (и, в частности, со второй — максимальной), оказывающие наибольшее мешающее действие в диапазонах АМ сигнала.

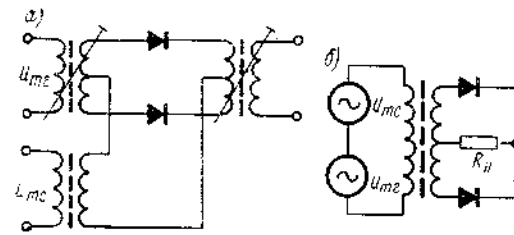


Рис. 6.19. Двухтактные схемы преобразователя частоты на диодах

Из преобразователей частоты рис. 6.19а и рис. 6.19б первый удачнее, так как обеспечивает лучшую развязку цепей сигнала и гетеродина, хотя уступает последнему в величине напряжения гетеродина на выходных зажимах. Кольцевой преобразователь частоты (рис. 6.17) дает на выходе наиболее чистый спектр:

$$B = (2n+1)\omega_c \pm (2m+1)\omega_r, \quad (6.221)$$

который содержит лишь комбинационные частоты — результат взаимодействия нечетных гармоник сигнала и гетеродина. Спектр частот на входных зажимах кольцевого преобразователя частоты не содержит гармонических составляющих напряжения гетеродина

$$C = (2n+1)\omega_c \pm (2m)\omega_r, \quad (6.222)$$

а на зажимах гетеродина отсутствуют гармонические составляющие напряжения сигнала:

$$\Gamma = (2n)\omega_c \pm (2m+1)\omega_r. \quad (6.223)$$

Таким образом, кольцевой преобразователь частоты превосходит двухтактный (рис. 6.19) тем, что позволяет существенно снизить просачивание напряжения гетеродина как в тракт пч, так и на входные клеммы преобразователя.

Параметры балансных преобразователей частоты могут быть определены через параметры простых преобразователей (одно плечо схем на рис. 6.19 и 6.17). Из параметров преобразователей наибольший интерес представляют коэффициент передачи по напряжению K_d , входное сопротивление для напряжения частоты сигнала $R_{вх с}$, входное сопротивление для напряжения частоты гетеродина $R_{вх г}$. Первые два параметра характеризуют эффективность усиления преобразователя частоты, последний определяет необходимую мощность источника гетеродинного напряжения. Непосредственно из рис. 6.19 и 6.17 получены соотношения табл. 6.1.

Таблица 6.1

| Параметр преобразователя | Значение параметров для преобразователя типа | | |
|--------------------------|--|-------------------|-----------------------|
| | Рис. 6. 19 а | Рис. 6. 19 б | Рис. 6. 17 |
| K_d | $2K'_d$ | $\frac{1}{2}K'_d$ | $2K'_d$ |
| $R_{вх с}$ | $\frac{R'_{вх с}}{2}$ | $2R'_{вх с}$ | $R'_{вх с}$ |
| $R_{вх г}$ | $2R'_{вх г}$ | $2R'_{вх г}$ | $\frac{R'_{вх г}}{4}$ |

Примечание. $K'_d, R'_{вх с}, R'_{вх г}$ — параметры простого преобразователя частоты. Схема простого преобразователя частоты получается из соответствующей схемы балансного преобразователя делением последней по линии симметрии.

Следует заметить, что чувствительность приемника, первый каскад которого диодный преобразователь частоты, ниже чувствительности приемника с транзисторным преобразователем. Это вызвано тем, что коэффициент передачи по мощности диодного преобразователя частоты меньше единицы и к его шумам добавляются шумы первого каскада УПЧ. Для реализации преимуществ балансных диодных преобразователей в приемниках высоких классов при сохранении чувствительности на уровне норм на радиоприемники этих классов целесообразно строить усилительный тракт с каскадом УВЧ (в моделях второго класса требования ГОСТ могут быть обеспечены при использовании аperiodического каскада УВЧ).

6.5. СОПРЯЖЕНИЕ НАСТРОЙКИ КОНТУРОВ ГЕТЕРОДИНА И ПРЕСЕЛЕКТОРА

При супергетеродинном приеме разность частот гетеродина и преселектора должна быть равна промежуточной частоте. Существующие схемы могут обеспечить точное сопряжение контуров лишь на трех частотах диапазона принимаемых сигналов.

Метод расчета элементов трехточечного сопряжения применительно к емкостной перестройке частоты изложен в работе [25]. Он обеспечивает высокую точность расчета, однако отличается громоздкостью вычислений. Кроме того, этот метод не пригоден, когда перестройка частоты осуществляется вариометрами, например, в автомобильных приемниках.

Метод расчета, приведенный в работе [26], позволяет достаточно просто и с необходимой точностью определить элементы сопрягаемых контуров с помощью логарифмической линейки, используя вспомогательные функции, представленные графически. Кроме того, он может быть применен также для расчета элементов контуров, перестраиваемых переменной индуктивностью.

6.5.1. Основные положения теории

Эффективность преселектора, вызванная его расстройкой, ухудшается тем сильнее, чем меньше его рабочая полоса ΔF . Для большинства схем преселекторов транзисторных приемников относительная полоса преселектора $\frac{\Delta F}{f_c}$ остается приблизительно постоянной или растет с частотой. Поэтому в качестве меры сопряжения контура удобно принять величину Y , характеризующую относительную расстройку преселектора. В работе [26] принято:

$$Y = 2 \frac{f_r - f_c - f_{пч}}{f_c},$$

где f_r и f_c — частоты гетеродина и преселектора, $f_{пч}$ — промежуточная частота.

Если обозначить через $|Y|$ максимальную погрешность сопряжения, то задача расчета состоит в том, чтобы идеальную кривую сопряжения $Y=0$ аппроксимировать в диапазоне рабочих частот в соответствии с уравнением Чебышева. При таком приближении функция $Y(\omega)$ в диапазоне частот $\omega_{\max} - \omega_{\min}$ имеет три нуля (три частоты точного сопряжения) и четыре экстремума, равные по величине $|Y|$ и поочередно меняющиеся по знаку. Для такой кривой сопряжения экстремальные точки находятся на двух крайних и двух внутренних частотах диапазона — $\omega_{г\min}$, $\omega_{г\max}$, $\omega_{г1}$ и $\omega_{г2}$ при этом

$$\omega_{пч} < \omega_{г\min} < \omega_{г2} < \omega_{г1} < \omega_{г\max}.$$

В работе [26] показано, что функциональная связь между этими частотами определяется системой двух нелинейных уравнений. Вследствие их трансцендентности решения для $\omega_{г1}$ и $\omega_{г2}$ в виде функций от $\omega_{г\min}$ и $\omega_{г\max}$ получены на ЭВМ. По найденным значениям $\omega_{г1}$ и $\omega_{г2}$ в расчет введены вышеупомянутая функция $|Y|$, представляющая величину максимальной погрешности сопряжения, и вспомогательная функция A . Обе эти функции, выраженные че-

рез коэффициенты перекрытия по частоте сигнала $K_{дс}$ и гетеродина $K_{дг}$, представлены на рис. 6.20 и 6.21 (см. вклейку в конце книги). Кроме того, для определения трех частот точного сопряжения вычислены функции $\lambda_i = f(K_{дс}, K_{дг})$ (рис. 6.22—6.24). В совокупности

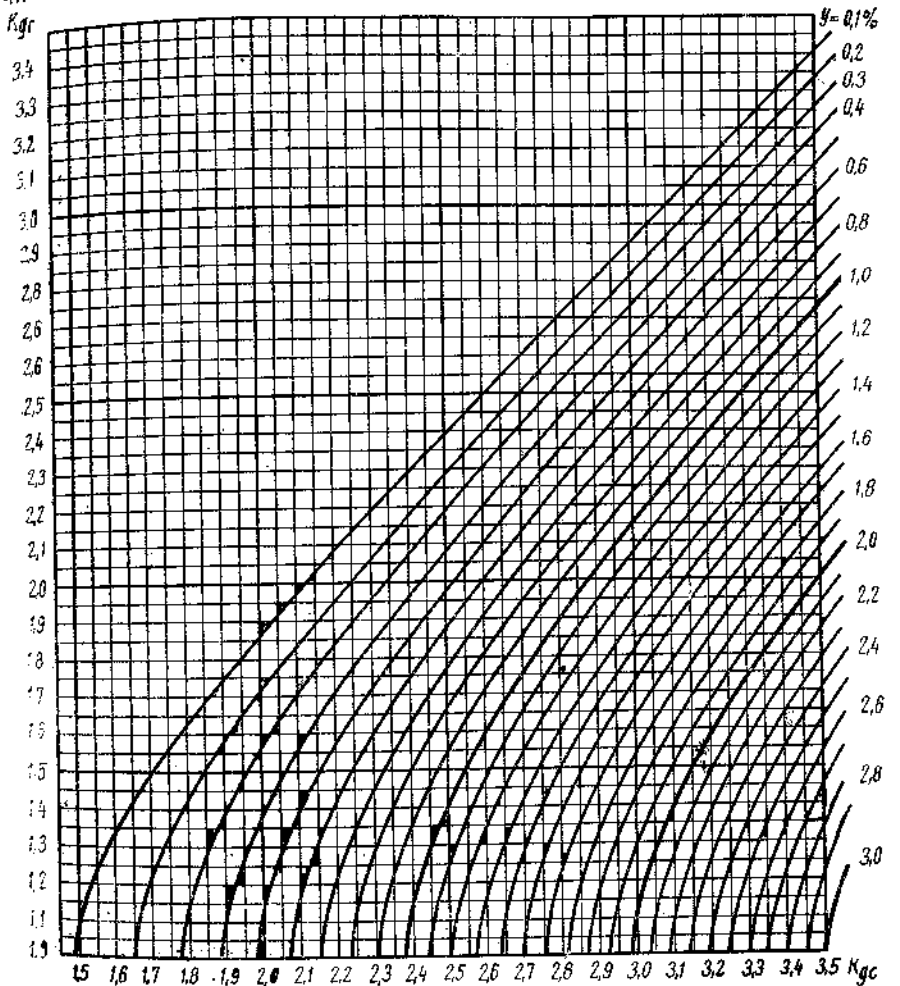


рис. 6.20. Связь максимальной погрешности сопряжения (Y) с коэффициентами перекрытия по частоте гетеродина ($K_{дг}$) и сигнала ($K_{дс}$)

сти пять семейств кривых вместе с приведенными ниже соотношениями представляют полную методику расчета элементов контуров преселектора и гетеродина, выполненных по схеме рис. 6.25:

$$C_{ос} = \frac{C_{\sim}}{K_{дс}^2 (1 + 2|Y|) - 1}, \quad (6.224)$$

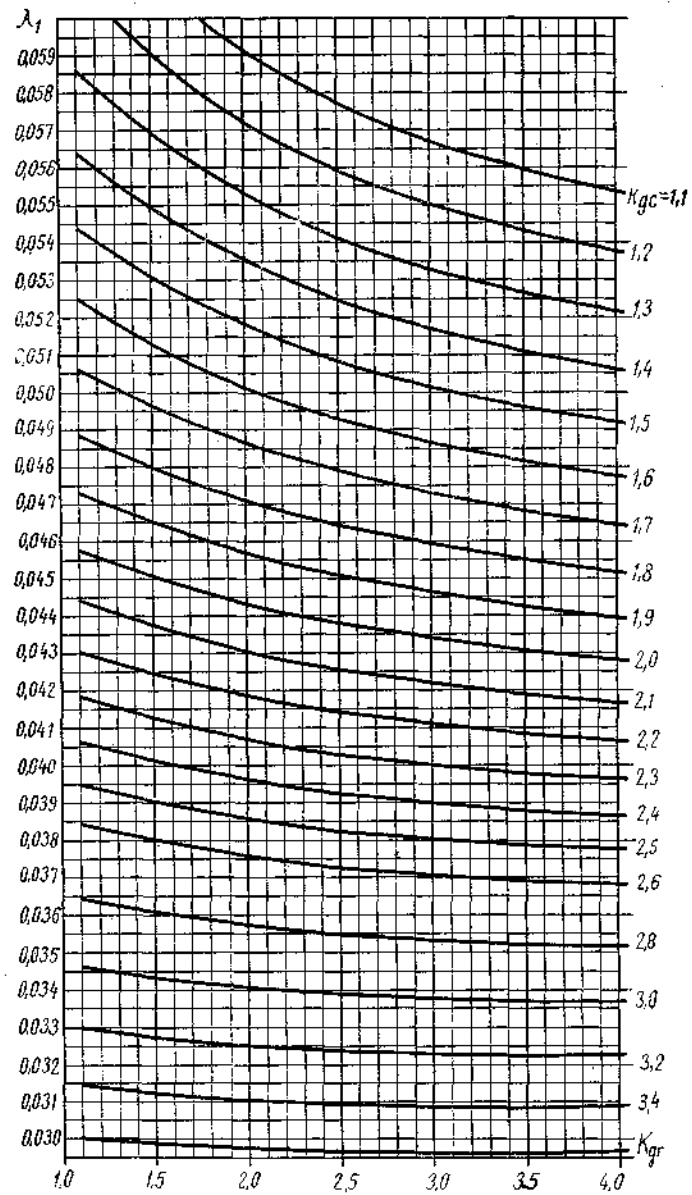


Рис. 6.22. Функция для определения частоты точного сопряжения f_1 .

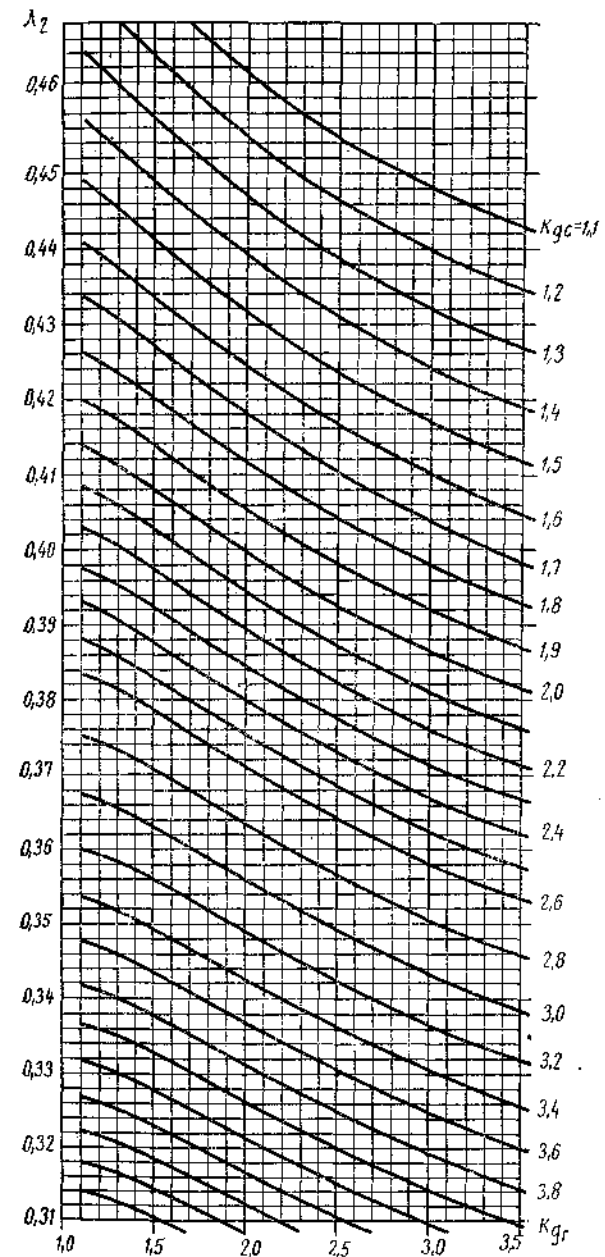


Рис. 6.23. Функция для определения частоты точного сопряжения f_2 .

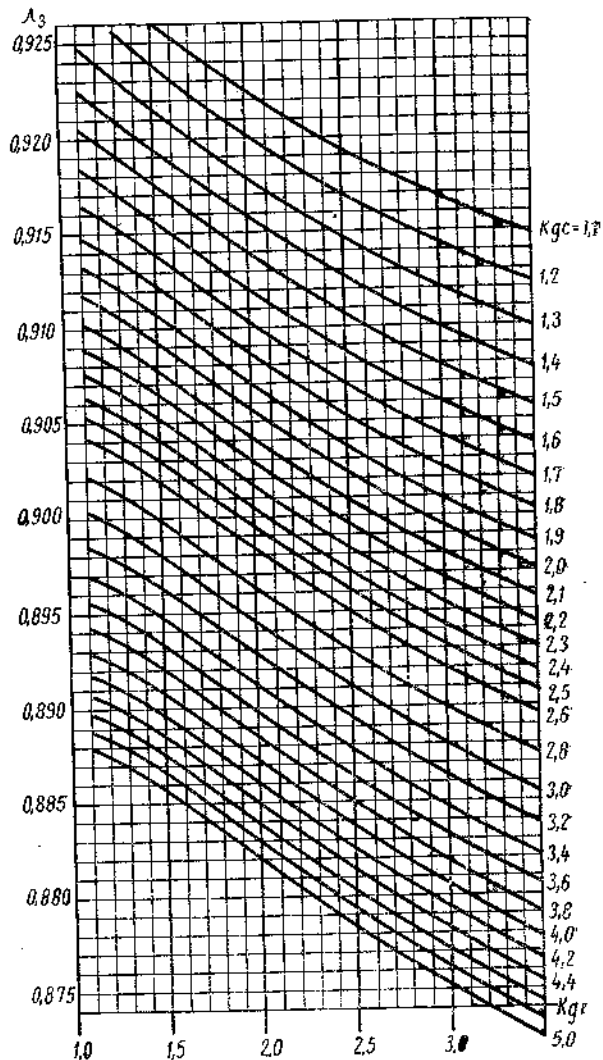


Рис. 6.24. Функция для определения частоты точного сопряжения f_3

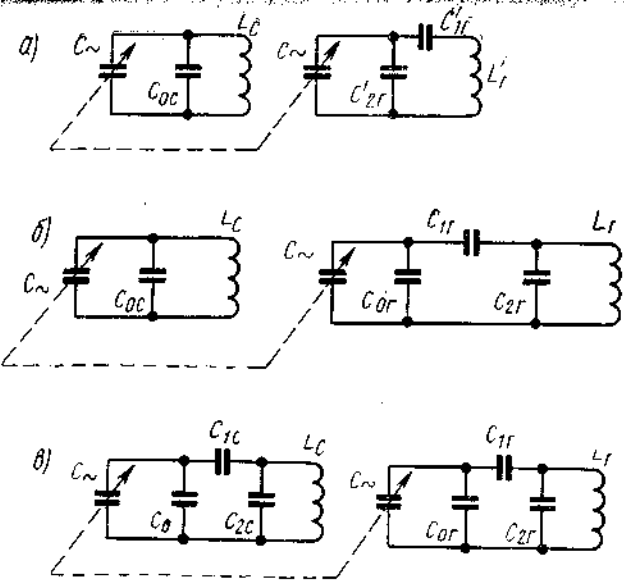


Рис. 6.25. Схемы сопряжения контуров гетеродина и преселектора

$$L_c = \frac{1 + |Y|}{\omega_{c, \text{мин}}^2 (C_{\sim} + C_{0c})}, \quad (6.225)$$

$$C_{1r} = (C_{0c} - C_r) \left[1 + \frac{A(1 - |Y|) K_{дг}}{K_{дс} - K_{дг}} \frac{C_{\sim} + C_{0c}}{C_{0c} - C_{0r}} \right]. \quad (6.226)$$

При расчете удобно выбрать $C_{0c} = C_{0r}$. В этом случае:

$$C_{1r} = \frac{A(1 - |Y|) K_{дг}}{K_{дс} - K_{дг}} (C_{\sim} + C_{0c}), \quad (6.227)$$

$$C_{2r} = \frac{C_{1r}}{K_{дг}^2 - 1} \left(\frac{C_{\sim} + C_{0r}}{C_{\sim} + C_{0r} + C_{1r}} - K_{дг}^2 \frac{C_{0r}}{C_{0r} + C_{1r}} \right), \quad (6.228)$$

$$L_r = \frac{1}{\omega_{гмакс}^2 \left(C_{2r} + \frac{C_{1r} C_{0r}}{C_{1r} + C_{0r}} \right)}, \quad (6.229)$$

$$K_{дг} = \frac{f_{смакс} + f_{пч}}{f_{смин} + f_{пч}} = \frac{f_{гмакс}}{f_{гмин}}, \quad (6.230)$$

$$K_{дс} = \frac{f_{смакс}}{f_{смин}}. \quad (6.231)$$

Заметим, что в C_{0c} и C_{0r} входят начальная емкость блока переменных конденсаторов и емкость монтажа. Частоты точного сопряжения определяются из формулы

$$f_{i \mp}^* = f_{гмин} [1 + \lambda_i (K_{дг} - 1)] - f_{пч}, \quad (6.232)$$

Изложенная методика расчета для типовой схемы (рис. 6.25а) может быть применена для других схем при использовании эквивалентных соотношений. Выведем расчетные формулы для двух наиболее распространенных схем.

1. Схема рис. 6.25б

По сравнению со схемой рис. 6.25а отличие заключается лишь в контуре гетеродина. Поэтому для расчета элементов преселектора справедливы ранее полученные выражения. Что касается контура гетеродина, то условия эквивалентности обеих схем сводятся к обеспечению одинакового закона изменения частоты во всем диапазоне:

$$\omega_r^2 L_r \left[C_{2r} + \frac{C_{1r}(C_{\sim} + C_r)}{C_{1r} + C_{\sim} + C_{or}} \right] = \omega_r^2 L'_r \frac{(C_{\sim} + C'_{2r}) C'_{1r}}{C_{\sim} + C'_{2r} + C'_{1r}}$$

Отсюда

$$L_r \frac{C_{\sim}(C_{2r} + C_{1r}) + C_{2r}(C_{1r} + C_{or}) + C_{1r}C_{or}}{C_{1r} + C_{\sim} + C_{or}} = \frac{L'_r C_{\sim} C'_{1r} + L'_r C'_{2r} C'_{1r}}{C_{\sim} + C'_{2r} + C'_{1r}}$$

Для того чтобы это равенство соблюдалось при любой величине переменной емкости C_{\sim} , необходимо, чтобы

- а) $C_{1r} + C_{or} = C'_{2r} + C'_{1r}$,
- б) $L_r(C_{2r} + C_{1r}) = L'_r C'_{1r}$,
- в) $L_r[C_{2r}(C_{1r} + C_{or}) + C_{1r}C_{or}] = L'_r C'_{2r} C'_{1r}$.

Отсюда

$$C'_{1r} = \frac{C_{1r}^2}{C_{2r} + C_{1r}}, \tag{6.233}$$

$$C'_{2r} = C_{or} + \frac{C_{2r}C_{1r}}{C_{2r} + C_{1r}}, \tag{6.234}$$

$$L'_r = L_r \left(\frac{C_{2r} + C_{1r}}{C_{1r}} \right)^2. \tag{6.235}$$

2. Схема рис. 6.25в

Такие схемы используются в растянутых диапазонах (см. разд. 4.5). По сравнению со схемой рис. 6.25б есть отличие в схеме преселектора. Для расчета элементов контура гетеродина воспользуемся следующим приемом [13]. Преселектор рассматриваем как контур с начальной емкостью

$$C_{oc} = \frac{C_0 C_{1c}}{C_0 + C_{1c}} + C_{2c}. \tag{6.236}$$

Выбирая $C_{or} = C_{oc}$, рассчитываем по ф-лам (6.227), (6.228) значения C_{1r} , C_{2r} и L_r , при этом схема контура гетеродина принимает вид (рис. 6.26а). Воспользовавшись правилом превращения звезды

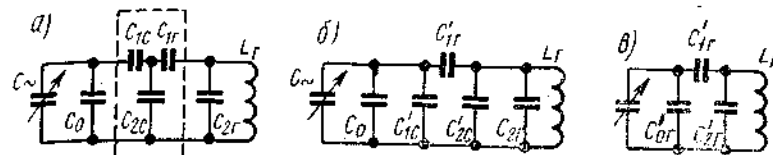


Рис. 6.26. Последовательные преобразования схемы гетеродина

(обведенной пунктиром на рис. 6.26а) в треугольник, приводим схему к виду (6.26б), элементы которой

$$\left. \begin{aligned} C'_{1c} &= \frac{C_{1c}C_{2c}}{\Sigma C} \\ C'_{1r} &= \frac{C_{1c}C_{1r}}{\Sigma C} \\ C'_{2c} &= \frac{C_{1r}C_{2c}}{\Sigma C} \end{aligned} \right\} \tag{6.237}$$

где $\Sigma C = C_{1c} + C_{2c} + C_{1r}$.

Суммируя затем C'_{1c} с C_0 и C'_{2c} с C_{2r} , получим схему контура гетеродина (рис. 6.26в) со следующими значениями элементов:

$$\left. \begin{aligned} C'_{or} &= C_0 + \frac{C_{1c}C_{2c}}{\Sigma C} \\ C'_{1r} &= \frac{C_{1c}C_{1r}}{\Sigma C} \\ C'_{2r} &= C_{2r} + \frac{C_{1r}C_{2c}}{\Sigma C} \\ \Sigma C &= C_{1c} + C_{2c} + C_{1r} \end{aligned} \right\} \tag{6.238}$$

3. Схема с варнометром

Изложенный метод расчета полностью применим к случаю перестройки частоты вариометром (переменной индуктивностью).

Воспользовавшись принципом дуальности [27], согласно которому параллельные и последовательные конденсаторы схемы заменяются соответственно последовательными и параллельными индуктивностями в дуальной схеме, мы получим схемы с переменной индуктивностью

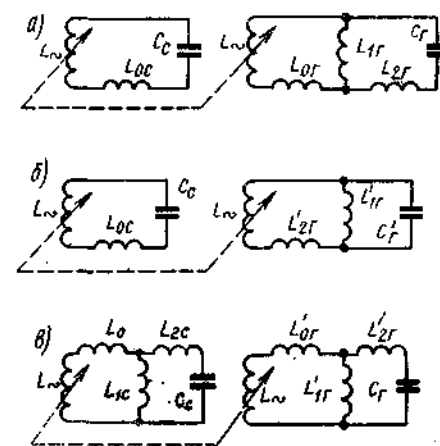


Рис. 6.27. Схемы сопряжения контуров гетеродина и преселектора при перестройке частоты варнометром

рис. 6.27, эквивалентные схемам с переменной емкостью рис. 6.25, 6.26. Расчетные формулы в этом случае полностью совпадают с полученными для схем с переменной емкостью при условии замены емкостей и индуктивностей соответствующими дуальными величинами:

$$C_{0в}, C_{0г}, C_{1г}, C_{2г}, C'_{1г}, C'_{2г} \rightarrow L_{0с}, L_{0г}, L_{1г}, L_{2г}, L'_{1г}, L'_{2г}, \\ L_c, L_r, L'_r \rightarrow C_c, C_r, C'_r.$$

6.6. НЕЛИНЕЙНЫЕ ИСКАЖЕНИЯ В ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ ЧАСТОТЫ

Нелинейность преобразователя частоты вызывает искажение огибающей входного сигнала и перекрестную модуляцию, выражающуюся в приеме мешающей программы. Определим величину этих искажений.

6.6.1. Искажения огибающей входного напряжения

Для определения степени этих искажений используем выражения (6.171), (6.172) и (6.175)¹⁾. Поскольку

$$E - I_{б\text{пост}} \left(R_б + \frac{R_э}{1-\alpha} \right) - \frac{I_{к0}}{1-\alpha} R_э = U_{э60} - (U_{э60} - U_{э6\text{пост}}) \quad (6.239)$$

($U_{э60}$ — напряжение эмиттер — база в отсутствие напряжений сигнала и гетеродина), то из уравнения (6.171) с учетом соотношения (6.174) получим

$$(I_{б\text{пост}} + i) = i_0 e^{\gamma U_{э60}} e^{-\gamma(U_{э60} - U_{э6\text{пост}})} I_0(B_c) I_0(B_r). \quad (6.240)$$

Учтя, что

$$i_0 e^{\gamma U_{э60}} = I_{б\text{пост}0} + i \quad (6.241)$$

($I_{б\text{пост}0}$ — постоянная составляющая базового тока в отсутствие напряжений сигнала и гетеродина), и введя следующие безразмерные величины:

$$\Delta B_{\text{пост}} = \gamma(U_{э60} - U_{э6\text{пост}}) \\ A' = \gamma \left[E - U_{э60} - \frac{I_{к0}}{1-\alpha} R_э + i \left(R_б + \frac{R_э}{1-\alpha} \right) \right] = \gamma (I_{б\text{пост}0} + i) \left(R_б + \frac{R_э}{1-\alpha} \right) \quad (6.242)$$

¹⁾ Проводимый ниже анализ базируется на предположении, что искажения огибающей сигнала обусловлены нелинейностью входной цепи преобразователя. Такое предположение оправдано при исследовании практических схем преобразовательных каскадов, коллекторный ток транзисторов которых лежит в пределах 0,5–2 ма.

из соотношений (6.171), (6.172), (6.240), (6.241), (6.242) найдем:

$$\frac{i_{б\text{п.ч. макс}}}{2(I_{б\text{пост}0} + i)} = e^{-\Delta B_{\text{пост}}} I_1(B_c) I_1(B_r), \quad (6.243)$$

$$\Delta B_{\text{пост}} = A' e^{-\Delta B_{\text{пост}}} I_0(B_c) I_0(B_r) - A'. \quad (6.244)$$

При заданных значениях амплитуды гетеродина (B_1) и параметра A' , характеризующего режим работы каскада по постоянному току, величина $\Delta B_{\text{пост}}$ является функцией амплитуды входного сигнала (B_c). Решая уравнение (6.244) относительно $\Delta B_{\text{пост}}$ и подставляя полученное значение в выражение (6.243), получим зависимость амплитуды тока промежуточной частоты от амплитуды входного сигнала.

Используя полученную зависимость, можно определить коэффициент нелинейности K_f преобразователя. В общем случае найти

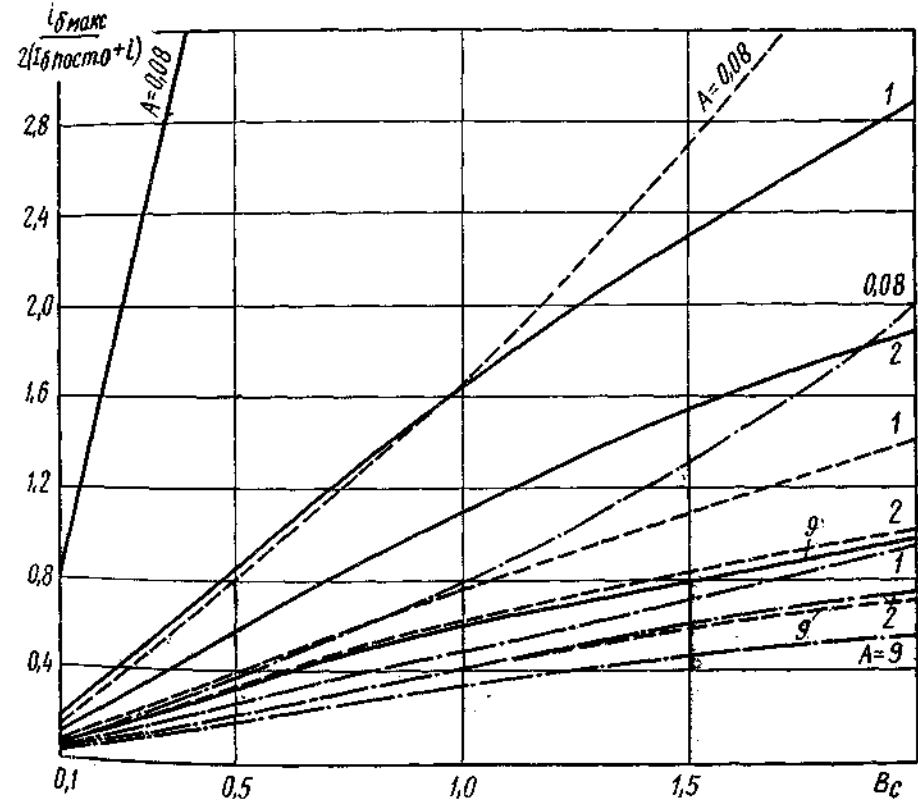


Рис. 6.28. Зависимости $\frac{i_{б\text{п.ч. макс}}}{2(I_{б\text{пост}0} + i)}$ от параметров B_c, A, B_r .

— $B_r=6$
 - - - $B_r=3$
 - · - $B_r=2$

аналитическую связь между величинами K_f , B_c , B_r , A' невозможно, так как ур-ния (6.243) и (6.244) являются трансцендентными.

Для установления связи между коэффициентом нелинейности каскада и амплитудой напряжения входного сигнала воспользуемся графоаналитическим методом. На рис. 6.28 построены зависимости величины $\frac{i_{6 \text{ пч макс}}}{2(I_{6 \text{ пост } 0} + i)}$ от B_c при значениях $B_r=2; 3; 6$ и значениях $A'=0,08; 1; 2; 9$, а на рис. 6.29 — полученные из кривых рис. 6.28 по методу трех ординат зависимости K_f от B_c при $m=0,8$ и тех же значениях B_r и A' .

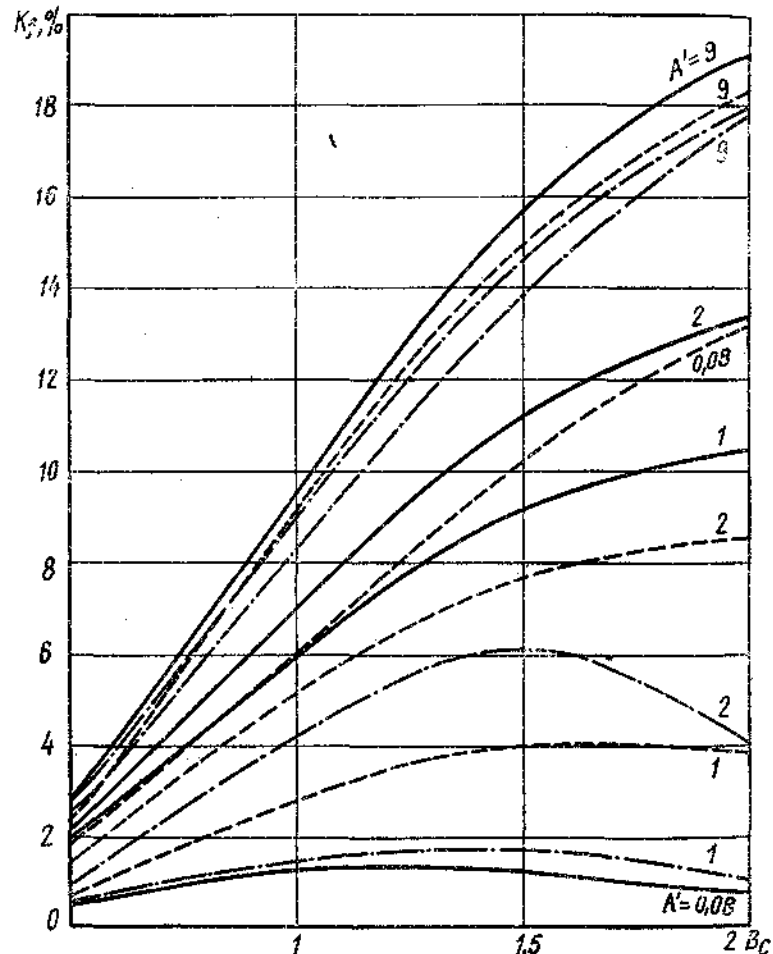


Рис. 6.29. Зависимость коэффициента гармоник преобразователя частоты от параметров B_c , A' , B_r .

— $B_r=6$
 - - - $B_r=3$
 - · - · $B_r=2$

Из рис. 6.29 видно, что при напряжениях гетеродина на входе преобразователя, характеризуемых величиной $B_r \leq 3$, минимальные нелинейные искажения обеспечиваются при $A' \approx 1$, т. е. при следующих значениях элементов цепи смещения:

$$R_0 + \frac{R_2}{1-\alpha} \approx \frac{1}{\gamma(I_{6 \text{ пост } 0} + i)}. \quad (6.245)$$

С ростом амплитуды гетеродина нелинейные искажения минимальны при меньших величинах эквивалентных сопротивлений в цепях эмиттера и базы транзистора преобразователя.

В частном случае при $A' \rightarrow 0$, т. е. при малых эквивалентных сопротивлениях постоянному току в эмиттерной и базовой цепях каскада можно найти аналитическую связь коэффициента нелинейности преобразователя с амплитудой входного напряжения. Действительно, при малых R_2 и R_0 $\Delta B_{\text{пост}}$ стремится к нулю, а значит, нелинейность зависимости $\frac{i_{6 \text{ пч макс}}}{2(I_{6 \text{ пост } 0} + i)}$ от B_c определяется исключительно зависимостью от B_c функции $I_1(B_c)$.

Как показано в предыдущем разделе, выражения для коэффициента нелинейности и максимальной амплитуды напряжения входного сигнала в рассматриваемом случае имеют вид:

$$K_f = \frac{3mB_c^2}{16 \left(1 + \frac{3}{8} B_c^2\right)}, \quad (6.246)$$

$$u_{mc} = \frac{4}{\gamma \sqrt{3}} \sqrt{\frac{K_f}{m - 2K_f}} \quad (6.247)$$

($B_c = \gamma u_{mc}$ — обобщенная амплитуда напряжения входного сигнала; m — глубина модуляции).

6.6.2. Перекрестная модуляция

При воздействии на преобразователь частоты полезного и мешающего сигналов напряжение на переходе эмиттер—база

$$U_{\infty} = E - I_{6 \text{ пост}} \left(R_0 + \frac{R_2}{1-\alpha} \right) - I_{к0} \frac{R_2}{1-\alpha} + u_{mc} \cos \omega_c t + u_{мп} \cos \omega_{\text{п}} t + u_{mr} \cos \omega_r t. \quad (6.248)$$

Приводимый ниже анализ базируется на сделанных ранее допущениях и предположении, что амплитуда напряжения сигнала мала и $u_{мп} \gg u_{mc}$.

Используя ур-ние (6.167), запишем

$$i_6 = i_0 e^{\gamma \left[E - I_{6 \text{ пост}} \left(R_0 + \frac{R_2}{1-\alpha} \right) - \frac{I_{к0}}{1-\alpha} R_2 \right]} e^{\gamma u_{mc} \cos \omega_c t} \times e^{\gamma u_{мп} \cos \omega_{\text{п}} t} e^{\gamma u_{mr} \cos \omega_r t} - i. \quad (6.249)$$

Из выражения (6.249) можно получить значения постоянной со-

ставляющей тока и амплитуды тока промежуточной частоты в цепи базы:

$$I_{б\text{ пост}} = i_0 e^{\gamma \left[E - I_{б\text{ пост}} \left(R_6 + \frac{R_9}{1-\alpha} \right) - I_{к*} \frac{R_9}{1-\alpha} \right]} I_0(B_c) I_0(B_n) I_0(B_r) - i, \quad (6.250)$$

$$i_{б\text{ пч макс}} = 2i_0 e^{\gamma \left[E - I_{б\text{ пост}} \left(R_6 + \frac{R_9}{1-\alpha} \right) - I_{к*} \frac{R_9}{1-\alpha} \right]} I_1(B_c) I_0(B_n) I_1(B_r), \quad (6.251)$$

где $B_n = \gamma \mu_{тп}$.

Уравнение (6.251) можно преобразовать, учтя сделанные допущения:

$$i_{б\text{ пч макс}} = (I_{б\text{ пост}} + i) \frac{I_1(B_r)}{I_0(B_r)} B_c. \quad (6.252)$$

Для определения степени перекрестных искажений необходимо выделить в соотношении (6.252) составляющие, зависящие от B_n . Представим выражение в скобках из ур-ния (6.252) в виде

$$I_{б\text{ пост}} + i = I_{б\text{ пост}(u_n=0)} + i + (I_{б\text{ пост}} - I_{б\text{ пост}(u_n=0)}). \quad (6.253)$$

По известной функции $(I_{б\text{ пост}} - I_{б\text{ пост}(u_n=0)})$, используя метод трех ординат, можно найти амплитуду первой гармоники огибающей с частотой Ω_n . Отношение полученного значения к величине $I_{б\text{ пост}(u=0)}$ и определит коэффициент перекрестных искажений преобразователя. Аналитическое решение подобной задачи в общем случае невозможно. Степень перекрестных искажений преобразователя можно определить графоаналитическим методом. Не проводя трудоемких расчетов, можно предполагать (по аналогии с УВЧ), что увеличение режимной стабильности преобразователя за счет увеличения сопротивления резистора в цепи эмиттера приводит к снижению коэффициента перекрестных искажений (при $r'_6 \rightarrow 0$). В частном случае при $A' \rightarrow 0$

$$i_{б\text{ пч макс}} = \text{const } I_1(B_c) I_0(B_n); \quad (6.254)$$

при $B_n \leq 2$

$$i_{б\text{ пч макс}} = \text{const } \frac{B_c}{2} \left(1 + \frac{B_n^2}{4} \right), \quad (6.255)$$

откуда аналогично каскаду УВЧ можно получить

$$K_{\text{пер}} = \frac{B_n^2 m_{п}}{2m_c}, \quad (6.256)$$

где $m_{п}$ и m_c — соответственно глубины модуляции помехи и сигнала, а B_n — обобщенная амплитуда напряжения помехи. Таким образом, коэффициент перекрестных искажений, преобразователя растет пропорционально квадрату амплитуды мешающего сигнала.

6.7. ПОБОЧНЫЕ КАНАЛЫ ПРИЕМА

Кроме рассмотренных в предыдущем разделе искажений, нелинейность преобразователя создает дополнительные каналы приема и интерференционные свисты. Определим уровень помех на частотах дополнительных каналов приема и рассмотрим меры повышения помехозащищенности радиоприемников.

6.7.1. Реальная картина помехозащищенности современных транзисторных радиовещательных приемников

Эксплуатация переносных транзисторных приемников показала, что помехозащищенность их ниже, чем у ламповых моделей. Для транзисторных приемников характерно большее количество интерференционных свистов.

Измерения характеристик радиоприемников обнаружили, что наибольшее воздействие на приемный тракт оказывают помехи, образующие продукты преобразования на частотах, близких к промежуточной частоте (помехи с частотами побочных каналов приема).

Таблица 6.2

| Частота сигнала $f_{\text{сиг}}$ | Ослабление, $\delta\beta$, на частотах паразитных каналов | | | | | | | | | Вид связи входной цепи с транзистором |
|-------------------------------------|--|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|---------------------------------------|
| | $f_c + f_{пч}$ | $2f_r - f_{пч}$ | $3f_r + f_{пч}$ | $3f_r - f_{пч}$ | $3f_r + f_{пч}$ | $4f_r - f_{пч}$ | $4f_r + f_{пч}$ | $5f_r - f_{пч}$ | $5f_r + f_{пч}$ | |
| 160 | 60 | 58 | 33 | 60 | 22 | 22 | 22 | 26 | 26 | Индуктивная связь |
| 400 | 46 | 59,4 | 26 | 28 | 30 | 25 | 23 | 33 | 28 | |
| 570 | 46 | 56 | 47 | 54 | 42 | 49 | 49 | 49 | 51 | |
| 1600 | 22 | 32 | 52 | 43 | 30 | 40 | 40 | 54 | 60 | |
| 160 | 40 | 40 | 45 | 50 | 47 | 49 | 49 | 49 | 49 | Емкостная связь |
| 400 | 40 | 44 | 48 | 53 | 54 | 54 | 54 | 54 | 54 | |
| 570 | 37 | 40 | 45 | 57 | 56 | 60 | 60 | 60 | 60 | |
| 1600 | 29 | 40 | 50 | 53 | 51 | 54 | 54 | 54 | 54 | |

В табл. 6.2 приведены средние величины ослабления помех на частотах побочных каналов приема для типовых приемников с индуктивной и емкостной связью входной цепи с транзистором. Приведенные данные показывают, что большая помехозащищенность — у радиоприемников, имеющих входную цепь с емкостной связью с транзистором. Из таблицы видно также, что ослабление

помех с частотами побочных каналов в приемниках с индуктивной связью входной цепи с транзистором невелико. При этом ослабление некоторых помех на частотах побочных каналов оказывается ниже ослабления зеркальной помехи.

Основные факторы, определяющие степень ослабления мешающих сигналов, — эффективность преобразования на гармонических частотах гетеродина и селективность входных цепей. Рассмотрим эти факторы.

6.7.2. Эффективность преобразования на гармонических частотах гетеродина

Вследствие недостаточной селективности входных цепей на вход преобразователя частоты наряду с полезным сигналом попадают сигналы мешающих станций (f_n), создающие в результате преобразования комбинационные частоты¹⁾:

$$f_k = \pm n f_n \mp m f_r. \quad (6.257)$$

При $f_n \approx f_{пч}$

$$n f_n \approx m f_r \pm f_{пч}, \quad (6.258)$$

в ур-ниях (6.257) и (6.258) n и m — любые целые положительные числа, f_r — частота гетеродина. Частоты $n f_n$ при $m \geq 2$ — частоты дополнительных («побочных») каналов приема. Помехи на частотах дополнительных каналов приема, попадающие на вход преобразователя, создают на выходе радиоприемника интерференционный свист (при наличии полезного сигнала). Необходимо отметить, что интерференционные свисты имеют место и при отсутствии мешающего сигнала на частотах настройки

$$f_c = \frac{m \pm 1}{n - m} f_{пч}, \quad (6.259)$$

но их уровень обычно значительно ниже. При наличии помехи на входе преобразователя частоты для базовой цепи рис. 6.11а можно написать:

$$U_{\infty} = E - I_{\infty \text{ пост}} \left(R_0 + \frac{R_3}{1 - \alpha} \right) - \frac{I_{к0}}{1 - \alpha} R_3 + u_{мп} \cos \omega_n t + u_{mr} \cos \omega_r t, \quad (6.260)$$

$$i_0 = i_0 e^{\gamma \left[E - I_{\infty \text{ пост}} \left(R_0 + \frac{R_3}{1 - \alpha} \right) - \frac{I_{к0}}{1 - \alpha} R_3 \right]} e^{\gamma u_{мп} \cos \omega_n t} e^{\gamma u_{mr} \cos \omega_r t} - i. \quad (6.261)$$

Используя разложение по бесселевым функциям, найдем постоянную составляющую базового тока и амплитуду тока промежуточной частоты, появляющегося на входе преобразователя в

¹⁾ В спектре выходного сигнала преобразователя, кроме комбинационных колебаний, будут и гармонические колебания с частотами $n f_n$ и $m f_r$.

результате взаимодействия n -й гармоники помехи и m -й гармоник гетеродина ($i'_{\text{пч макс}}$):

$$I_{\infty \text{ пост}} = i_0 e^{\gamma \left[E - I_{\infty \text{ пост}} \left(R_0 + \frac{R_3}{1 - \alpha} \right) - \frac{I_{к0}}{1 - \alpha} R_3 \right]} I_0(B_n) I_0(B_r) - i, \quad (6.262)$$

$$i'_{\text{пч макс}} = 2 i_0 e^{\gamma \left[E - I_{\infty \text{ пост}} \left(R_0 + \frac{R_3}{1 - \alpha} \right) - \frac{I_{к0}}{1 - \alpha} R_3 \right]} I_n(B_n) I_m(B_r). \quad (6.263)$$

Решая совместно ур-ния (6.262) и (6.263), получим

$$i'_{\text{пч макс}} = 2 (I_{\infty \text{ пост}} + i) \frac{I_n(B_n)}{I_0(B_n)} \frac{I_m(B_r)}{I_0(B_r)}. \quad (6.264)$$

Сравним эффективности преобразования на основном и побочном каналах приема. Полагая величины напряжений полезного и мешающего сигналов малыми и учитывая, что в рассматриваемом случае

$$\left. \begin{aligned} I_0(B_c) \approx I_0(B_n) \approx 1 \\ I_1(B_c) \approx \frac{B_c}{2}, \quad I_1(B_n) \approx \frac{B_n}{2} \end{aligned} \right\}, \quad (6.265)$$

из ур-ний (6.264) и (6.265) после преобразований найдем ослабление помех на частотах побочных каналов:

$$\frac{i'_{\text{пч макс}}}{i'_{\text{пч макс}}} = \frac{B_c}{2 I_n(B_n)} \frac{I_1(B_r)}{I_m(B_r)}. \quad (6.266)$$

Общее выражение для величины ослабления, учитывающее селекцию до преобразователя, имеет вид

$$\frac{i'_{\text{пч макс}}}{i'_{\text{пч макс}}} = \frac{\gamma K_{\text{св}} E_c}{2 I_n \left(\frac{\gamma K_{\text{св}} E_n}{K_{\text{вх}}} \right)} \frac{I_1(B_r)}{I_m(B_r)}, \quad (6.267)$$

где E_c и E_n — значения напряженности электромагнитного поля соответственно сигнала и помехи в месте приема;

$K_{\text{св}}$, $K_{\text{вх}}$ — коэффициенты передачи по полю высокочастотной части приемника на частотах полезного сигнала и помехи соответственно;

$$K_{\text{вх}} = \frac{K_{\text{св}}}{K_{\text{вх}}}.$$

Соотношение (6.267) показывает, что чем больше ослабляется сигнал мешающей станции высокочастотными цепями до преобразователя, т. е. чем меньше напряжение помехи на входе преобразователя, тем выше помехоустойчивость приемника. Из ур-ния (6.267) видно, что увеличение селекции до преобразователя приводит к значительному ослаблению помех на выходе для случаев

$n \geq 2$, так как функция $I_n(B_T)$ уменьшается быстрее, чем величина B_T . Из выражения (6.267) следует также, что чем больше отношение $\frac{I_1(B_T)}{I_m(B_T)}$, тем выше помехозащищенность приемника. На рис. 6.30 показана зависимость функции $\frac{I_1(B_T)}{I_m(B_T)}$ при $m=2-5$ от B_T . Графи-

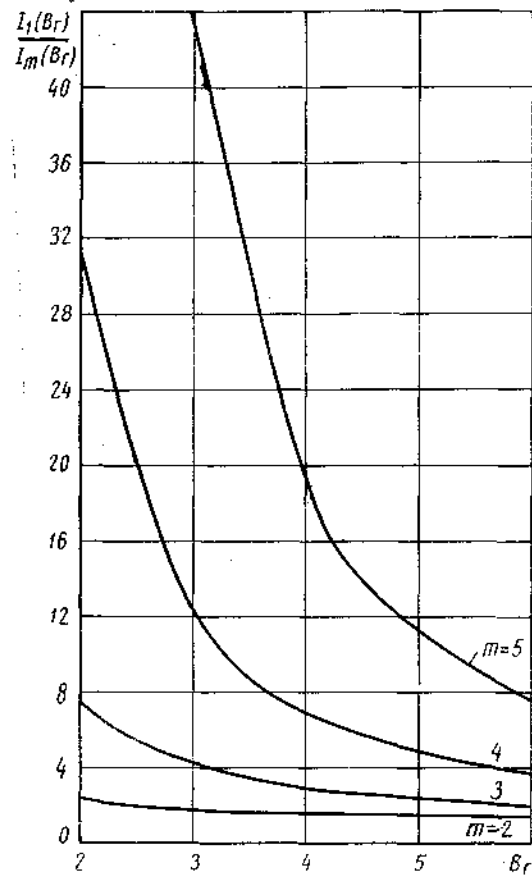


Рис. 6.30. Зависимости параметра $\frac{I_1(B_T)}{I_m(B_T)}$ от обобщенной амплитуды гетеродина (B_T)

помехи с гармониками гетеродина. Для этих случаев соотношение (6.267) можно упростить:

$$\frac{i_{б \text{ пч макс}}}{i'_{б \text{ пч макс}}} = K_{\text{ак}} \frac{E_c I_1(B_T)}{E_n I_m(B_T)} \quad (6.268)$$

6.7.3. Частотные характеристики коэффициента передачи преселекторов с различными схемами коммутации обмоток ферритовых антенн

Эффективность подавления помех с частотами побочных каналов приема определяется не только режимом работы преобразователя, но и степенью ослабления преселектором мешающих сигналов, а значит, схемой и конструкцией входной цепи. Из различных типов входных цепей преселекторы с ферритовыми антеннами более подвержены воздействию помех на частотах побочных каналов. Эти особенности: рост действующей высоты антенны с увеличением частоты, а также размещение на одном ферритовом стержне (в большинстве моделей радиоприемников) контурных катушек и катушек связи нескольких диапазонов. Причем виды коммутации катушек самые разнообразные. Встречаются схемы входных цепей с последовательным и параллельным соединением обмоток, а также схемы, в которых обмотка неработающего диапазона замыкается накоротко или на небольшую емкость. По характеру частотной зависимости коэффициента передачи одноконтурные входные цепи радиоприемников с ферритовыми антеннами делятся на три группы:

- 1) входные цепи с емкостной связью с транзистором;
 - 2) входные цепи с индуктивной связью с транзистором;
 - 3) входные цепи с индуктивно-емкостной связью с транзистором.
- Рассмотрим частотные характеристики входной цепи с емкостной, индуктивной и индуктивно-емкостной связью и одной обмоткой на ферритовом стержне.

Степень ослабления сигналов мешающей станции входной цепью с емкостной связью (рис. 6.31) в дв и св диапазонах, где всегда выполняется условие $f_n > 1,5f_c$, характеризуется следующим соотношением:

$$\left| \frac{K_{\text{ае}}}{K_{\text{иш}}} \right| \approx \frac{f_c}{f_n} Q_{\text{нагр}} \left(\frac{f_n^2}{f_c^2} - 1 \right); \quad (6.269)$$

(при выводе соотношения (6.269) учитывалось, что действующая высота антенны растет пропорционально частоте; в ур-нии (6.269) $Q_{\text{нагр}}$ — добротность нагруженного контура).

Из выражения (6.269) следует, что коэффициент передачи входной цепи с емкостной связью падает с ростом частоты (при $f_n > f_c$) и, следовательно, наиболее опасна помеха с частотой первого побочного канала ($2f_1 - f_{\text{пч}}$), так как она ближе к частоте настройки, чем зеркальная помеха ($\frac{f_{\text{пмз}}}{f_{\text{зк}}} > 0,7$). Поскольку преобразование на

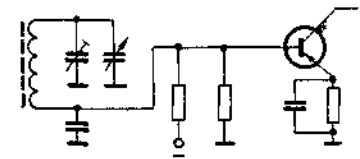


Рис. 6.31. Входная цепь с емкостной связью с транзистором

второй гармонике менее эффективно, можно утверждать, что если в приемниках, использующих входную цепь с емкостной связью, обеспечивается достаточное ослабление помехи на частоте зеркального канала, то не меньшее ослабление будет обеспечено и для помех с частотами побочных каналов приема. Уравнение (6.269) показывает также, что при одинаковой полосе пропускания во всем дв. диапазоне ослабление зеркальной помехи практически не зависит от частоты настройки. А в случае неодинаковой полосы частотная зависимость величины ослабления определяется характером изменения по диапазону полосы нагруженного контура.

При индуктивной связи входной цепи с транзистором на ослабление мешающих сигналов существенно влияют паразитный резонанс, вызванный катушкой связи, и коэффициент связи контурной катушки с катушкой связи $\kappa_{св}$. В зависимости от величины коэффициента связи паразитный резонанс смещается по частоте. При большем $\kappa_{св}$ паразитный резонанс $f_{рез}$ смещается в область больших частот в соответствии с выражением

$$f_{рез} = \frac{f_{ок}}{\sqrt{\tau_n \delta_n}} \frac{\kappa_{св}}{\sqrt{1 - \kappa_{св}^2}}, \quad (6.270)$$

где $\delta_n = \frac{\Delta f_{зад}}{f_{ок}} - \frac{1}{Q_{ок}}$; $\tau_n = 2\pi f C_n R_n$ — параметр нагрузки; $f_{ок}$, $Q_{ок}$ — соответственно частота настройки и собственная добротность контура. Поэтому помехи в области частот паразитных настроек создают вредные продукты преобразования с гармоническими составляющими напряжения гетеродина более высоких порядков, при которых эффективность преобразования мала.

Входная цепь с индуктивной связью обеспечивает значительно большее подавление сигнала мешающей станции на определенной частоте, чем входная цепь с емкостной связью. Это вызвано тем, что при использовании входной цепи с индуктивной связью электромагнитное поле наводит эдс не только в контурной катушке, но и в катушке связи, причем фазы наведенной в ней эдс и трансформированной из первичного контура противоположны. Поэтому возможна практически полная компенсация напряжения помехи во вторичной цепи. При этом частота помехи, для которой обеспечивается компенсация, зависит от коэффициента связи контурной катушки с катушкой связи.

На частотах, лежащих выше частоты компенсации, ослабление мешающих сигналов уменьшается с ростом действующей высоты ферритовой антенны. Например, ослабление сигналов средневолновых станций входной цепью радиоприемника, работающего в диапазоне дв, характеризуется следующим соотношением:

$$\left| \frac{K_{ис}}{K_{ин}} \right| \approx \frac{\kappa_{св} Q_n \frac{f_n}{f_c}}{\frac{f_n^2}{f_c^2} (1 - \kappa_{св}) - 1}; \quad (6.271)$$

выражение (6.271) справедливо при $\frac{f_n^2}{f_c^2} (1 - \kappa_{св}) - 1 \geq 0,1$. Из соотношения (6.271) наглядно видна зависимость ослабления мешающего сигнала от коэффициента связи. Примерный характер зависимости коэффициента передачи входной цепи с ферритовой антенной на частоте 160 кГц при различных $\kappa_{св}$ дан на рис. 6.32.

Оценивая селективность входной цепи, ограничимся комбинационными частотами, созданными гармониками гетеродина не выше пятой.

Критерий эффективности входной цепи — минимальная величина

Таблица 6.3

| Частота сигнала $f_{ок}$, кГц | $\kappa_{св}$ | Ослабление, дБ, на частотах паразитных каналов | | | | | | | | |
|--------------------------------|---------------|--|-----------------------|------------------------|------------------------|------------------------|------------------------|------------------------|------------------------|------------------------|
| | | $f_{г+}$ $+f_{пч}$ | $f_{г-}$ $-f_{пч}$ | $2f_{г+}$ $+f_{пч}$ | $3f_{г-}$ $-f_{пч}$ | $3f_{г+}$ $+f_{пч}$ | $4f_{г-}$ $-f_{пч}$ | $4f_{г+}$ $+f_{пч}$ | $5f_{г-}$ $-f_{пч}$ | $5f_{г+}$ $+f_{пч}$ |
| 160 | 0,5 | 16,4 | 20,2 | 9,6 | 12,8 | 5,8 | 6,8 | 8,4 | 6,7 | 11,6 |
| | 0,7 | 25 | 30,0 | 19,8 | 22 | 15,2 | 17,4 | 10,6 | 13,0 | 5,5 |
| | 0,9 | 39 | 44,3 | 33,6 | 35,8 | 30,4 | 31,8 | 27,6 | 2,8 | 25,4 |
| 400 | 0,5 | 16,4 | 17,2 | 8 | 8,3 | 10,8 | 10,5 | 14,7 | 14,5 | 17,5 |
| | 0,7 | 26,8 | 27,6 | 18,9 | 19,5 | 12,0 | 12,5 | 6 | 6,2 | 9,8 |
| | 0,9 | 26,8 | 27,6 | 18,9 | 35,9 | 30 | 30,4 | 26,4 | 26,8 | 23,2 |
| 560 | 0,5 | 30,9 | 30 | 24,8 | 24,9 | 20,9 | 20,6 | 17,6 | 17,4 | 14,5 |
| | 0,7 | 40,9 | 39,8 | 33,4 | 3,6 | 29,4 | 29,2 | 26,8 | 26,4 | 24,4 |
| | 0,9 | 55,4 | 58,1 | 49,4 | 48,7 | 43,2 | 42,8 | 40 | 39,7 | 37,6 |
| 1490 | 0,5 | 36,6 | 26,8 | 22,8 | 19,3 | 16 | 12,3 | 8,7 | 6,2 | 9,3 |
| | 0,7 | 41,4 | 39,5 | 33,6 | 30 | 27,6 | 25,4 | 23,5 | 21,6 | 19,4 |
| | 0,9 | 34,5 | 44 | 56,4 | 52,4 | 46 | 42,2 | 40 | 38 | 36,4 |
| 4200 | 0,1 | 17,9 | 13,6 | 15,6 | 20,7 | 21,6 | 24,4 | 25 | 26,4 | 27 |
| | 0,3 | 48,5 | 26,1 | 24,6 | 17,7 | 17,7 | 11,7 | 9,5 | 8,2 | 8,8 |
| | 0,7 | 34,2 | 50,6 | 46,4 | 38,5 | 38,4 | 35,5 | 34,8 | 32,3 | 31,6 |
| 12 000 | 0,1 | 29,4 | 27,1 | 27,4 | 31 | 31,4 | 33,6 | 34 | 35,6 | 35,8 |
| | 0,3 | 21,3 | 19 | 14,4 | 25,5 | 26 | 30 | 30,2 | 32,2 | 32,4 |
| | 0,7 | 21 | 42 | 41,1 | 32 | 31,4 | 23,5 | 22,4 | 11,4 | 11,8 |

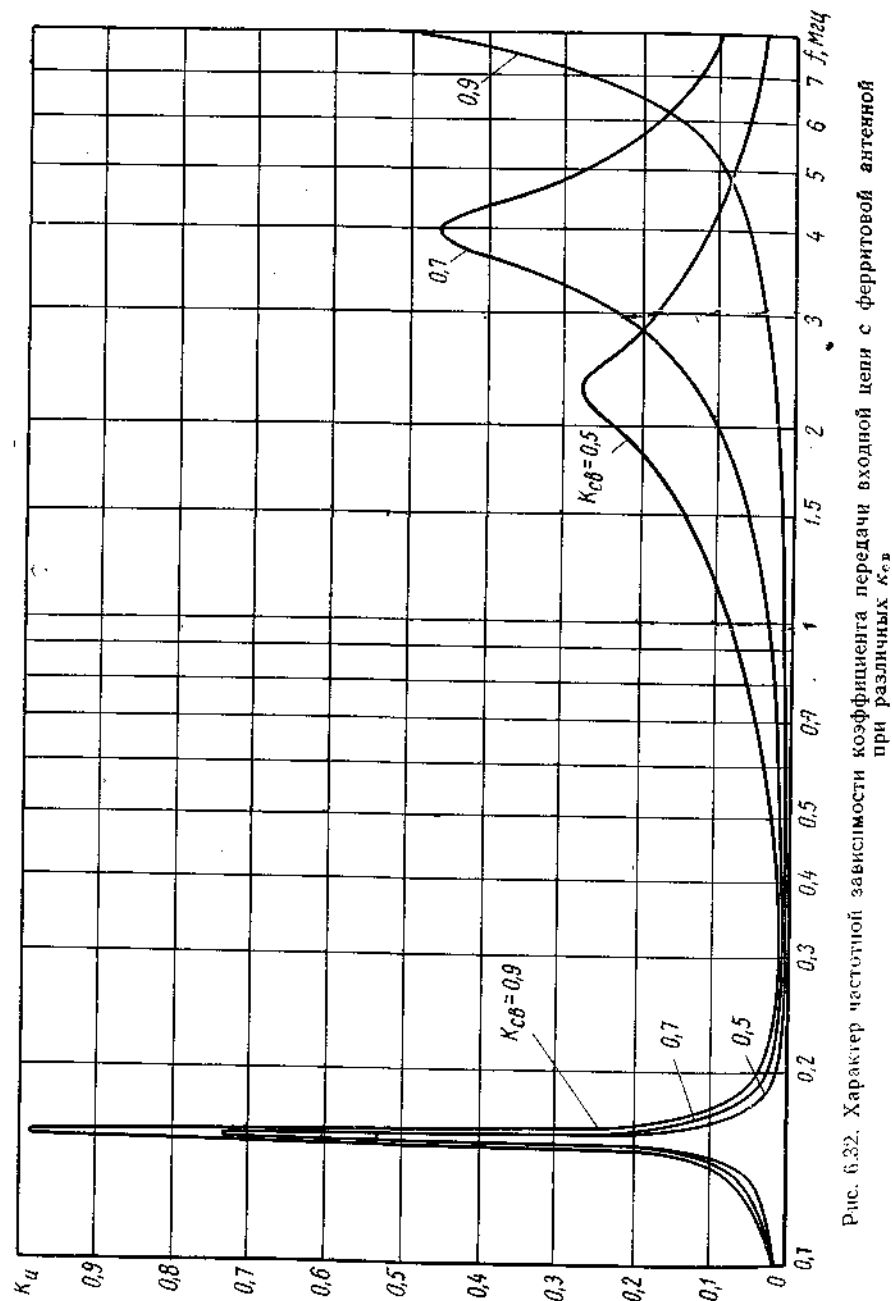


Рис. 6.32. Характер частотной зависимости коэффициента передачи входной цепи с ферритовой антенной при различных K_{cb}

на подавления ею любой из указанных помех (чем больше эта величина, тем эффективнее входная цепь¹⁾). Тогда из приближенной ф-лы (6.271) и на основании данных ЭВМ по точной формуле для K_u [см. (6.273) при $\kappa_2 = \kappa_3 = 0$; $Q_{\bullet} = 0$] следует, что повышение селективности входной цепи радиоприемника с ферритовой антенной достигается увеличением конструктивной связи между ее контурной катушкой и катушкой связи. В табл. 6.3 приведены расчетные значения ослабления помех на частотах зеркального и побочных каналов в дБ, обеспечиваемые входной цепью в диапазонах дВ, св, кв при различных K_{cb} (собственная добротность контура $Q_{ок}$ на всех частотах, кроме $f = 12$ МГц, равна 150, на $f = 12$ МГц $Q_{ок} = 120$; индуктивность катушки связи рассчитана из условия обеспечения полосы 3 кГц и 7 кГц соответственно на частотах 160 кГц и 560 кГц и сопротивления генератора $R_r = 400$ ом, которое «видит» входной транзистор на частоте 4,2 МГц; нагрузка характеризуется параметром $2\pi f C_n R_n$, равным 0,13; 0,211 и 1,316 соответственно на частотах 160 кГц, 560 кГц и 4,2 МГц).

На рис. 6.33 представлена схема входной цепи с индуктивно-емкостной связью с транзистором. Частотная зависимость коэффициента передачи этой схемы определяется формулой:

$$K_u = \frac{f}{f_{ок}} \sqrt{Z_1} \sqrt{\frac{1+d^2}{a^2+b^2}}, \quad (6.272)$$

$$a = 1 - Q_{ок} \frac{f_{ок}}{f} Q_n Z_1 Z_2 + Q_{ок} \frac{f_{ок}^2}{f^2} Z_3 \left(\frac{f}{f_{ок}} \tau_n + \frac{f_{ок}}{f} Z_1 \frac{1}{\tau_{cb}} \right) +$$

$$+ \frac{2K'_{cb} Q_{ок} \frac{f_{ок}}{f} \sqrt{Q_n} Z_1}{\sqrt{\tau_{co}^2 p n}} + \frac{f_{ок}^3}{f^3} Q_{ок} \frac{Z_1}{\tau_{cb} p n},$$

$$b = Q_{ок} \frac{f_{ок}^2}{f^2} Z_3 + \frac{f}{f_{ок}} Q_n Z_1 - \frac{f}{f_{ок}} \tau_n - \frac{f_{ок}}{f} \frac{Z_1}{Z_{cb}},$$

$$d = Q_{ок} \frac{f_{ок}^2}{f^2} \left[Z_4 - \frac{1}{\sqrt{Q_n \tau_{cb} p n}} \right],$$

$$Z_1 = 1 + \frac{p}{f_{ок}^2} \tau_n^2,$$

$$f_{ок} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_k \left(C_k + \frac{C_{cb}}{C_{cb} + C_{cb}} \right)}},$$

$$Z_2 = \frac{p}{f_{ок}^2} (1 - K_{co}^2) - 1, \quad \tau_n = 2\pi f_{ок} C_n R_n.$$

¹⁾ Выбранный критерий предполагает практически одинаковую эффективность преобразования помех, что возможно лишь при очень больших амплитудах напряжения гетеродина на входе преобразователя. Поэтому полученные на основе этого критерия рекомендации по построению входной цепи справедливы только для указанного случая.

$$Z_3 = \frac{f^2}{f_{0K}^2} - 1, \quad Q_H = \frac{2\pi f_{0K} L_{CB}}{R_H}$$

$$Z_4 = \frac{f^2}{f_{0K}^2} (1 - K_{CB}) - 1, \quad \rho = \frac{C_{\sim} + C_{CB}}{C_{\sim}}$$

$$\tau_{CB} = \frac{2\pi f_{0K} (C_{\sim} C_K + C_K C_{CB} + C_{\sim} C_{CB})}{C_{\sim} + C_K} R_H, \quad n = \frac{C_{\sim} + C_K}{C_{\sim}}$$

R_H, C_H — входные активное сопротивление и емкость первого каскада (УВЧ или преобразователя);

$K_u = \frac{K_{поля}}{h_{f_{0K}}}$; $K_{поля}$ — коэффициент передачи входной цепи по полю на частоте f ;

$h_{f_{0K}}$ — действующая высота катушки связи ферритовой антенны на частоте f_{0K} . У входной цепи рис. 6.33, как показывает анализ один паразитный резонанс. Однако по сравнению с резонансом входной цепи с индуктивной связью он смещен в область больших частот. Благодаря катушке

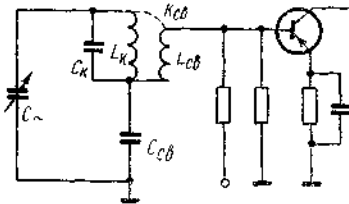


Рис. 6.33. Входная цепь с индуктивноемкостной связью с транзистором

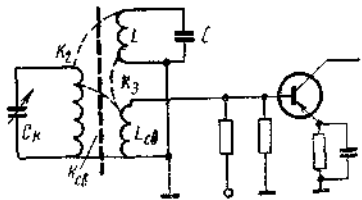


Рис. 6.34. Входная цепь с ферритовой антенной (катушка неработающего диапазона замкнута на конденсатор)

связи в рассматриваемой схеме также возможна компенсация напряжения помехи. Анализ ф-лы (6.272) в соответствии с выбранным критерием оценки входной цепи показывает, что наилучшая селективность в диапазоне дв достигается при $K_{CB} \geq 0,9$, а в диапазоне св — при K_{CB} около $0,8 \div 0,9$. В этом случае ослабление помех практически не хуже, чем при использовании схемы рис. 6.31.

Существуют модели радиоприемников, у которых обмотка ферритовой антенны неработающего диапазона разомкнута или замкнута на триммер (рис. 6.34). Зависимость коэффициента передачи входной цепи рис. 6.34 от частоты:

$$K_u = \frac{f}{f_{0K}} \sqrt{Z_1} \sqrt{\frac{c^2 + d^2}{a^2 + b^2}}, \quad (6.273)$$

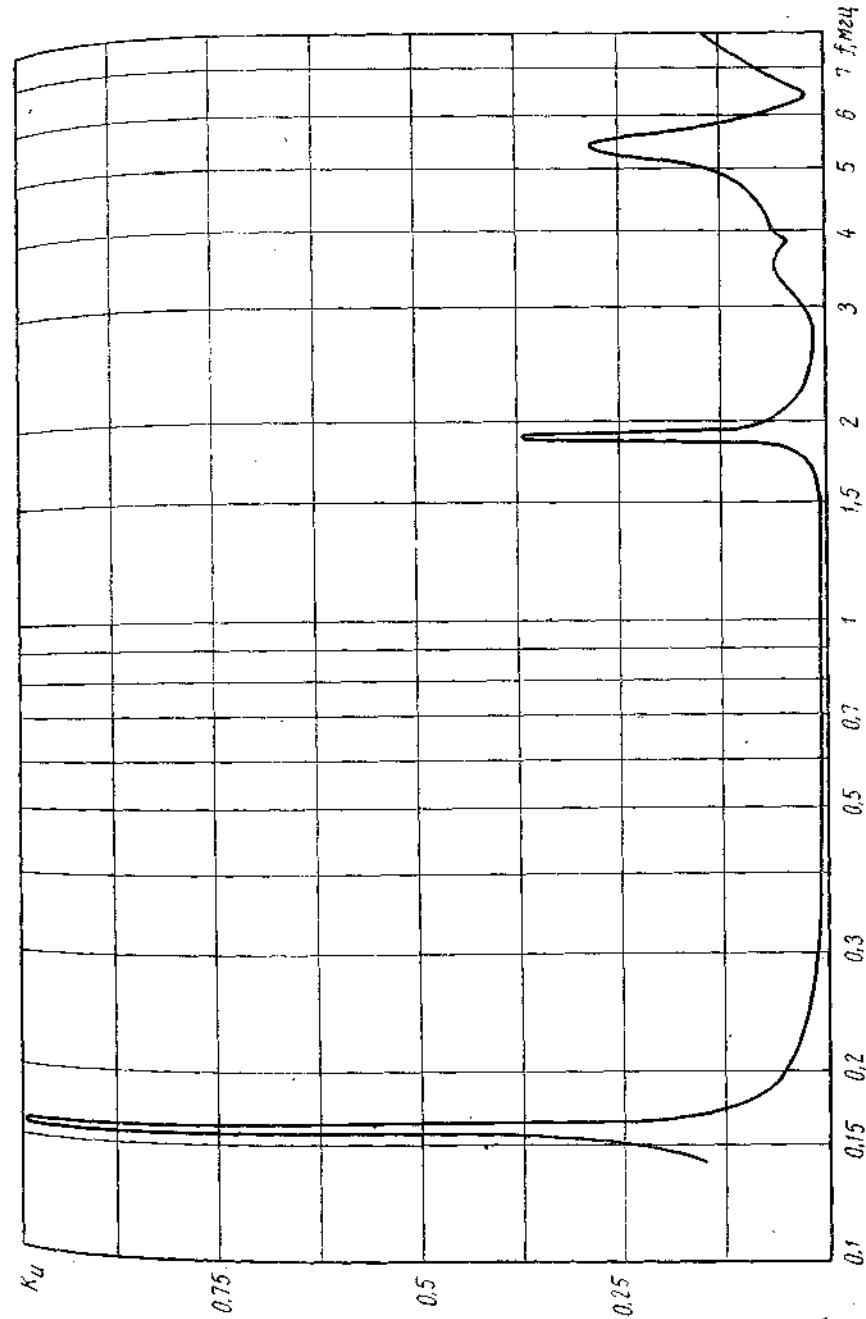


Рис. 6.35. Характер частотной зависимости коэффициента передачи входной цепи с ферритовой антенной при последовательном соединении катушек двух диапазонов

$$\begin{aligned}
 a &= 1 + Q_{0K} \frac{f_{0K}}{f} Z_3 \tau_H - Q_{0K} \frac{f_{0K}}{f} Q_H Z_1 Z_2 - Q_{\omega} \frac{f_{02}^2}{f f_{0K}} Z_5 \times \\
 &\times \left(Q_H Z_1 - \tau_H + Q_{0K} \frac{f_{0K}^3}{f^3} Z_3 \right) + \kappa_2 Q_{0K} Q_{\omega} + \kappa_3^2 Q_{\omega} Q_H Z_1 \frac{f}{f_{0K}}; \\
 b &= Q_{0K} \frac{f_{0K}^2}{f^2} Z_3 + Q_{\omega} \frac{f_{02}^2}{f^2} Z_5 + (1 + \kappa_2^2 Q_{0K} Q_{\omega}) \frac{f}{f_{0K}} (Q_H Z_1 - \tau_H) - \\
 &- Q_{0K} Q_{\omega} \frac{f_{0K}}{f} \frac{f_{02}^2}{f^2} Z_1 Z_2 Z_3 Q_H + Q_{0K} Q_{\omega} \frac{f_{0K}}{f} \frac{f_{02}}{f} \tau_H Z_3 Z_5 - \\
 &- 2\kappa_{CB} \kappa_2 \kappa_3 Q_{0K} Q_{\omega} \frac{f}{f_{0K}} Q_H Z_1 + \kappa_3^2 Q_{0K} Q_{\omega} \frac{f_{0K}}{f} Q_H Z_1 Z_3; \\
 c &= 1 - Q_{0K} \frac{f_{0K}^2}{f^2} Q_{\omega} \frac{f_{0K}^2}{f^2} Z_4 Z_5 + \kappa_3 Q_{0K} Q_{\omega} \frac{f_{0K}^2}{f^2} Z_3 - \kappa_2 Q_{\omega} Q_{0K} (\kappa_{CB} + \kappa_3 - \kappa_2); \\
 d &= Q_{0K} \frac{f_{0K}^2}{f^2} Z_4 + Q_{\omega} \frac{f_{02}^2}{f^2} \left[\frac{f^2}{f_{02}^2} (1 - \kappa_3) - 1 \right], \quad Z_5 = \frac{f^2}{f_{02}^2} - 1.
 \end{aligned}$$

Параметры $Z_1, Z_2, Z_3, Z_4, K_u, \tau_H, Q_H$ — те же, что в (6.272); Q_{ω} — собственная добротность катушки неработающего диапазона;

$$f_{0K} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_K C_K}}; \quad f_{02} = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}.$$

Индуктивная связь между обмотками работающего и неработающего диапазонов, как показывает анализ ф-лы (6.273), вызы-

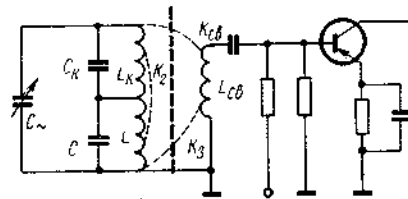


Рис. 6.36. Входная цепь с ферритовой антенной при последовательном соединении катушек двух диапазонов

вает дополнительные резонансы в частотной характеристике коэффициента передачи преселектора. Дополнительные резонансы в диапазоне частот побочных каналов существенно ухудшают частотную характеристику входной цепи и тем самым снижают помехоустойчивость приемника. Еще меньше помехозащищенность (рис. 6.35) у приемников, катушки которых соединены последовательно (рис. 6.36). Для этого случая зависимость коэффициента передачи входной цепи от частоты имеют вид:

$$\begin{aligned}
 K_u &= \frac{f}{f_{0K}} \sqrt{Z_1} \sqrt{\frac{c^2 + a^2}{a^2 + b^2}}, \quad (6.274) \\
 a &= 1 + Q_{0K} \frac{f_{0K}}{f} (Z_3 - Z_6) \tau_H - Q_{0K} \frac{f_{0K}}{f} Q_H Z_1 (Z_2 - Z_6) - \\
 &- Q_{\omega} \frac{f_{02}^2}{f f_{0K}} Z_5 \left[Q_H Z_1 - \tau_H + Q_{0K} \frac{f_{0K}^3}{f^3} (Z_3 - Z_6) \right] + \kappa_3^2 Q_{0K} Q_{\omega} +
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 &+ \kappa_3^2 Q_{\omega} \frac{f}{f_{0K}} Q_H Z_1 + 2\kappa_2 Q_{0K} Q_{\omega} \frac{f_{0K} f_{02}}{f^2} \sqrt{Z_6} + Q_{0K} Q_{\omega} \frac{f_{0K}}{f^2} \frac{f_{02}^2}{f^2} Z_6; \\
 b &= Q_{0K} \frac{f_{0K}^2}{f^2} (Z_3 - Z_6) + Q_{\omega} \frac{f_{02}^2}{f^2} Z_5 + (1 + \kappa_2^2 Q_{0K} Q_{\omega}) \frac{f}{f_{0K}} (Q_H Z_1 - \tau_H) - \\
 &- Q_{0K} Q_{\omega} \frac{f_{02}^2}{f^2} \frac{f_{0K}}{f} Z_5 Q_H Z_1 (Z_2 - Z_6) + Q_{0K} Q_{\omega} \frac{f_{02}^2}{f^2} \frac{f_{0K}}{f} (Z_3 - Z_6) Z_5 \tau_H - \\
 &- 2\kappa_{CB} \kappa_2 \kappa_3 Q_{0K} Q_{\omega} Q_H \frac{f}{f_{0K}} Z_1 + \kappa_3^2 Q_{0K} Q_{\omega} \frac{f_{0K}}{f} (Z_3 - Z_6) Q_H Z_1 - \\
 &- 2\kappa_{CB} \kappa_3 Q_{0K} Q_{\omega} Q_H \frac{f_{02}}{f} Z_1 \sqrt{Z_6} + \\
 &+ \left(2\kappa_2 Q_{0K} Q_{\omega} \frac{f_{02}}{f} \sqrt{Z_6} + Q_{0K} Q_{\omega} \frac{f_{0K}}{f} \frac{f_{02}^2}{f^2} Z_6 \right) (Q_H Z_1 - \tau_H); \\
 c &= 1 - Q_{0K} Q_{\omega} \frac{f_{0K}^2}{f^2} \frac{f_{02}^2}{f^2} Z_5 (Z_4 - Z_6) + \kappa_3 Q_{0K} Q_{\omega} \frac{f_{0K}^2}{f^2} (Z_3 - Z_6) - \\
 &- \kappa_2 Q_{0K} Q_{\omega} (\kappa_{CB} + \kappa_3 - \kappa_2) - Q_{0K} Q_{\omega} \frac{f_{0K}}{f} \frac{f_{02}}{f} \sqrt{Z_6} (\kappa_{CB} + \kappa_3 - \\
 &- 2\kappa_2 - \frac{f_{0K} f_{02}}{f^2} \sqrt{Z_6}); \\
 d &= Q_{0K} \frac{f_{0K}^2}{f^2} (Z_4 - Z_6) + Q_{\omega} \frac{f_{02}^2}{f^2} \left[\frac{f^2}{f_{02}^2} (1 - \kappa_3) - 1 \right],
 \end{aligned}$$

$$Z_6 = \frac{C_{\sim}^2}{C_K C_{\sim} + C_{\sim} C + C_K C};$$

Q_{ω} — собственная добротность катушки L (рис. 6.36); параметры $Z_1, Z_2, Z_3, Z_4, Z_5, \tau_H, Q_H, K_u$ — те же, что в ф-ле (6.273);

$$f_{02} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L \left(C + \frac{C_K C_{\sim}}{C_K + C_{\sim}} \right)}}; \quad f_{0K} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_K (C_K + C_{\sim})}}.$$

Исследования показали, что частотная характеристика преселектора рис. 6.36 деформируется настолько, что наряду с появлением дополнительных паразитных резонансов изменяется оптимальное с точки зрения подавления зеркального канала значение κ_{CB} . Из табл. 6.4, рассчитанной по ф-ле (6.274) на ЭВМ, оптимальное значение св и дв катушек — порядка 0,7÷0,8, в то время как во всех других случаях коммутации обмоток большему значению κ_{CB} соответствует большее ослабление сигнала зеркального канала.

Для повышения помехоустойчивости радиоприемника замыкают накоротко катушку неработающего диапазона. Как следует из анализа ф-лы (6.273) при $f_{02}=0$, значения ослабления помех для

| Кв | Частота сигнала кГц | Ослабление, об, на частотах паразитных каналов | | | | | | | | | | Примечание |
|-----|------------------------|--|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|--|------------|
| | | $f_t + f_{пч}$ | $2f_t - f_{пч}$ | $2f_t + f_{пч}$ | $3f_t - f_{пч}$ | $3f_t + f_{пч}$ | $4f_t - f_{пч}$ | $4f_t + f_{пч}$ | $5f_t - f_{пч}$ | $5f_t + f_{пч}$ | | |
| | | 19,1 | 23 | 14,2 | 15,9 | 6,8 | 5,8 | 9,8 | 8,1 | 13,3 | | |
| 0,5 | 160 | 32,2 | 35,5 | 35,1 | 32,1 | 13,6 | 5,8 | 11,6 | 13,3 | 7,4 | $f_{02}=1705$ кГц, $Q_{02}=100$ $Z_0=11,19$, $Q_{0K}=150$ $\tau_H=0,13$ $\kappa_2=\kappa_3=0,2$ $\Delta f_{зад}=3$ кГц | |
| 0,7 | | 52,5 | 52,6 | 23,8 | 44,4 | 17,0 | 6,7 | 17,8 | 18,2 | 15,8 | | |
| 0,8 | | 37,2 | 41,5 | 20,7 | 31,2 | 20,0 | 7,3 | 23,6 | 22,6 | 23,8 | | |
| 0,9 | | 21,2 | 22,4 | 9,5 | 8,2 | 12,6 | 12,1 | 16,9 | 16,5 | 19,8 | | |
| 0,5 | 400 | 41,6 | 42,4 | 15,5 | 12,1 | 15,0 | 15,6 | 9,2 | 9,8 | 11,2 | $f_{02}=1705$ кГц, $Q_{02}=100$ $Z_0=1,64$, $Q_{0K}=150$ $\tau_H=0,325$, $\kappa_2=\kappa_3=0,2$ $\Delta f_{зад}=3$ кГц | |
| 0,7 | | 39,5 | 40,6 | 18,1 | 13,6 | 21,8 | 22,0 | 18,7 | 19,2 | 13,6 | | |
| 0,8 | | 32,2 | 33,2 | 19,3 | 14,2 | 27,4 | 27,2 | 27,0 | 27,2 | 25,3 | | |
| 0,9 | | 19,7 | 23,8 | 13,2 | 16,5 | 9,7 | 10,8 | 4,9 | 12,3 | 12,8 | | |
| 0,5 | 160 | 31,5 | 35,5 | 27,6 | 29,2 | 32,6 | 27,4 | 2,9 | 20,5 | 5,8 | $f_{02}=2500$ кГц, $Q_{02}=100$ $Z_0=23,65$, $Q_{0K}=150$ $\tau_H=0,13$, $\kappa_2=\kappa_3=0,2$ $\Delta f_{зад}=3$ кГц | |
| 0,7 | | 44,4 | 29,8 | 47,8 | 43,2 | 27,4 | 44,2 | 5,5 | 13,5 | 12,9 | | |
| 0,8 | | 41,0 | 43 | 33,6 | 38,0 | 22,2 | 28,6 | 7,4 | 12,2 | 38,2 | | |
| 0,9 | | 20,7 | 22,2 | 12,7 | 13,0 | 8,6 | 1,1 | 16,5 | 16 | 19,6 | | |
| 0,5 | 400 | 36,7 | 38,6 | 33,1 | 32,3 | 6,6 | 2,4 | 7,4 | 7,8 | 10,0 | $f_{02}=2500$ кГц, $Q_{02}=100$ $Z_0=3,62$, $Q_{0K}=150$ $\tau_H=0,325$, $\kappa_2=\kappa_3=0,2$ $\Delta f_{зад}=3$ кГц | |
| 0,7 | | 44,0 | 46,2 | 35,1 | 18,5 | 9,8 | 4,0 | 16,8 | 15,1 | 12,5 | | |
| 0,8 | | 35,2 | 35,4 | 27,4 | 29,0 | 11,2 | 4,8 | 21,8 | 21,4 | 22,3 | | |
| 0,9 | | 19,7 | 22,2 | 12,7 | 13,0 | 8,6 | 1,1 | 16,5 | 16 | 19,6 | | |

этого случая практически не отличаются от аналогичных значений для входной цепи с одной обмоткой на ферритовом стержне. Указанная выше мера, однако, приводит к снижению чувствительности приемника, так как падает коэффициент передачи преселектора.

Оптимальное решение для диапазона дв — замыкание катушки неработающего диапазона на конденсатор такой емкости, при которой созданный образовавшимся контуром паразитный резонанс лежал бы ниже частоты первого побочного канала. Исследования показали, что при такой схеме входной цепи ослабление помех на частотах побочных каналов приема не хуже, чем в случае короткозамкнутой катушки неработающего диапазона. При этом обеспечивается существенный выигрыш по коэффициенту передачи преселектора и чувствительности радиоприемника. Это же решение применимо и для одного из двух кв поддиапазонов.

Выше селективность входных цепей оценивалась по минимальному уровню подавления помех. При этом не различались помехи, попадающие в приемный тракт по различным побочным каналам, т. е. не учитывалась различная эффективность их преобразования. Однако в большинстве практических случаев эффективность преобразования помех, создающих вредные продукты с гармониками напряжения гетеродина высоких порядков ($m > 3$), значительно меньше. Поэтому важнее, например, обеспечить входными цепями большее ослабление помех на частотах зеркального канала и

$$f_{\pi} = (2 \div 3) f_r \pm f_{пч}$$

Таким образом, при оценке входной цепи следует пользоваться обобщенными значениями подавления мешающего сигнала, рассчитанными по ф-ле (6.268). Эти значения и позволяют дать рекомендации по построению входной цепи при любых режимах работы преобразователя. Так, в случае $B_T \approx 2$ ($u_{\text{пр}} \approx 50 \div 60$ мВ) из анализа ф-лы (6.258) следует:

1) из различных схем одноконтурных входных цепей наибольшую помехозащищенность обеспечивает схема входной цепи с индуктивно-емкостной связью за счет эффекта компенсации напряжения помехи на выходе. При использовании этой схемы необходимо обеспечить конструктивную связь между контурной катушкой и катушкой связи около 0,8 на дв и 0,5 на св;

2) при индуктивной связи входной цепи для повышения помехозащищенности радиоприемника в диапазоне дв следует увеличивать коэффициент связи между контурной катушкой и катушкой связи до максимально возможной величины. Наилучшая помехозащищенность в диапазоне св обеспечивается при коэффициенте связи около 0,8 и в диапазоне кв — около 0,5.

ТРАКТ ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТОТЫ

7.1. РАЗЛИЧНЫЕ ПУТИ ПОСТРОЕНИЯ ТРАКТОВ ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТОТЫ

Построение тракта пч основано на одном из двух принципов, предусматривающих:

1. Равномерное распределение усиления и селективности в каскадах пч.
2. Разделение между каскадами функций селективности и усиления.

Согласно первому принципу колебательные системы, создающие требуемую селективность, одновременно определяют также и усиление тракта. Поэтому изменение селективности неизбежно влечет соответствующее изменение усиления. Это обстоятельство не позволяет независимо изменять усиление и селективность, что является одним из существенных недостатков данного метода конструирования.

Равномерное распределение селективности вдоль тракта приводит также к тому, что каждый каскад усиления имеет в среднем невысокую селективность, ввиду чего воздействию помех мешающих станций подвергается не только первый каскад усиления, но также и последующие каскады. В результате возможно появление перекрестных искажений одновременно в нескольких каскадах усиления. Очевидно, что эффективная селективность такого приемника невысока. Согласно второму принципу необходимая селективность создается системой, сосредоточенной в преобразователе, а требуемое усиление — последующими за ним апериодическими или слабоселективными каскадами. Системой селекции могут быть многозвенные LC фильтры (ФСС), согласованные между собой по характеристическому сопротивлению, пьезоэлектрические или электромеханические фильтры, отличающиеся высоким коэффициентом прямоуглольности характеристики селективности.

Применение ФСС, взамен контуров с распределенной селекцией обеспечивает заданную селективность при меньшем числе контуров. Справедливость этого утверждения подтверждается следующими соображениями.

1. ФСС с числом звеньев $2N$ имеет $(2N-1)$ контуров и экви-

валентен по своим селективным свойствам N полосовым фильтрам ($2N$ контуров), включенным в N каскадов.

2. Рабочая добротность промежуточных звеньев ФСС близка к их собственной добротности, в то время как в полосовых фильтрах рабочие добротности контуров, нагруженных транзисторами, существенно ниже их собственных добротностей.

Характеристики селективности тракта пч при использовании ФСС практически нечувствительны к разбросу параметров транзисторов. С другой стороны, в апериодических усилителях невозможно самовозбуждение, так как при любых изменениях входных и выходных проводимостей транзисторов в каскадах принципиально не могут возникнуть фазовые сдвиги, способные вызвать в них положительные обратные связи.

Достоинства ФСС оправдывает применение их в трактах приемников АМ относительно высокого класса (второго, первого классов), к которым предъявляются повышенные требования по селективности. В моделях третьего класса и ниже с пониженной селекцией, но в то же время относительно высоким усилением в тракте УПЧ более практично применение системы распределенной селекции. Это же соображение относится к тракту пч приемника ЧМ, в котором из-за высокой промежуточной частоты, используя апериодические каскады, достичь необходимого усиления трудно.

В недорогих моделях приемников целесообразно применение каскадов усиления с взаиморасстроенными парами резонансных контуров. В этом случае такой двухкаскадный усилитель имеет характеристику селективности, идентичную с однокаскадным полосовым усилителем, при условии равенства параметра связи последнего значению обобщенной расстройки контуров в системе взаиморасстроенной пары.

В высококлассных моделях необходима регулировка полосы пропускания. При ступенчатой регулировке полосы наиболее просто задача решается применением двух электромеханических или пьезоэлектрических фильтров с соответствующими полосами пропускания. Плавную регулировку полосы в системе с распределенной селекцией практически удобнее производить, изменяя параметр связи в одном или двух полосовых усилительных каскадах.

7.2. ТРАНСФОРМАЦИЯ ИМПЕДАНСОВ В ШИРОКОЙ ПОЛОСЕ РАДИОЧАСТОТ

7.2.1. Основные положения

При проектировании приемной аппаратуры нередко решающее требование — обеспечение согласования импедансов в широкой полосе принимаемых частот. Такие задачи встречаются, например,

при согласовании антенных фидеров со входными цепями приемников, полосовых усилителей с магистральными линиями в многоканальной коллективной приемной антенне, в системах сосредоточенной селекции.

Резонансные методы, используемые для согласования сопротивлений на одной частоте, совершенно непригодны в тех случаях, когда полоса пропускаемых частот становится соизмеримой с ее

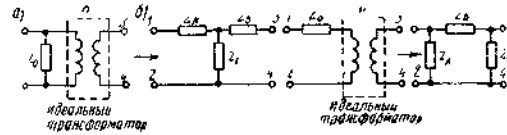


Рис. 7.1. Эквивалентные преобразования идеального трансформатора: а) с проводимостью на входе; б) с сопротивлением на входе

средней частотой. В этих условиях задача решается полосовыми фильтрами при согласовании их характеристических сопротивлений. Чтобы эти фильтры обладали свойством трансформации импедансов, они должны быть несимметричными, т. е. их характеристические сопротивления на концах должны быть различными.

Построение несимметричных (трансформаторных) фильтров может быть выполнено на базе следующих двух эквивалентностей [28].

1. Идеальный трансформатор с коэффициентом трансформации n , первичная обмотка которого зашунтирована сопротивлением Z_0 , эквивалентен Т-образному четырехполюснику рис. 7.1 с элементами:

$$Z_A = (1-n)Z_0, \quad Z_B = n(n-1)Z_0, \\ Z_C = nZ_0.$$

2. Идеальный трансформатор с коэффициентом трансформации n , первичная обмотка которого соединена с источником эдс через сопротивление Z_0 эквивалентен П-образному четырехполюснику (рис. 7.1б) с элементами:

$$Z_A = \frac{n}{n-1}Z_0, \quad Z_B = nZ_0, \quad Z_C = \frac{n^2}{1-n}Z_0.$$

На основе этих теорем в работе [21] получено значительное количество несимметричных трансформаторных фильтров ($n \neq 1$), прототипами которых послужили Т- и П-образные звенья и полувенья симметричных фильтров типа III₁, III₂, III₃, III₄ и IV_n ($n=1$).

7.2.2. Схемы трансформаторных фильтров

Расчетные формулы для трансформаторных фильтров, применяемых в радиовещании, приведены в табл. 7.1, 7.2 и 7.3. Для контроля результатов расчета там же приведены значения собственных частот отдельных контуров фильтров.

Таблица 7.1

| № пп. | Прототип (схема и характеристика затухания) | Схема трансформаторного полосового Т-образного звена | Расчетные значения элементов звена | Собственные частоты контуров звена |
|-------|---|--|---|--|
| 1 | | | $L_1 = \frac{L_1}{2}; \quad C_1 = \frac{C_2}{1 + 2C_1};$ $L_1 = \frac{R}{\pi(f_2 - f_1)}; \quad L_{II} = \frac{n^2 L_1}{2};$ $C_{II} = \frac{C_2}{n^2 \left[1 + \frac{2C_1}{2C_1 - 1} \right]}; \quad C_1 = \frac{f_2 - f_1}{4\pi f_1^2 R};$ $C_2 = \frac{1}{\pi(f_1 + f_2)R}; \quad C_{I-II} = \frac{C_2}{n}$ | $f_I = \sqrt{\frac{f_1^2 + f_2^2}{2}}$ $f_{II} = \sqrt{\frac{f_1^2 + f_2^2}{2}}$ |
| 2 | | | $L_n = \frac{L_1}{2} + L_2; \quad C_1 = 2C_1; \quad L_1 = \frac{f_2 R}{\pi f_2(f_2 - f_1)}$ $L_B = n^2 \left[\frac{L_1}{2} + L_2 \right]; \quad C_{II} = \frac{2C_1}{n^2};$ $L_2 = \frac{(f_1 + f_2)R}{4\pi f_0^2}; \quad f_0 = \sqrt{f_1 f_2}$ $K = \frac{1}{1 + \frac{L_1}{2L_2}}; \quad C_1 = \frac{f_2 - f_1}{4\pi f_0^2 R}$ | $f_I = f_0 \sqrt{\frac{2f_0^2}{f_1^2 + f_2^2}}$ $f_{II} = f_0 \sqrt{\frac{2f_0^2}{f_1^2 + f_2^2}}$ |

Таблица 7.2

| № пп. | Прототип (схема и характеристика затухания) | Схема трансформаторного полосового П-образного звена | Расчетные значения элементов звена | Собственные частоты контуров звена |
|-------|---|--|---|--|
| 1 | | <p style="text-align: center;">(Для любого n)</p> | $C_I = \frac{n-1}{n} C_1 + \frac{C_2}{2}; \quad C_{II} = \frac{f_1 + f_2}{4\pi f_0 R};$ $L_I = 2L_2; \quad C_2 = \frac{f_1}{\pi f_0 (f_2 - f_1) R};$ $L_{II} = 2L_2 n^2; \quad C_{II} = \frac{[(1-n)C_I + \frac{C_2}{2}]}{n^2};$ $L_2 = \frac{(f_2 - f_1) R}{4\pi f_0^2}; \quad C_{I-II} = \frac{C_1}{n};$ $f_0 = \sqrt{f_1 f_2}$ | $f_I = f_0 \sqrt{\frac{2f_0^2}{f_1^2 + f_2^2}}$ $f_{II} = f_2 \sqrt{\frac{2f_0^2}{f_1^2 + f_2^2}}$ |
| 2 | | <p style="text-align: center;">(Для любого n)</p> | $L_n = 2L_2; \quad C_{II} = \frac{C_2}{2n^2};$ $L_B = n^2 L_n; \quad L_1 = \frac{R}{\pi(f_1 + f_2)};$ $K = \frac{1}{1 + \frac{L_1}{2L_2}}; \quad L_2 = \frac{(f_2 - f_1) R}{4\pi f_1^2};$ $C_I = \frac{C_2}{2n^2}; \quad C_{II} = \frac{1}{\pi(f_2 - f_1) R}$ | $f_I = f_0 \sqrt{\frac{2f_0^2}{f_1^2 + f_2^2}}$ $f_{II} = f_0 \sqrt{\frac{2f_0^2}{f_1^2 + f_2^2}}$ |

Продолжение табл. 7.2

| № пп. | Прототип (схема и характеристика затухания) | Схема трансформаторного полосового П-образного звена | Расчетные значения элементов звена | Собственные частоты контуров звена |
|-------|---|--|---|---|
| 3 | | <p style="text-align: center;">(Для любого n)</p> | $L_n = 2L_2; \quad C_I = \frac{C_2}{2};$ $L_B = n^2(L_1 + 2L_2);$ $C_{I-II} = \frac{C_1}{n^2}; \quad L_{II} = 2L_2 n^2;$ $K = \sqrt{\frac{1}{1 + \frac{L_1}{2L_2}}}; \quad C_{II} = \frac{C_2}{2n^2}$ | $f_I = f_0$ $f_{I-II} = f_0 \sqrt{\frac{2f_0^2}{f_1^2 + f_2^2}}$ $f_{II} = f_0$ |
| 4 | <p style="text-align: center;">Т. IV*</p> | <p style="text-align: center;">(Для любого n)</p> | $L_I = 2L_2; \quad C_I = \frac{C_2}{2};$ $L_n = L_1 + 2L_2;$ $L_B = 2L_2 n^2; \quad C_{I-II} = C_{II};$ $K = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{L_1}{2L_2}}}; \quad C_{II} = \frac{C_2}{2n^2}$ | $f_I = f_0$ $f_{I-II} = f_0 \sqrt{\frac{2f_0^2}{f_1^2 + f_2^2}}$ $f_{II} = f_0$ |

| № пп. | Прототип (схема и характеристика затухания) | Схема трансформаторного полюсового П-образного звена | Расчетные значения элементов звена | Собственные частоты контуров звена |
|-------|---|---|--|---|
| 5 | т. IV _k | <p>(Для $n \leq 1 + \frac{C_2}{2C_1}$)</p> | $L_1 = 2L_3; C_1 = \frac{C_2}{2};$ $C_{II} = \frac{1}{n^2} \left[(1-n)C_1 + \frac{C_2}{2} \right];$ $L_{I-II} = L_1;$ $C_{I-II} = \frac{n-1}{n} C_1;$ $L_{II} = 2L_2 n^2;$ $C_{св} = \frac{C_1}{n};$ | $f_I = f_0$ $f_{I-II} = f_0$ $f_{II} = f_0 \sqrt{\frac{2f_0^2}{f_1^2 + f_2^2}}$ |
| 6 | т. IV _k | <p>(Для $n = \frac{1}{\sqrt{\frac{C_2}{2C_1}}}$)</p> | $C_1 = \frac{C_2}{2} + \frac{n-1}{n} C_1;$ $L_1 = 2L_3; C_{св} = \frac{C_1}{n};$ $L_{I-II} = L_1 n^2;$ $C_{I-II} = \frac{1-n}{n^2} C_1;$ $L_{II} = 2L_2 n^2;$ $C_{II} = \frac{C_2}{2n^2}$ | $f_I = f_0 \sqrt{\frac{2f_0^2}{f_1^2 + f_2^2}}$ $f_{I-II} = f_0$ $f_{II} = f_0$ |

| № пп. | Прототип (схема и характеристика затухания) | Схема трансформаторного полюсового полузвена | Расчетные значения элементов полузвена | Собственные частоты контуров полузвена |
|-------|---|---|--|--|
| 1 | <p>(Для любого n)</p> | $L_n = \frac{L_1}{2} + 2L_3;$ $K = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{L_1}{4L_2}}}$ $L_B = n^2 L_3; C_1 = 2C_1;$ $C_{II} = \frac{C_2}{2n^2}$ | $f_I = \frac{f_0}{\sqrt{\frac{f_1^2 + f_2^2}{f_0^2} - 1}}$ $f_{II} = f_0$ | |
| 2 | т. IV _k | <p>(Для $n < 1 + \frac{C_2}{4C_1}$)</p> | $L_1 = \frac{L_1}{2}; C_{I-II} = \frac{2C_1}{n}$ $L_{II} = 2L_2 n^2;$ $C_{II} = \frac{1}{n^2} \left[(1-n)2C_1 + \frac{C_2}{2} \right];$ $C_I = \frac{n-1}{n} 2C_1$ | $f_I = f_0$ $f_{II} = \frac{f_0}{\sqrt{\frac{f_1^2 + f_2^2}{f_0^2} - 1}}$ |

7.2.3. Частотные зависимости предельных коэффициентов трансформации

Из табл. 7.1—7.3 видно, что у звеньев, связь между элементами которых кондуктивна, коэффициент трансформации $n \leq n_{\text{пред}}$ ограничен значениями L_1, L_2, C_1 и C_2 . Последние, в свою очередь, зависят от граничных частот диапазона f_1 и f_2 . Поэтому существует прямая связь между предельно возможным коэффициентом трансформации $n_{\text{пред}}$ и полосой пропускания $\left| \frac{f_2}{f_1} \right|$.

Эти зависимости представлены на рис. 7.2.

Звенья с магнитной связью между элементами принципиально могут быть выполнены с любым коэффициентом трансформации n . Однако реально достижимое значение n определяется возможностью практической реализации коэффициента связи k . Величина k также определяется полосой пропускания $\left(\frac{f_2}{f_1} \right)$.

Зависимости $\frac{f_2}{f_1} = f(k)$ для звеньев с магнитной связью между элементами приведены на рис. 7.3. Анализируя их, приходим к следующим выводам:

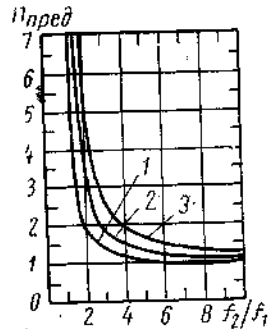


Рис. 7.2. Связь предельного коэффициента трансформации с коэффициентом перекрытия по частоте:
1 — звено прототипа III_1 , III_2, III_3, III_4 ; 2 — полузвено прототипа IV_k ; 3 — звено прототипа IV_k

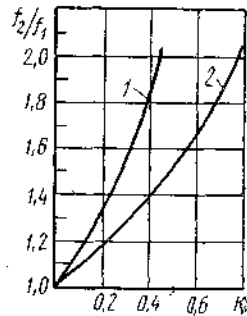


Рис. 7.3. Зависимость коэффициента перекрытия по частоте от коэффициента связи между обмотками:
1 — звено типа IV_k ; 2 — полузвено типа IV_k

1. Максимумы в звеньях с кондуктивной связью полностью определяются полосой пропускания фильтра. В звеньях с магнитной связью n определяется реально достижимым коэффициентом связи обмоток.

2. Звено фильтра любого типа позволяет достигнуть значительно большей трансформации сопротивлений, чем полузвено.

3. При заданном коэффициенте трансформации импедансов несимметричный фильтр типа IV_k наиболее широкополосен.

4. С увеличением полосы пропускания трансформаторные свойства звеньев всех типов нивелируются.

Приведенные в работе [21] экспериментальные характеристики существующих широкополосных трансформаторов показали, что рассмотренный метод преобразования симметричных полосовых фильтров позволяет в значительной мере преодолеть недостатки, вызванные несовершенством высокочастотных контуров (значительная индуктивность рассеяния в индуктивно связанных контурах, распределенные емкости катушек, индуктивность монтажа), и построить на заданную полосу пропускания высокочастотные трансформаторы с плоскими характеристиками.

7.3. СИСТЕМЫ СОСРЕДОТОЧЕННОЙ СЕЛЕКЦИИ НА LC КОНТУРАХ

7.3.1. Типы полосовых звеньев

Под фильтром сосредоточенной секции (ФСС) понимают систему Т- или П-образных полосовых звеньев, согласованных между собою по характеристическому сопротивлению. Наибольший интерес для радиовещания представляют простейшие звенья типа III_3 и III_4 (рис. 7.4—7.5) с минимальным числом элементов.

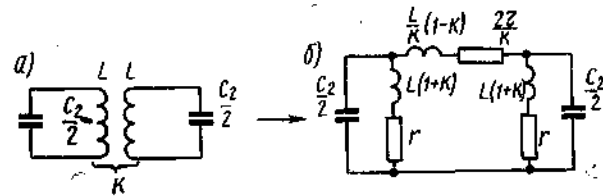


Рис. 7.4. Фильтр типа III_3 :
а) принципиальная схема; б) эквивалентная схема

Для звена типа III_3 (с индуктивной связью между элементами) затухание больше в области верхних частот полосы задерживания, в то время как для звена типа III_4 (с емкостной связью) большее затухание получается в области нижних частот. Поэтому симметричная характеристика затухания многозвенного фильтра может быть получена комбинацией звеньев обоих типов. Такое построение системы селекции более экономично, чем использование шестиэлементных симметричных звеньев типа IV_k , так как необходимое число элементов резко сокращается.

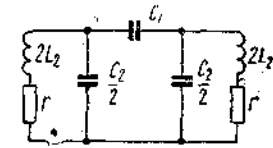


Рис. 7.5. Схема фильтра типа III_4

7.3.2. Частотная характеристика усилителя

Схема межкаскадной связи усилителя с ФСС приведена на рис. 7.6.

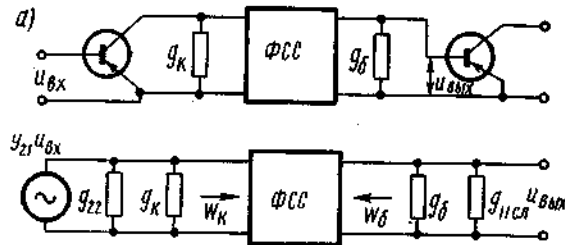


Рис. 7.6. Усилитель с фильтром сосредоточенной селекции:
а) принципиальная схема; б) эквивалентная схема

Будем полагать, что N -звенный фильтр сосредоточенной селекции состоит из $N-1$ срединных симметричных звеньев с равными характеристическими сопротивлениями на концах W_{cp} и двух оконечных трансформаторных полувзвеньев (с различными характеристическими сопротивлениями и коэффициентами трансформации n_k и $n_б$), предназначенных соответственно для согласования срединных звеньев с коллекторной цепью предыдущего каскада ($W_k - W_{cp}$) и базовой цепью следующего каскада ($W_б - W_{cp}$). В этом случае общий коэффициент трансформации

$$n = n_k n_б = \sqrt{\frac{W_{cp}}{W_k}} \sqrt{\frac{W_б}{W_{cp}}} = \sqrt{\frac{W_б}{W_k}},$$

где W_k и $W_б$ — характеристические сопротивления оконечных полувзвеньев со стороны коллекторной и базовой цепей;

W_{cp} — характеристическое сопротивление средних звеньев.

Методика расчета трансформаторных полувзвеньев рассмотрена в разд. 7.2.

При взаимном согласовании звеньев коэффициент усиления по напряжению [29]

$$K_u = \frac{|Y_{21}|}{g_б \div g_{нсл} \div g_k \div g_{22}} \frac{\alpha_k \alpha_б}{\alpha_0} \sigma e^{-\gamma}, \quad (7.1)$$

где $\alpha_k = \frac{2 \sqrt{W_k (g_k \div g_{22})}}{1 \div W_k (g_k \div g_{22})}$ — коэффициент рассогласования ФСС с коллекторной цепью;

$\alpha_б = \frac{2 \sqrt{W_б (g_б \div g_{нсл})}}{1 \div W_б (g_б \div g_{нсл})}$ — коэффициент рассогласования ФСС с базовой цепью следующего каскада;

$\sigma = \frac{\sqrt{2 \sqrt{W_k (g_k \div g_{22})} (g_б \div g_{нсл})}}{g_k \div g_{22} \div g_б \div g_{нсл}}$ — коэффициент рассогласования на грузок ФСС;

$\frac{1}{\sigma} = 1 - \frac{1 - W_k (g_k \div g_{22})}{1 \div W_k (g_k \div g_{22})} \frac{1 - W_б (g_б \div g_{нсл})}{1 \div W_б (g_б \div g_{нсл})} e^{-2\gamma}$ — коэффициент взаимодействия, учитывающий эффект отражения волны от нагрузки к источнику и от последнего обратно к нагрузке;

$\gamma = \beta + i\alpha$ — постоянная распространения.

Пользуясь простыми физическими рассуждениями, коэффициентом взаимодействия σ можно пренебречь. Действительно, в полосе задерживания и на частотах среза σ близка к единице вследствие того, что волна, дважды проходя через систему звеньев, значительно затухает. В середине полосы пропускания отражение от нагрузок практически отсутствует

$(g_б \div g_{нсл} \approx \frac{1}{W_б}, g_k \div g_{22} \approx \frac{1}{W_k})$, а поэтому также $\sigma \approx 1$.

Полагая $\sigma = 1$, после преобразований в (7.1) получим выражение для комплексного коэффициента усиления:

$$K_u = 2 \frac{|Y_{21}|^2}{g_б \div g_{нсл}} \sqrt{\frac{W_k}{W_б}} \frac{e^{-\gamma}}{[1 \div W_k (g_k \div g_{22})] [1 \div \frac{1}{W_б (g_б \div g_{нсл})}]}$$

Отсюда модуль коэффициента усиления $K_{u(мод)}$:

$$K_{u(мод)} = \ln |K_u| = \ln^2 \left[\frac{|Y_{21}|}{g_б \div g_{нсл}} \right] + \frac{1}{2} \ln \frac{W_k}{W_б} - \beta_c - \beta_k - \beta_б, \quad (7.2)$$

где

$\beta_c = \sum_{i=1}^N \beta_{ci}$ — собственное затухание в N звеньях фильтров:

$$\beta_k = \ln |1 + W_k (g_k + g_{22})| \quad (7.3)$$

— затухание вследствие несогласованности ФСС с коллекторной цепью;

$$\beta_б = \ln \left| 1 + \frac{1}{W_б (g_б + g_{нсл})} \right| \quad (7.4)$$

— затухание вследствие несогласованности ФСС с базовой цепью.

Для звеньев типа III₃ и III₄ (рис. 7.4, 7.5) характеристические сопротивления с учетом потерь определяются выражением [30]

$$W_k (g_k + g_{22}) = W_б (g_б + g_{нсл}) = \frac{\left(\frac{1}{Q_k} + i \right)^2}{Q_k \left(1 - \frac{f_1^2}{f^2} \right) - i} \left[Q_k \left(1 - \frac{f_2^2}{f^2} \right) - i \right], \quad (7.5)$$

где f_1 и f_2 — частоты среза, Q_k — конструктивная добротность контура.

Отсюда видно, что для любой частоты f справедливо

$$\frac{W_k}{W_6} = \frac{g_6 + g_{1ссл}}{g_k + g_{2з}} \quad (7.6)$$

На резонансной частоте фильтра $f = f_{рез}$, характеристические сопротивления и затухания из-за несогласованностей:

$$W_{k рез} = \frac{1}{g_k + g_{2з}}, \quad W_{6 рез} = \frac{1}{g_6 + g_{1ссл}}, \quad \beta_{k рез} = \beta_{6 рез} = \ln 2.$$

Подставляя эти значения в (7.2), найдем соотношение для усиления на резонансной частоте:

$$K_{и рез} = \frac{1}{2} \frac{|Y_{21}|_{рез} e^{-\beta_{с/рез}}}{\sqrt{(g_k + g_{2з})(g_6 + g_{1ссл})}} \quad (7.7)$$

Для определения g_k и g_6 полностью применимы расчетные формулы, полученные при анализе широкополосного усилителя (разд. 6.1.3), учитывая, что последний можно рассматривать как систему ФСС, в которой средние звенья отсутствуют.

Подставляя значения g_k и g_6 из (6.64) и (6.65) в выражение (7.7), получим

$$K_{и рез} = \frac{2K_{и макс}}{\sqrt{(A_2 + 1)(A_{1ссл} + 1)}} 10^{-\frac{\beta_{с(дб)}}{20}}, \quad (7.8)$$

где $K_{и макс} = \frac{1}{2} \frac{|Y_{21}|}{\sqrt{g_{1ссл}g_{2з}}}$ — максимальное усиление при отсутствии потерь в звеньях фильтра; A_2 и $A_{1ссл}$ — показатели связи, определяемые из выражений (6.4) и (6.6) при $\eta = 1$.

Вычитая (7.7) из (7.2), получим общее выражение для частотной характеристики усилителя с многозвенным фильтром сосредоточенной селекции:

$$\beta_{з} = \ln \frac{K_{и рез}}{K_{и}} = \beta_{с} + \beta_k + \beta_6 - \beta_{с/рез} - \ln 4.$$

Заметим, что, как это следует из (7.3) и (7.4), на резонансной частоте $(\beta_k + \beta_6)_{рез} = \ln 4$.

Для создания простой методики расчета характеристики селективности усилителя с ФСС ниже это сложное выражение заменим более простыми соотношениями, позволяющими для каждого типа звена определить его селективные свойства в некоторых характерных точках его кривой затухания — на средней частоте, частотах среза и любых дискретных частотах полосы задерживания. Располагая рядом значений затухания в этих точках, можно затем легко построить общую кривую селективности.

7.3.3. Собственное затухание звеньев

А. ЗАТУХАНИЕ ЗВЕНА ТИПА III₃

Для определения собственного затухания звена типа III₃ (рис. 7.4б) воспользуемся общим выражением для постоянной распространения γ :

$$\operatorname{ch} \gamma = \operatorname{ch}(\beta + i\alpha) = 1 + \frac{Z_1}{2Z_2}; \quad (7.9)$$

где Z_1 и Z_2 — импедансы последовательной и параллельной ветви. Для звена типа III₃, как показано в работе [3]:

$$Z_1 = \frac{2r}{\kappa} + \frac{i\omega L}{\kappa} \left(1 - \kappa^2 - \frac{1}{Q_k^2}\right);$$

$$\frac{1}{2Z_2} = \frac{i\omega C_2}{2} + \frac{1}{r + i\omega L(1 + \kappa)};$$

$$L = W \frac{(f_2 - f_1)(f_1^2 + f_2^2)}{4\pi f_0^2};$$

$$\kappa = \frac{f_2^2 - f_1^2}{f_2^2 + f_1^2}, \quad C_2 = \frac{1}{\pi(f_2 - f_1)W},$$

где f_1 и f_2 — частоты среза, $f_0^2 = f_1 f_2$. Подставляя в (7.9), после преобразований получим

$$\operatorname{ch} \gamma = \operatorname{ch}(\beta + i\alpha) = A + iB,$$

где

$$A = 1 + \frac{2(f_1^2 - f_2^2)}{f_2^2 - f_1^2}, \quad (7.10)$$

$$B = \frac{f_2^2 + f_1^2}{Q_k(f_2^2 - f_1^2)} \left[\frac{f_1^2 + f_2^2}{f_0^2} f^2 - 1 \right]. \quad (7.11)$$

При известных значениях A и B :

$$\operatorname{ch} \beta = \frac{1}{2} [\sqrt{(1+A)^2 + B^2} + \sqrt{(1-A)^2 + B^2}]. \quad (7.12)$$

$$\cos(\pm \alpha) = \frac{1}{2} [\sqrt{(1+A)^2 + B^2} - \sqrt{(1-A)^2 + B^2}];$$

при этом $\alpha < 0$ при $B < 0$.

Рассмотрим частные случаи.

1. $A = 0$.

В этом случае затухание минимально, поэтому найденное из уравнения (7.10) значение $f = f_{рез} = \sqrt{\frac{f_2^2 + f_1^2}{2}}$ соответствует резонансу.

нансной частоте звена.

$$\text{При } f = f_{\text{рез}} \text{ и } A = 0 \quad \text{sh } \beta_{\text{рез}} = \frac{f_2^2 + f_1^2}{(f_2^2 - f_1^2) Q_k} \frac{f_2 + f_1}{2f_0^2} \quad (7.13)$$

Для узкополосных фильтров можно считать, что

$$f_1 + f_2 \approx 2f_0 \text{ и } \frac{f_1 + f_2}{2} \approx f_0 = f_{\text{рез}}^2, \quad \text{sh } \beta_{\text{рез}} \approx \frac{f_0}{(f_2 - f_1) Q_k} \quad (7.14)$$

2. Затухание на частотах среза.

а) $f = f_1$ — нижняя частота среза.

В этом случае

$$A = 1, \quad B = \frac{f_2^2 + f_1^2}{Q_k (f_2^2 - f_1^2)} \frac{f_1}{f_2} \quad (7.15)$$

После подстановки значений A и B в ф-лу (7.12)

$$[\text{ch } \beta]_{f=f_1} = \frac{B}{2} + \frac{1}{2} \sqrt{4 + B^2} = \frac{1}{2Q_k} \frac{f_1^2 (f_2^2 + f_1^2)}{f_2^2 (f_2^2 - f_1^2)} + \sqrt{1 + \left[\frac{1}{2Q_k} \frac{f_1^2 (f_2^2 + f_1^2)}{f_2^2 (f_2^2 - f_1^2)} \right]^2};$$

б) $f = f_2$ — верхняя частота среза.

В этом случае

$$A = -1, \quad B = \frac{f_2^2 + f_1^2}{Q_k (f_2^2 - f_1^2)} \frac{f_2}{f_1}$$

3. Затухание на дальних скатах

Для этого случая членом, содержащим Q_k можно пренебречь. Тогда

$$B = 0, \quad \text{ch } \beta = A = \left| 1 + \frac{2f_1^2 - f^2}{f_2^2 - f_1^2} \right|$$

Для любой частоты в пределах полосы пропускания $f_1 < f < f_2$ — затухание определяется общим выражением (7.12).

В. ЗАТУХАНИЕ В ЗВЕНЕ ТИПА III.

Элементы звена фильтра типа III₄ (рис. 7.5) определяются из следующих выражений:

$$L_2 = \frac{f_2 - f_1}{4\pi f_0^2} W, \quad C_1 = \frac{f_1 + f_2}{4\pi f_0^2 W}$$

Таблица 7.4

| Частота | Звено типа III ₂ | Звено типа III ₄ |
|--|--|--|
| $f = f_{\text{рез}}$ (резонансная частота) | $\text{sh } \beta_{\text{рез}} = \frac{1}{Q_k} \frac{f_2^2 + f_1^2}{f_2^2 - f_1^2} \frac{f_2 + f_1}{2f_1^2 f_2^2}$ $f_{\text{рез}} = \sqrt{\frac{f_2^2 + f_1^2}{2}}$ | $\text{sh } \beta_{\text{рез}} = \frac{1}{Q_k} \frac{f_2^2 + f_1^2}{f_2^2 - f_1^2}$ $f_{\text{рез}} = \frac{f_1 f_2}{\sqrt{\frac{f_1^2 + f_2^2}{2}}}$ |
| $f = f_1$ (нижняя частота среза) | $\text{ch } \beta_c = a_1 + \sqrt{1 + a_1^2}$ $a_1 = \frac{1}{2Q_k} \frac{f_1^2}{f_2^2} \frac{f_2^2 + f_1^2}{f_2^2 - f_1^2}$ | $\text{ch } \beta_c = b_1 + \sqrt{1 + b_1^2}$ $b_1 = \frac{1}{Q_k} \frac{f_2^2}{f_2^2 - f_1^2}$ |
| $f = f_2$ (верхняя частота среза) | $\text{ch } \beta_c = a_2 + \sqrt{1 + a_2^2}$ $a_2 = \frac{1}{2Q_k} \frac{f_2^2}{f_1^2} \frac{f_2^2 + f_1^2}{f_2^2 - f_1^2}$ | $\text{ch } \beta_c = b_2 + \sqrt{1 + b_2^2}$ $b_2 = \frac{1}{Q_k} \frac{f_1^2}{f_2^2 - f_1^2}$ |
| $f < f_1$ (ниже нижней частоты среза) | $\text{ch } \beta_c = 1 + \frac{2(f_1^2 - f^2)}{f_2^2 - f_1^2}$ | $\text{ch } \beta_c = \frac{2f_1^2 (f_2^2 - f^2)}{f^2 (f_2^2 - f_1^2)} - 1$ |
| $f > f_2$ (выше верхней частоты среза) | $\text{ch } \beta_c = \frac{2(f_2^2 - f^2)}{f_2^2 - f_1^2} - 1$ | $\text{ch } \beta_c = 1 + \frac{2f_1^2 (f^2 - f_2^2)}{f^2 (f_2^2 - f_1^2)}$ |
| $f_1 < f < f_2$ (в полосе пропускания) | $\text{ch } \beta_c = \frac{1}{2} [\sqrt{(1 + A)^2 + B^2} + \sqrt{(1 - A)^2 + B^2}]$ $A = 1 + \frac{2(f_1^2 - f^2)}{f_2^2 - f_1^2}$ $B = \frac{f_2^2 + f_1^2}{(f_2^2 - f_1^2) Q_k} \left[\frac{f_1^2 + f_2^2}{f_1^2 f_2^2} f^2 - 1 \right]$ | $\text{ch } \beta_c = \frac{1}{2} [\sqrt{(1 + A)^2 + B^2} + \sqrt{(1 - A)^2 + B^2}]$ $A = 1 + \frac{2f_1^2 (f^2 - f_2^2)}{f^2 (f_2^2 - f_1^2)}$ $B = \frac{2f_1^2 f_2^2}{Q_k (f_2^2 - f_1^2) f^2}$ |

$$C_2 = \frac{f_1}{\pi f_2 (f_2 - f_1) W}$$

Как и раньше, находим $\text{ch } \gamma = 1 + \frac{Z_1}{2Z_2}$,

$$\text{где } Z_1 = \frac{1}{i\omega C_1}$$

$$\frac{1}{Z_2} = i\omega C_2 + \frac{1}{r + i\omega L_2}$$

После преобразований находим, что

$$\text{ch } \gamma = 1 + \frac{2f_1^2 (f_2^2 - f_1^2)}{f_2^2 (f_2^2 - f_1^2)} + \frac{2f_1^2}{Q_k^2 (f_2^2 - f_1^2)} - i \frac{2f_1^2 f_2^2}{Q_k f_2^2 (f_2^2 - f_1^2)} = A + iB$$

Пренебрегая членом, содержащим множитель $\frac{1}{Q_k^2}$, получим выражения для A и B :

$$A = 1 + \frac{2f_1^2 (f_2^2 - f_1^2)}{f_2^2 (f_2^2 - f_1^2)}, \quad (7.16)$$

$$B = - \frac{2f_1^2 f_2^2}{Q_k f_2^2 (f_2^2 - f_1^2)}. \quad (7.17)$$

Пользуясь методикой, примененной выше для звена типа III₃, можно определить затухание на частотах $f_{\text{реза}}$, f_1 , f_2 , $f < f_1$ и $f > f_2$. Опуская промежуточные выкладки, приводим в табл. 7.4 окончательные формулы для определения этих затуханий. Из таблицы видно, что симметричная характеристика затухания может быть получена при использовании равного числа звеньев типа III₃ и III₄. Мы не приводим анализа затухания в симметричном фильтре IV_h, так как использование его в усилителях сосредоточенной селекции радиовещательных приемников экономически нецелесообразно и конструктивно мало приемлемо.

7.3.4. Затухание вследствие несогласованностей с нагрузками

Для определения коэффициентов отражения, вызванного наличием несогласованностей с нагрузками, были получены выражения (7.3) и (7.4). Соотношения для характеристических сопротивлений W_k и W_6 , определяемых ф-лой (7.5), могут быть приведены к показательной комплексной форме:

$$W_k (g_k + g_{22}) = W_6 (g_6 + g_{11cl}) = \frac{f_2 - f_1}{f} Q_k e^{-i\psi} \sqrt{\cos \varphi_1 \cos \varphi_2}, \quad (7.18)$$

где

$$\text{tg } \varphi_1 = Q_k \left(1 - \frac{f_1^2}{f^2} \right), \quad (7.19)$$

$$\text{tg } \varphi_2 = Q_k \left(1 - \frac{f_2^2}{f^2} \right), \quad (7.20)$$

$$\psi = \frac{\varphi_1 + \varphi_2}{2}. \quad (7.21)$$

Заменяя в ур-ниях (7.3) и (7.4) величину W_k и W_6 согласно выражению (7.18) и переходя к модулю, найдем следующие расчетные формулы для коэффициентов отражения:

$$\beta_k = \frac{1}{2} \ln \left(1 + t_1^2 + 2t_1 \cos \frac{\varphi_1 + \varphi_2}{2} \right); \quad (7.22)$$

$$\beta_6 = \beta_k - \ln t_1, \quad (7.23)$$

где

$$t_1 = \frac{f_2 - f_1}{f} Q_k \sqrt{\cos \varphi_1 \cos \varphi_2}. \quad (7.24)$$

Для полосы задерживания эти формулы могут быть несколько упрощены, если учесть, что в этом случае потерями в контурах можно пренебречь (аналогично тому, как это было сделано при выводе уравнений для собственного затухания звеньев). Тогда выражение (7.18) для характеристического сопротивления принимает вид

$$W_k (g_k + g_{22}) = W_6 (g_6 + g_{11cl}) = i \frac{\frac{f_2 - f_1}{f}}{\sqrt{\left(1 - \frac{f_1^2}{f^2}\right) \left(1 - \frac{f_2^2}{f^2}\right)}} = \frac{i}{\sqrt{t_2^2 - 1}}, \quad (7.25)$$

$$\text{где } t_2 = \left| \frac{\frac{f_0^2}{f^2} - 1}{\frac{f_2 - f_1}{f}} \right|, \text{ следовательно,}$$

$$\beta_k = \ln \left| 1 + W_k (g_k + g_{22}) \right| = \ln \frac{t_2}{\sqrt{t_2^2 - 1}},$$

$$\beta_6 = \ln \left| 1 + \frac{1}{W_6 (g_6 + g_{11cl})} \right| = \ln t_2.$$

Формулы, позволяющие вычислить коэффициенты отражения на частотах среза f_1 и f_2 и на любой частоте расчетов затуханий в многозвенном фильтре большинство полученных соотношений номографировано (рис. 7.7—7.14).

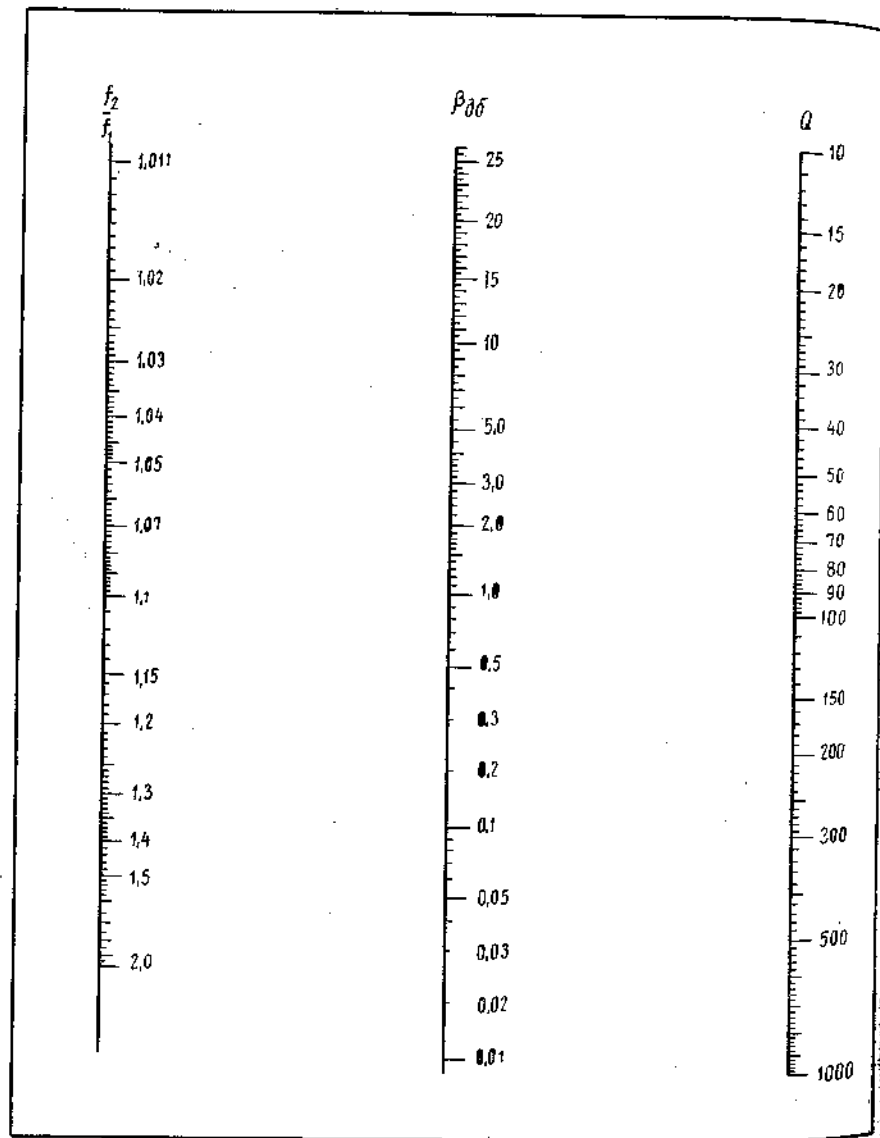


Рис. 7.7. Затухание в звеньях типа III_3 и III_4 на средней частоте (f_0)

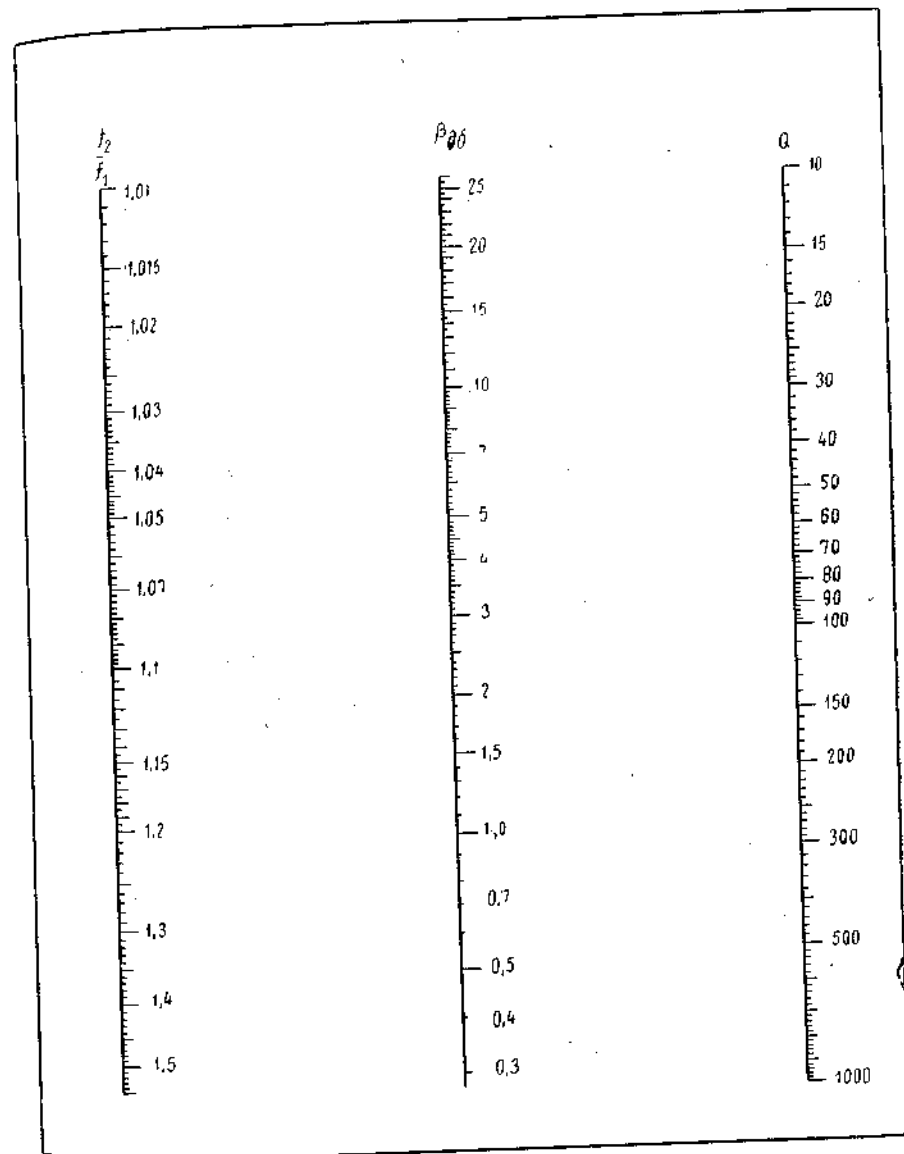


Рис. 7.8. Затухание в звене типа III_2 на нижней частоте среза (f_1)

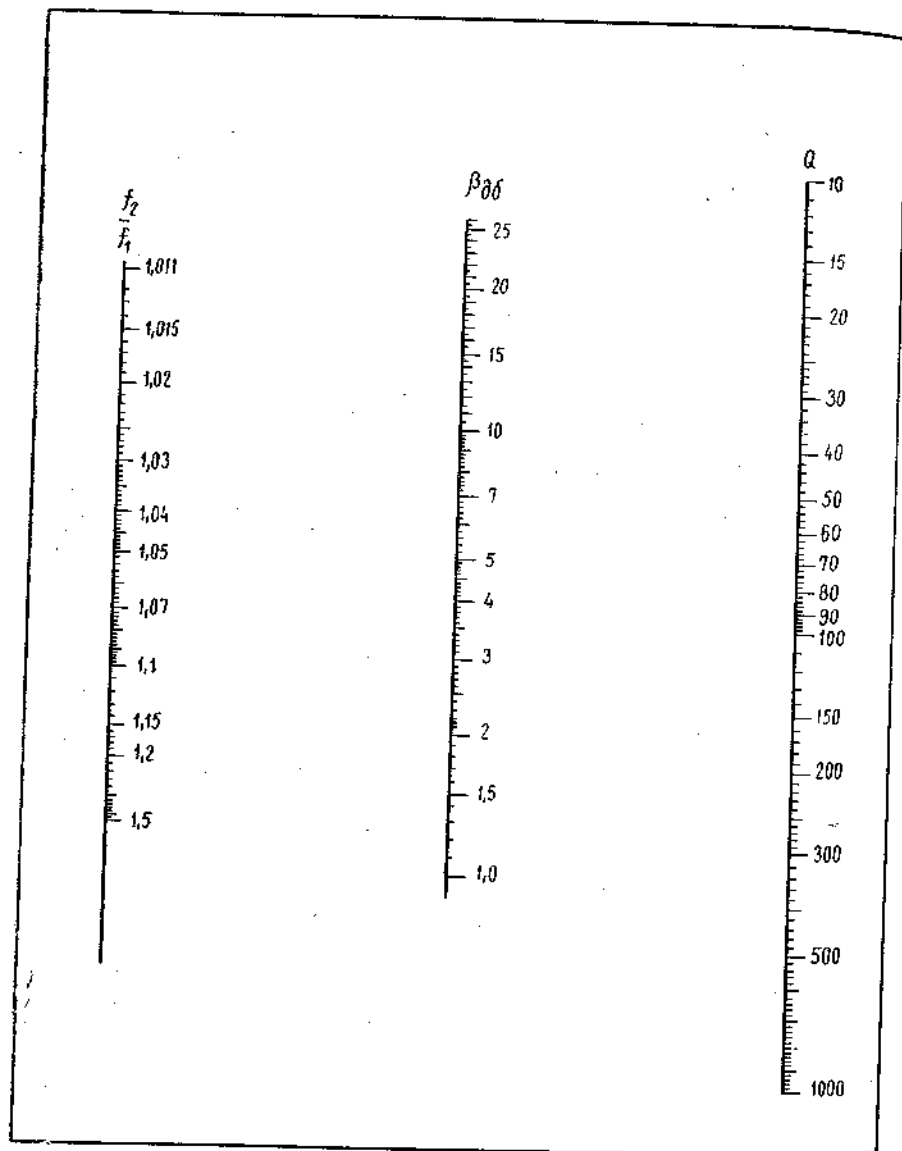


Рис. 7.9. Затухание в звене типа III₃ на верхней частоте среза (f_2)

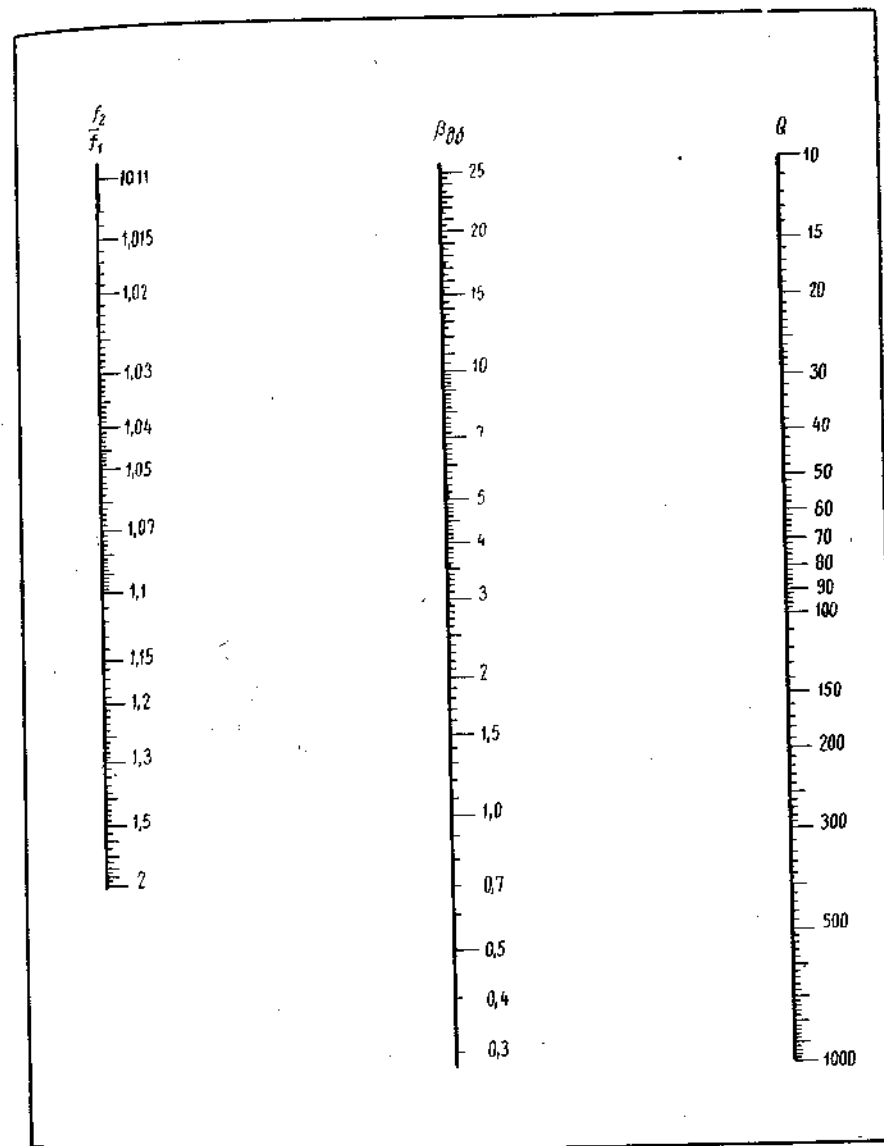


Рис. 7.10. Затухание в звене типа III₄ на нижней частоте среза (f_1)

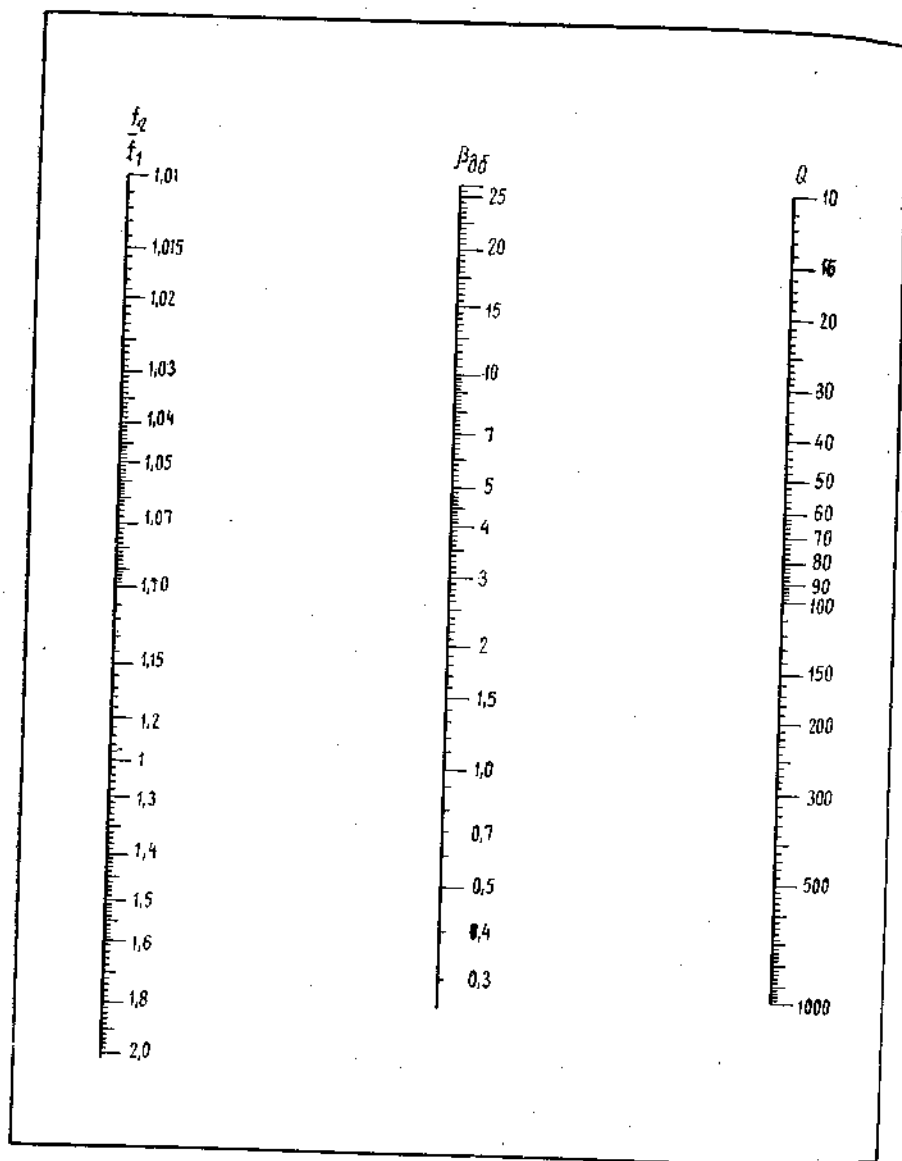


Рис. 7.11. Затухание в звене типа III_a на верхней частоте среза (f_2)

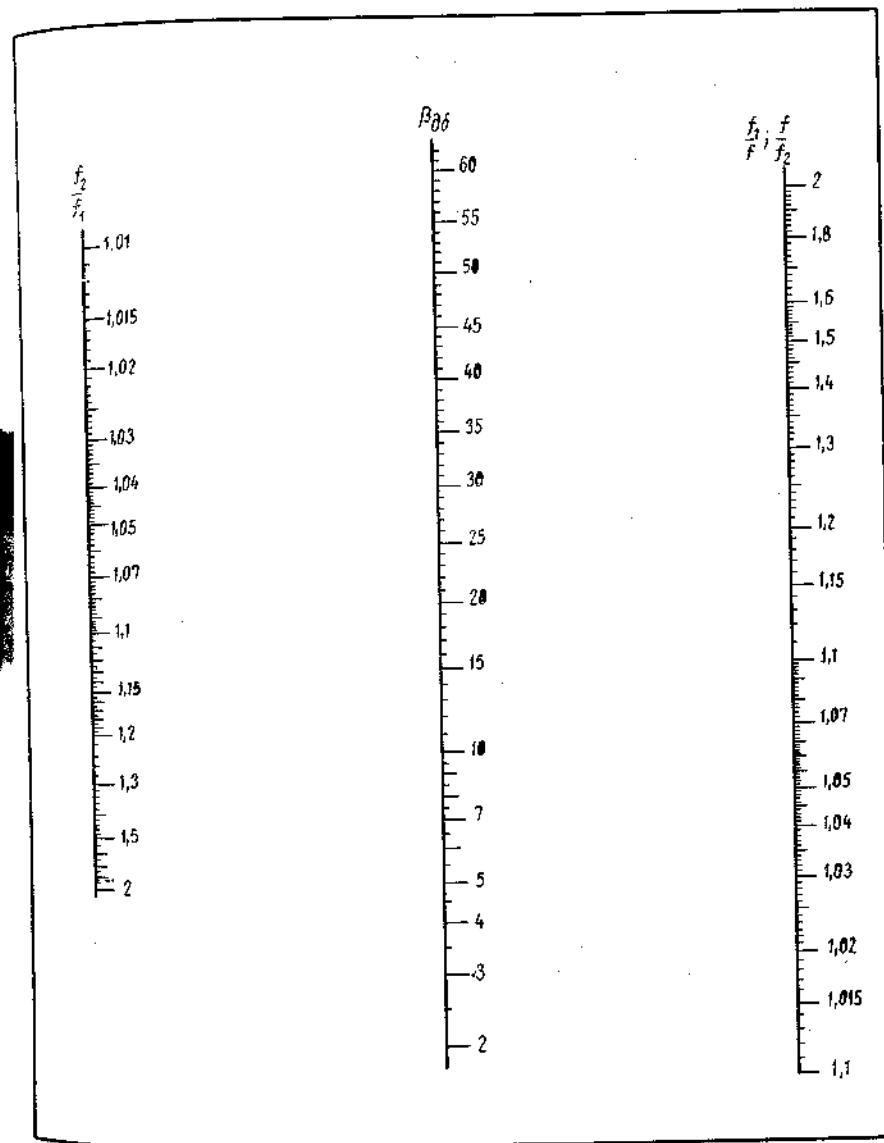


Рис. 7.12. Затухание на частотах:
 а) $f > f_2$ — для звена типа III_b; б) $f < f_1$ — для звена типа III_a.

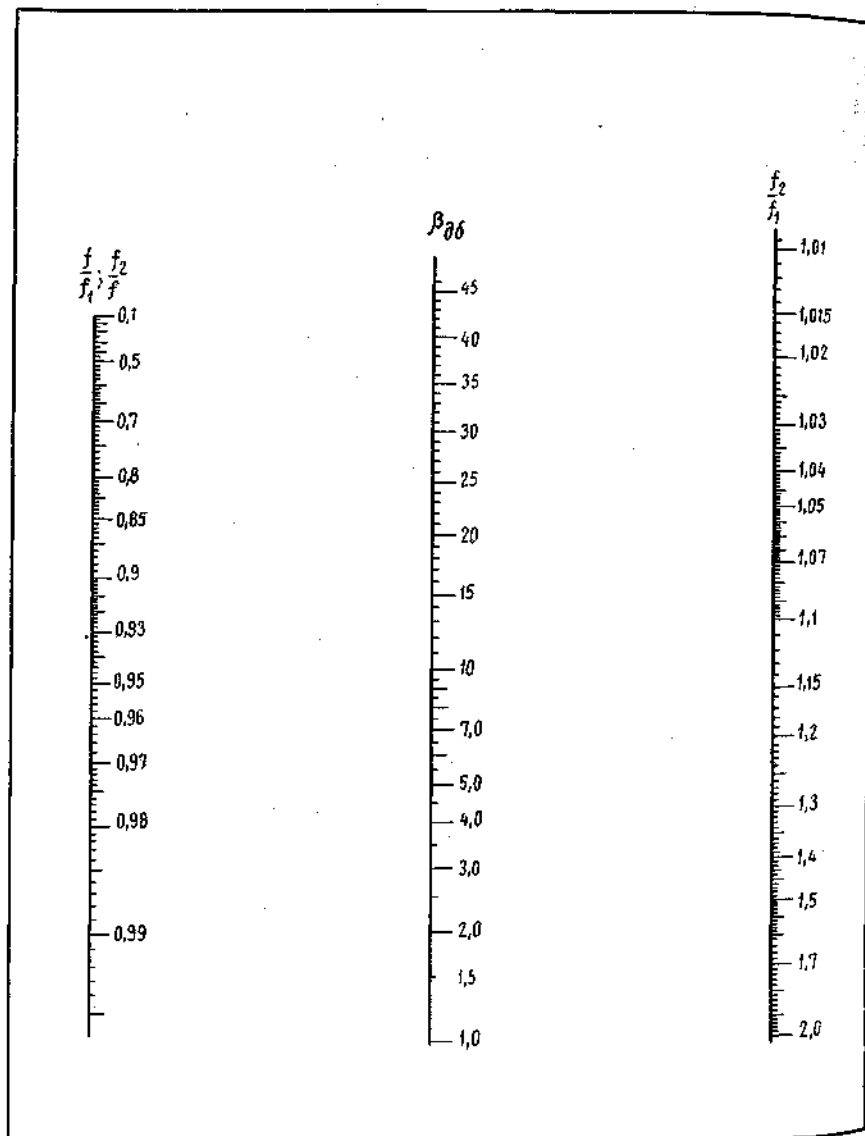


Рис. 7.13. Затухание на частотах:
 а) $f > f_2$ — для звена типа III_к; б) $f < f_1$ — для звена типа III_з

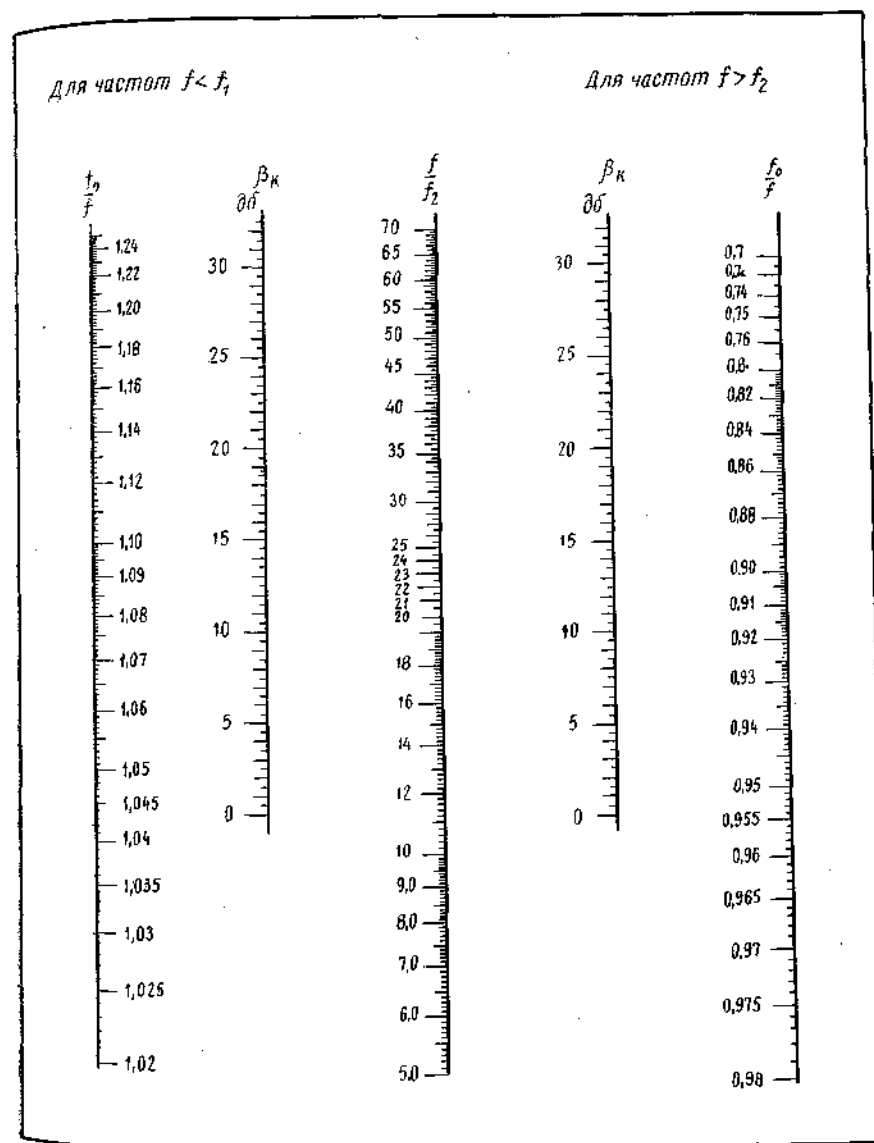


Рис. 7.14. Затухание вследствие отражения от коллекторной цепи

Таблица

| Частота | Коэффициенты отражения |
|-----------------|---|
| $f = f_1$ | $\beta_k = \frac{1}{2} \ln \left(1 + t_1^2 + 2t_1 \cos \frac{\varphi_2}{2} \right)$ $\beta_0 = \beta_k - \ln t_1$ $t_1 = Q_k \frac{f_2 - f_1}{f_1} \sqrt{\cos \varphi_2}$ $\operatorname{tg} \varphi_2 = -Q_k \frac{f_2 - f_1}{f_1} \frac{f_2 + f_1}{f_1}$ |
| $f = f_2$ | $\beta_k = \frac{1}{2} \ln \left(1 + t_1^2 + 2t_1 \cos \frac{\varphi_1}{2} \right)$ $\beta_0 = \beta_k - \ln t_1$ $t_1 = Q_k \frac{f_2 - f_1}{f_2} \sqrt{\cos \varphi_1}$ $\operatorname{tg} \varphi_1 = Q_k \frac{f_2 - f_1}{f_2} \frac{f_2 + f_1}{f_2}$ |
| $f_1 < f < f_2$ | $\beta_k = \ln \frac{f^2}{\sqrt{f^2 - 1}}$ $\beta_0 = \ln t_2$ $t_2 = \frac{f_2 - f}{f_2 - f_1} \frac{f_0 + f}{f}$ |

7.3.5. Построение многосвязных фильтров

Для получения симметричной характеристики затухания ФСС выполняется из равного количества звеньев типов III₃ и III₄. В местах соединения звеньев параллельные элементы надо электрически сложить. Сложение параллельных элементов не требует пояснений. В результате же сложения индуктивностей трансформаторного звена типа III₃ и звена типа III₄ создается новое трансформаторное звено с эквивалентными значениями индуктивностей обмоток и коэффициента связи между ними. При этом возможны два вида сложения.

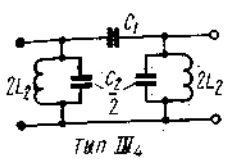
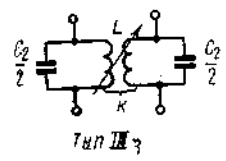
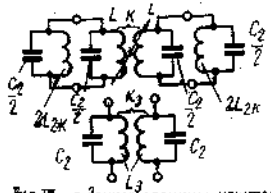
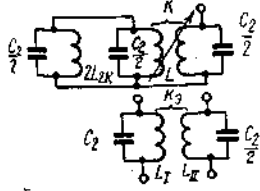
а) параллельно каждой обмотке трансформаторного звена типа III₃ подключается катушка индуктивности звена типа III₄. Этот вид соединения, который мы назовем «трансформатор с двусторонним шунтом», используется для срединных звеньев ФСС;

б) катушка индуктивности звена типа III₄ подключается лишь к одной из обмоток трансформаторного звена типа III₃. Это соединение — трансформатор с односторонним шунтом используется в оконечных звеньях ФСС.

Сводная таблица расчетных формул для узкополосных фильтров

$$\left(\frac{f_2 - f_1}{f_0} \approx \frac{\Delta F}{f_0} < 0,1 \right)$$

Таблица 7.6

| Схема | Формулы для значения элементов |
|---|---|
|  <p>Тип III₄</p> | $C_1 = \frac{f_1 + f_2}{4\pi f_1 f_2 R_H} = \frac{1}{2\pi f_0 R_H}$ $C_2 = \frac{f_1}{\pi f_2 (f_2 - f_1) R_H} \approx \frac{1}{\pi \Delta F R_H}; f_2 - f_1 = \Delta F$ $L_2 = L_{2к} = \frac{(f_2 - f_1) R_H}{4\pi f_1 f_2} = \frac{\Delta F R_H}{4\pi f_0^2}$ |
|  <p>Тип III₃</p> | $C_2 = C_{2к} = \frac{1}{\pi \Delta F R_H}$ $K = \frac{f_2^2 - f_1^2}{f_2^2 + f_1^2} = \frac{\Delta F}{f_0}$ $L = \frac{(f_2 - f_1) (f_1^2 + f_2^2)}{4\pi f_0^4} R_H = \frac{\Delta F R_H}{2\pi f_0^2}$ |
|  <p>Тип III₄ с двусторонним шунтом</p> | $C_{2к} = \frac{1}{\pi \Delta F R_H}$ $K_2 = \frac{K}{1 + \frac{L^{III_4}}{2L_2^{III_4}}} = \frac{\Delta F}{2f_0}$ $L_2 = \frac{L}{1 + \frac{L^{III_4}}{2L_2^{III_4}}} = \frac{\Delta F R_H}{4\pi f_0^2}$ $L_2^{III_4} = L_{2к} \quad C_2^{III_4} \approx C_{2к}$ |
|  <p>Тип III₃ с односторонним шунтом</p> | $C_2 = C_{2к} = \frac{1}{\pi (f_2 - f_1) R_H}$ $L_1 = \frac{L}{n^2} \quad n \approx \sqrt{1 + \frac{L}{2L_{2к}}} = \sqrt{2}$ $L_1 = \frac{\Delta F R_H}{4\pi f_0^2} \quad L_{II} = L = \frac{\Delta F R_H}{2\pi f_0^2}$ $K_2 = \frac{K}{n} = \frac{\Delta F}{\sqrt{2} f_0}$ |

Методика расчета элементов звеньев типа III_3 и III_4 при наличии шунтов и без них рассмотрена в работе [3]. Применительно к узкополосным фильтрам $\frac{f_2 - f_1}{f_0} \ll 0,1$, используемым в радиовещательных приемниках, соответствующие формулы, заимствованные из [3], приведены в табл. 7.6.

7.3.6. Балансные фильтры сосредоточенной селекции

Дальнейшее повышение селективности в тракте пч достигается балансными фильтрами сосредоточенной селекции (БФСС) [31, 32], позволяющими при неизменном числе звеньев повысить его коэффициент прямоуглольности. Идея построения подобных фильтров

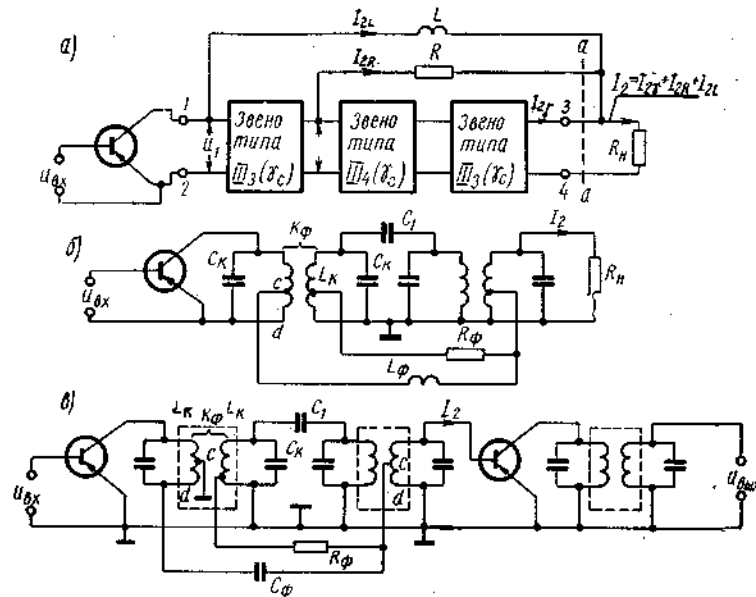


Рис. 7.15. Балансный фильтр сосредоточенной селекции: а) скелетная схема; б) практическая схема с фазированной индуктивностью; в) практическая схема с фазированной емкостью

может быть уяснена из рис. 7.15а. Как видно, система включает 2 трансформаторных звена типа III_3 и одно III_4 , согласованные между собой по характеристическому сопротивлению, и фазированные двухполюсники L и R рассчитанные так, что в системе возникают бесконечные затухания на двух симметричных частотах $f_{\infty n}$ и $f_{\infty b}$. Применительно к радиовещательным приемникам эти 2 частоты выбираются равными несущим частотам радиостанций со-

седних каналов:

$$f_{\infty n} = f_{пч} - 10 \text{ кГц};$$

$$f_{\infty b} = f_{пч} + 10 \text{ кГц},$$

где $f_{пч}$ — промежуточная частота приемника. При соответствующем выборе значений фазированных двухполюсников L и R на указанных частотах выходной ток $I_2 = 0$. Полный выходной ток I_2 :

$$I_2 = I_{2Y} + I_{2R} + I_{2L},$$

где I_{2Y} — ток основного тракта, I_{2R} и I_{2L} — токи из-за связей через R и L . Составляющая I_2 определяется из выражения (7.1) для

$$K_u = \frac{I_2}{U_{вх}(g_0 + g_{11сн})}$$

Откуда

$$I_{2Y} = \frac{2|Y_{21}| \sqrt{\frac{W_K}{W_0}} e^{-\gamma_2} U_{вх}}{[1 + W_K(g_K + g_{22})] \left[1 + \frac{1}{W_0(g_0 + g_{11сн})}\right]},$$

где $\gamma_2 = 2\gamma_L + \gamma_C$ — постоянная распространения БФСС;

γ_L и γ_C — постоянные распространения звеньев типов III_3 и III_4 .

При $X_L \gg W_K$ и $R \gg W_K$, что справедливо для рассматриваемого случая:

$$I_{2L} = \frac{W_K |Y_{21}| U_{вх}}{i \omega L \left[1 + \frac{1}{W_0(g_0 + g_{11сн})}\right] [1 + W_K(g_K + g_{22})]},$$

$$I_{2R} = \frac{W_K |Y_{21}| U_{вх} e^{-\gamma_L}}{R \left[1 + \frac{1}{W_0(g_0 + g_{11сн})}\right] [1 + W_K(g_K + g_{22})]}.$$

Таким образом,

$$I_2 = \frac{U_{вх} |Y_{21}| \left(2e^{-\gamma_2} \sqrt{\frac{W_K}{W_0}} + \frac{W_K}{i \omega L} + \frac{W_K}{R} e^{-\gamma_L}\right)}{\left[1 + \frac{1}{(g_0 + g_{11сн}) W_0}\right] [1 + W_K(g_K + g_{22})]} \quad (7.26)$$

Приравнявая нулю порознь вещественную и мнимую части числителя выражения (7.26), получим расчетные формулы для определения фазированных элементов L и R , при значениях которых достигается бесконечное подавление соседних каналов. Эти выражения получены в работе [33] для случая равных характеристических сопротивлений на концах фильтра.

Применительно к рассмотренному случаю $W_k \neq W_6$ расчетные формулы принимают вид:

$$R = \frac{1}{2} \left[\frac{\cos \alpha_0}{\sin 3\alpha_0} e^{(\beta_{III_3} + \beta_{III_4})} \sqrt{|W_k W_6|} \right]_{f=f_\infty}, \quad (7.27)$$

$$\omega_\infty L = \frac{1}{2} \left[\frac{e^{(2\beta_{III_3} + \beta_{III_4})}}{\cos 3\alpha_0} \sqrt{|W_k W_6|} \right]_{f=f_\infty}, \quad (7.28)$$

где W_k и W_6 определяются из выражения (7.5) на одной из частот бесконечного затухания (в нашем случае — на частоте соседнего канала $f_\infty = f_{пч} \pm 10$ кГц); α_0 — фазовый сдвиг звена типа III_3 на частоте $f_\infty = f_{пч} - 10$ кГц; β_{III_3} и β_{III_4} — собственные затухания в звеньях III_3 и III_4 на любой из частот $f_\infty = f_{пч} \pm 10$ кГц.

В практических схемах удобно пользоваться автотрансформаторным включением фазирующих элементов L_ϕ и R_ϕ (рис. 7.15б), которое допускает свободный выбор их величин. Можно показать [33], что в этом случае

$$L_\phi = \kappa^2 \frac{L_{c-d}}{L_k}, \quad (7.29)$$

где κ — коэффициент связи между отводом L_{c-d} и L_k (рис. 7.15б).

Фазирующая индуктивность L_ϕ может быть заменена фазирующей емкостью C_ϕ , при этом вследствие того, что сдвиг фаз между индуктивным и емкостным сопротивлениями 180° , емкость C_ϕ должна быть подключена к точке d , а точка c при этом заземлена (рис. 7.15в). Величины C_ϕ и R_ϕ определяются из выражений:

$$C_\phi = \frac{1}{\omega^2 L_\phi} = \frac{L_k}{\omega^2 \kappa^2 L_{cd} L}, \quad (7.30)$$

$$R_\phi = \kappa^2 \frac{L_{cd}}{L_k} R. \quad (7.31)$$

Общий вид кривой селективности усилителя (рис. 7.15в) с БФСС показан на рис. 7.16. Там же для сравнения приведена характеристика того же усилителя при отключенных фазирующих элементах. Видно, что дополни-

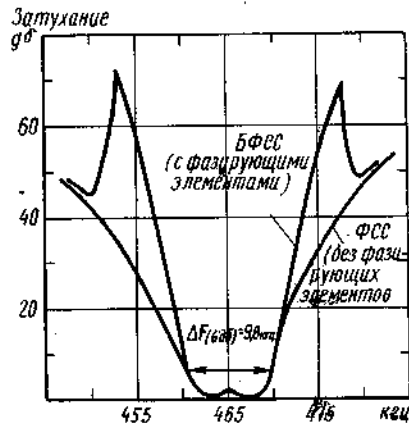


Рис. 7.16. Вид кривой затухания усилителя с балансным фильтром сосредоточенной селекции

тельный выигрыш в селективности, обеспечиваемый БФСС по сравнению с ФСС, характеризуется следующими величинами.

1. На частотах $f_0 \pm 10$ кГц выигрыш превышает 23 дБ.
2. Коэффициент прямоугловности на уровне 40 дБ:

$$a) \frac{\Delta F(40 \text{ дБ})}{\Delta F(6 \text{ дБ})} = 1,7 \text{ для БФСС};$$

$$b) \frac{\Delta F(40 \text{ дБ})}{\Delta F(6 \text{ дБ})} = 2,7 \text{ для ФСС}.$$

Заметим, что рассмотренный метод анализа БФСС, основанный на согласовании звеньев по характеристическому сопротивлению, применим для системы с любым количеством звеньев. Необходимо лишь иметь в виду, что из соображения обеспечения требуемого баланса фаз число звеньев типа III_4 должно быть на единицу меньше числа звеньев типа III_3 .

7.4. СИСТЕМА СОСРЕДОТОЧЕННОЙ СЕЛЕКЦИИ НА ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ И ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ ФИЛЬТРАХ

Выше было показано [ф-ла (7.14)], что собственное затухание в полосовом звене растет с уменьшением его добротности и полосы пропускания. Поэтому дальнейшее улучшение характеристик селективности — повышение коэффициента прямоугловности и снижение собственного затухания в полосе пропускания фильтра. В достигнуто лишь уменьшением потерь в элементах фильтра. В приемниках АМ (промежуточная частота которых $f_{пч} = 465$ кГц) получение высокодобротных фильтрующих элементов, имеющих к тому же малые габариты, возможно при использовании пьезокерамических и механических резонаторов. В зависимости от вида реализуемых колебаний и материала эти резонаторы имеют добротности от 300–500 до нескольких тысяч. У освоенных промышленностью многозвенных пьезокерамических и электромеханических фильтрах форма кривой селективности близка к идеальной. Рассмотрим характеристики этих фильтров и особенности их применения в тракте УПЧ радиовещательных приемников.

7.4.1. Пьезоэлектрические фильтры

Резонаторы пьезоэлектрических фильтров типа ПФП, выполненные из материала типа КНБС-47 (твердые растворы метанеобатов свинца и бария), имеют форму дисков толщиной 0,5–1 мм, диаметром 5,8 мм. Они могут быть представлены двухполюсной эквивалентной схемой (рис. 7.17). Для обеспечения необхо-

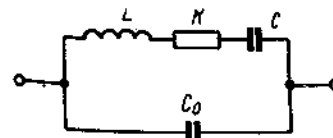


Рис. 7.17. Эквивалентная схема пьезорезонатора

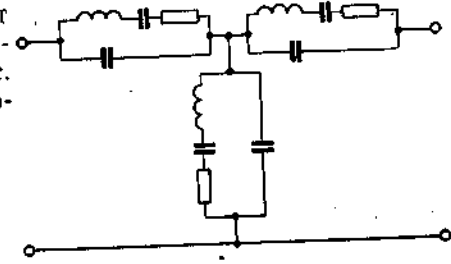


Рис. 7.18. Эквивалентная схема однозвенного фильтра

димой селекции резонаторы соединяются в звенья, каждое из которых имеет одно поперечное и два продольных плеча (рис. 7.18). Последовательно соединенные звенья образуют многозвенный цепочечный фильтр. Из рис. 7.18 видно, что каждое плечо имеет резонанс напряжения f_n (нуль), образуемый индуктивностью L и емкостью C , и резонанс тока f_n (полюс), создаваемый индуктивностью L и емкостью, представляющей последовательное соединение емкостей C и C_0 :

$$f_n = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}},$$

$$f_n = \frac{1}{2\pi\sqrt{L\frac{CC_0}{C+C_0}}}.$$

Определим относительный интервал между резонансными частотами пьезорезонатора:

$$\delta_f = \frac{f_n - f_n}{f_n} \approx \frac{C}{2C_0}.$$

Вид кривой селективности восьмirezонаторного фильтра представлен на рис. 7.19. Выбирая в звеньях фильтра оптимальные зна-

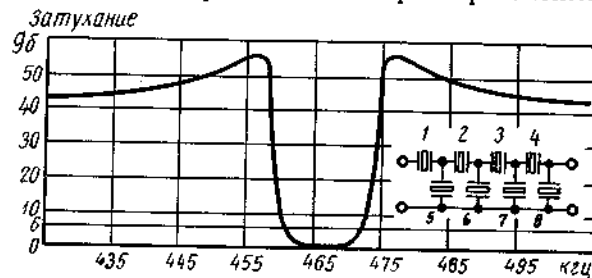


Рис. 7.19. Характеристика затухания звена

чения пиков затухания, можно определить минимальное количество звеньев, необходимое для обеспечения заданной селективности. Основные параметры освоенных восьмидисковых (3-, 5-звенных) фильтров типа ПФП приведены в табл. 7.7. Сравнивая с системой ФСС, составленной из LC звеньев, видно, что принципиальное отличие пьезоэлектрического фильтра состоит в том, что он не обладает монотонно возрастающей характеристикой затухания в полосе задерживания (рис. 7.19). Этот недостаток приводит к тому, что восьмидисковый фильтр при высокой селективности в отношении соседних каналов не обеспечивает достаточной фильтрации частоты гетеродина (при использовании в тракте УПЧ апериодических усилителей). Усиленное последующими каскадами УПЧ напряжение гетеродина детектируется и по цепи АРУ поступает на базу транзистора регулируемого каскада. Такое воздействие гетеродина с учетом эффекта подавления в детекторе силь-

Таблица 7.7

| Параметр | Фильтр типа ПФП-М | Фильтр типа ПФП-2 |
|---|-------------------------------|-------------------|
| Средняя частота полосы пропускания f_{cp} , кГц | 465 $^{+2}_{-1,8}$ | |
| Ширина полосы на уровне 6 дБ, кГц | 7÷9,5 | 8,5÷12,5 |
| Затухание на частоте $f_{cp} \pm 10$ кГц, дБ | более 46 | более 40 |
| Неравномерность затухания в полосе пропускания, дБ, менее | менее 2 | |
| Вносимое затухание в полосе пропускания дБ, менее | менее 8 | |
| Номинальные значения нагрузочных сопротивлений, ком | $R_{вх}=1,2$ $R_{вых}=0,6$ | |
| Габаритные размеры, мм | 37×24×11 | |
| Вес, г | 10 | |

ным сигналом слабо снижает усиление в тракте УПЧ и ухудшает работу системы АРУ за счет частичной потери авторегулировки принимаемым сигналом, уровень которого может быть соизмерим или даже ниже паразитного сигнала гетеродина. Указанный недостаток фильтра может быть в значительной степени преодолен дополнительным резонансным контуром с полосой пропускания 25÷30 кГц. Включенный в цепь преобразователя этот контур выполняет одновременно две функции — согласование импедансов пьезоэлектрического фильтра и преобразователя и улучшение фильтрации частот полосы задерживания.

7.4.2 Электромеханические фильтры

Электромеханические фильтры (ЭФМ) строятся на тех же принципах, что и электрические фильтры сосредоточенной селекции. Колебательные контуры последних в зависимости от частоты фильтра могут быть выполнены из сосредоточенных LC элементов или из отрезков длинных линий.

Пользуясь электромеханическими аналогиями, можно определить соответствующие механические элементы. Расчеты показывают, что для электромеханических фильтров со средней частотой полосы пропускания 465 кГц приемлемые габариты и малые потери получаются при использовании механических резонаторов с распределенными параметрами. В этом случае электрически короткозамкнутая полуволновая линия эквивалентна полуволновой механической линии, свободной на концах (на частоте 465 кГц длина такой линии 5 мм). Элементами связи механических резонаторов служат также отрезки длинных линий. Подключив к концам с-

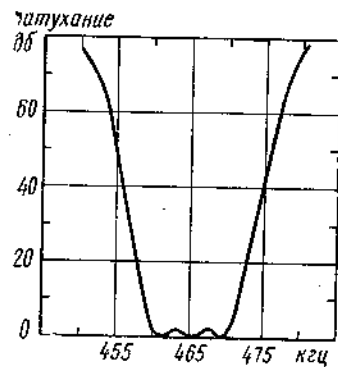


Рис. 7.22. Вид характеристики селективности электромеханического фильтра

работает, как правило, в режиме авторегулировки усиления (АРУ).

7.4.3. Пьезомеханические фильтры

Пьезомеханический фильтр (ПМФ) сочетает свойства электромеханического и пьезоэлектрического фильтров. Звено его состоит из двух пьезоэлектрических резонаторов, механически соединенных между собою металлической или диэлектрической связкой

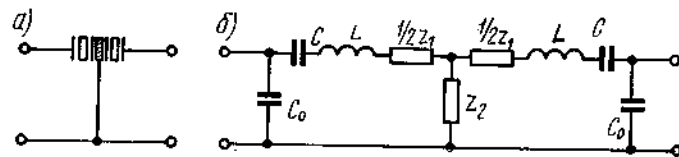


Рис. 7.23. Звено пьезомеханического фильтра: а) принципиальная схема; б) эквивалентная схема

(рис. 7.23а). Введение механической связки устраняет основной недостаток ПМФ — практически постоянное затухание на любой частоте полос задерживания, расположенных по обе стороны от всплесков затухания (см. разд. 7.4.1). В ПМФ для резонаторов используется пьезокерамика типа ЦТС-60в (титанат—цирконат свинца), а в качестве материала связки—гетинакс.

Резонаторы и связки, выполненные в виде дисков, работают в режиме радиальных колебаний. Эквивалентная схема ПМФ приведена на рис. 7.23б.

T-образный четырехполюсник с импедансами $1/2 Z_1$ и $1/2 Z_2$ в продольной и поперечной плечах является эквивалентом связи, а элементы C_0 , C и L — статическая и динамическая емкости и индук-

тивность резонатора. Импедансы Z_1 и Z_2 определяются размером связки e_0 . Так, при $e_0 = \frac{\lambda}{8}$ $Z_1=0$, а Z_2 представляет реактивную, образованную емкостью связки C_0 , при $e_0 = \frac{\lambda}{4}$, Z_1 и Z_2 — индуктивность L_0 и емкость C_0 связки соответственно.

Для обеспечения необходимого затухания в полосе задерживания звенья соединяются последовательно. Созданы конструкции одно-, двух- и трехзвенных фильтров на полосы пропускания 8,5 и 13 кГц.

Пьезомеханический фильтр имеет монотонно возрастающую характеристику затухания по обе стороны полосы пропускания, сходную с характеристикой электромеханического фильтра (рис. 7.22). Однако, так же как и пьезоэлектрический фильтр типа ПФ1П, он не обладает трансформирующими свойствами, поэтому необходим дополнительный согласующий контур в преобразователе.

Таблица 7.9

| Параметр | Тип фильтра | | | |
|---|---------------------------|-------------------------|-------------|----------|
| | однозвенный ПФ1П-4-1 | двухзвенный ПФ1П-4-2 | трехзвенный | |
| | | | ПФ1П-4-3 | ПФ1П-5-3 |
| Средняя частота полосы пропускания f_{cp} , кГц | 465 ± 2 | | | |
| Ширина полосы на уровне 6 дБ, кГц | 7 ÷ 10 | 7 ÷ 10 | 7 ÷ 10 | 9 ÷ 14 |
| Затухание на частоте $f_{cp} \pm 10$ кГц, дБ, более | 16 | 24 | 34 | 26 |
| Неравномерность затухания в полосе пропускания, дБ, менее | 1 | 2 | 4 | 4 |
| Вносимое затухание в полосе пропускания, дБ, менее | 3,5 | 7 | 12 | 12 |
| Номинальные значения нагрузочных сопротивлений, ком | $R_{вх}=2$ $R_{вых}=1$ | | | |
| Габаритные размеры: | | | | |
| Диаметр, мм | 9 | 9 | 9 | 9 |
| Длина, мм | 9 | 16,5 | 23,5 | 23,5 |
| Вес, г | 1,8 | 3,3 | 4,7 | 4,7 |

Параметры этих фильтров приведены в табл. 7.9. Располагая перечисленными типами фильтров, можно для каждого класса приемника подобрать наиболее экономный тип, обеспечивающий требуемую селективность при минимальных габаритах и затратах.

Рассмотренные типы фильтров рассчитаны для работы при температуре окружающей среды $-10 \div +50^\circ\text{C}$ и относительной влажности 95%.

Остановимся на расчете элементов связи фильтра с нагрузками. На рис. 7.24 приведена схема межкаскадной связи, в которой фильтр подключен к коллекторной и базовой цепям соответственно через широкополосный контур и согласующий трансформатор.

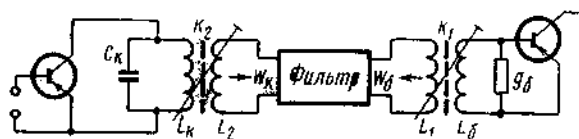


Рис. 7.24. Схема межкаскадной связи с пьезомеханическим фильтром

Расчет элементов связи должен быть подчинен следующим требованиям:

а) для обеспечения согласованной работы фильтра нагрузочные сопротивления, пересчитанные к его зажимам, должны быть равны характеристическим сопротивлениям фильтра;

б) выбранные значения показателей связи транзисторов с нагрузками A_2 и $A_{1\text{сл}}$ должны обеспечивать необходимую устойчивость характеристик усиления и селективность каскада (см. разд. 6.1.1);

в) широкополосный контур в коллекторной цепи практически не должен влиять на характеристику селективности фильтра. Для этого полоса пропускания согласующего контура ΔF должна быть в 4÷5 раз больше полосы пропускания фильтра ΔF_Φ . Выполнение этих требований равносильно соблюдению следующих условий.

А. Для широкополосного контура в коллекторной цепи

$$\begin{aligned}
 1) \quad W_K &= \frac{X_{CB_2}^2}{r_K + \rho^2 g_{22}}; \\
 2) \quad A_{20c} = A_2 &= \frac{r_K + \frac{X_{CB_2}^2}{W_K}}{\rho^2 g_{22}}; \\
 3) \quad S = \frac{\Delta F}{\Delta F_K} &= 1 + \frac{\rho^2 g_{22} + \frac{X_{CB_2}^2}{W_K}}{r_K}.
 \end{aligned} \tag{7.32}$$

где ΔF_K и ΔF — собственная и рабочая полосы широкополосного контура [$\Delta F = (4 \div 5) \Delta F_\Phi$].

Б. Для согласующего трансформатора в базовой цепи

$$1) \quad \omega L_6 \gg \frac{1}{g_6 + g_{11\text{сл}}}.$$

Практически достаточно выбрать $\omega L_6 = \frac{3}{g_6 + g_{11\text{сл}}}$

$$\begin{aligned}
 2) \quad \frac{\kappa_1^2 L_1}{L_6 (g_6 + g_{11\text{сл}})} &= W_6; \\
 3) \quad A_{1\text{сл}} &= \frac{L_1}{\kappa_1^2 L_6 W_6 g_{11\text{сл}}} + \frac{g_6}{g_{11\text{сл}}}.
 \end{aligned} \tag{7.33}$$

Из (7.32) и (7.33) находим параметры элементов согласования:

$$\begin{aligned}
 \rho &= \omega L_K = \frac{1}{(A_2 + 1) g_{22} Q}; \\
 \kappa_1 n_2 &= \sqrt{\frac{A_2 + 1}{2} W_K g_{22}}; \\
 Q_K &= 2Q \frac{A_2 + 1}{A_2 - 1}
 \end{aligned} \tag{7.34}$$

— конструктивная добротность широкополосного контура;

$$\begin{aligned}
 \omega L_1 &= \frac{3W_6}{\kappa_1^2}; \\
 \omega L_6 &= \frac{3}{g_{11\text{сл}}} \frac{\kappa_1^4 + 1}{\kappa_1^4 (A_1 + 1)}; \\
 g_6 &= \frac{\kappa_1^4 A_{1\text{сл}} - 1}{\kappa_1^4 + 1} g_{11\text{сл}}; \\
 n_2 &= \sqrt{\frac{L_2}{L_K}}.
 \end{aligned} \tag{7.35}$$

$Q = \frac{1}{\Delta F}$ — рабочая добротность широкополосного контура.

Значения показателей связи определяются из выражений (6.4) и (6.6).

Малая критичность пьезоэлектрических и пьезомеханических фильтров к изменению нагрузочных сопротивлений позволяет подключать их к базе следующего каскада непосредственно (согласующий трансформатор в базовой цепи не используется). В электромеханических фильтрах согласующими элементами служат контуры магнитострикционных преобразователей.

Резонансный коэффициент усиления каскада по напряжению определяется из выражения

$$K_{u\text{рез}} = 10^{-\frac{\beta_{\phi}(\delta\delta)}{20}} \frac{2K_{\text{лимакс}}}{\sqrt{(A_2 + 1)(A_{\text{исл}} + 1)}} \sqrt{\frac{\kappa_1^4 + 1}{2}}, \quad (7.36)$$

где β_{ϕ} — вносимое затухание фильтра на резонансной частоте, определяемое из табл. 7.7÷7.9. При $\kappa_1=1$ выражение (7.36) совпадает с ϕ -лой (7.8), полученной для системы сосредоточенной селекции из LC звеньев.

Без согласующего трансформатора в базовой цепи транзистора следующего каскада коэффициент усиления каскада

$$K_{u\text{рез}} = 10^{-\frac{\beta_{\phi}(\delta\delta)}{20}} |Y_{21}| \sqrt{\frac{W_6}{2(A_2 + 1)g_{22}}}. \quad (7.37)$$

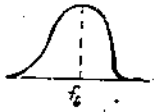
7.5. СИСТЕМЫ РАСПРЕДЕЛЕННОЙ СЕЛЕКЦИИ

В ряде случаев более практично применение принципа равномерного распределения селекции и усиления вдоль тракта УПЧ, а несосредоточенная селекция в преобразовательной ступени и аperiodическое усиление. В частности, что относится к УПЧ тракту приемника ЧМ, в котором вследствие высокой промежуточной частоты 10.7 Мгц трудно получить необходимое усиление, используя аperiodические каскады. То же справедливо для некоторых низкокласных моделей приемников АМ, когда при пониженных требованиях по селекции необходимо получить относительно высокое усиление в тракте УПЧ.

Для построения систем распределенной селекции используются каскады с синхронно или взаиморасстроенными резонансными контурами, двухконтурные каскады с постоянной или переменной связью между контурами, широкополосные и аperiodические каскады. Методы расчета таких систем даны в [35, 36]. Поэтому приведем без выводов расчетные соотношения для определения параметров многокаскадных усилителей применительно к УПЧ приемников.

7.5.1. Одноконтурные усилители с синхронно настроенными каскадами

Расчет элементов межкаскадной связи и параметров однокаскадного усилителя может быть произведен по методике, изложенной в 6.1 для резонансного УВЧ. При наличии N каскадов с синхронно настроенными контурами результирующее усиление K_2 при заданной полосе ΔF , коэффициент прямоугольности $K_{\text{п}}$ и эквивалентная рабочая полоса контура ΔF_0 определяются из табл. 7.10.


| Параметр | Значение параметра при | | | | Форма резонансной кривой |
|---|------------------------|-------------------------|---------------------------------|----------------------------------|---|
| | N=1 | N=2 | N=3 | N=4 | |
| K_2 | $K_{u\text{рез}}$ | $0,4 K_{u\text{рез}}^2$ | $0,13 \times K_{u\text{рез}}^2$ | $0,033 \times K_{u\text{рез}}^4$ |  |
| $\frac{\Delta F_0}{\Delta F}$ | 1 | 1,56 | 1,96 | 2,3 | |
| $K_{\text{п} (20 \delta\delta)} = \frac{\Delta F_{(20 \delta\delta)}}{\Delta F_{(3 \delta\delta)}}$ | 10 | 4,80 | 3,75 | 3,4 | |
| $K_{\text{п} (40 \delta\delta)} = \frac{\Delta F_{(40 \delta\delta)}}{\Delta F_{(3 \delta\delta)}}$ | 100 | 16 | 9 | 7,0 | |

$K_{u\text{рез}}$ — резонансное усиление одного каскада при полосе ΔF , определяемое из выражения (6.65).

7.5.2. Одноконтурные усилители с взаиморасстроенными каскадами

Эти усилители могут быть выполнены с взаиморасстроенными парами и тройками контуров. В табл. 7.11 приведены параметры

Таблица 7.11

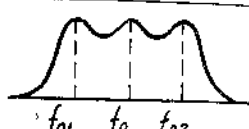
| Параметр | N=2 | | N=4 | | Форма резонансной кривой |
|---|--------------------------------|-----------------------------------|--------------------------------|-----------------------------------|--|
| | Критическая расстройка $x_1=1$ | Максимальная расстройка $x_1=2,4$ | Критическая расстройка $x_1=1$ | Максимальная расстройка $x_1=2,4$ | |
| K_2 | $K_{u\text{рез}}^2$ | $1,98 \times K_{u\text{рез}}^2$ | $0,4 \times K_{u\text{рез}}^4$ | $1,57 \times K_{u\text{рез}}^4$ |  |
| $\frac{\Delta F_0}{\Delta F}$ | 0,71 | 0,32 | 0,88 | 0,46 | |
| $K_{\text{п} (20 \delta\delta)} = \frac{\Delta F_{(20 \delta\delta)}}{\Delta F_{(3 \delta\delta)}}$ | 3,2 | 2,32 | 2,2 | 1,67 | |
| $K_{\text{п} (40 \delta\delta)} = \frac{\Delta F_{(40 \delta\delta)}}{\Delta F_{(3 \delta\delta)}}$ | 10 | 7,05 | 4,0 | 2,85 | |

N-каскадного усилителя при взаимной расстройке каждой пары контуров. В этом случае, как показано в работе [37], характеристики селективности двухкаскадного усилителя и однокаскадного

двухконтурного усилителя идентичны при условии равенства величины обобщенной взаимной расстройки контуров двухкаскадного усилителя (X_1) и параметра связи η в однокаскадном полосовом усилителе: $X_1 = \eta$, где $X_1 = \frac{f_{02} - f_{01}}{f_{01}} Q$ — обобщенная взаимная

расстройка пары контуров; $\eta = \kappa_{12} Q$ — параметр связи в полосовом фильтре; κ_{12} — коэффициент связи контуров полосового усилителя; $Q = \sqrt{Q_1 Q_2}$ — среднегеометрическая рабочая добротность контуров полосового усилителя (см. разд. 4.4); f_{01} и f_{02} — резонансные частоты настройки пары взаиморасстроенных контуров. Параметры трехкаскадного усилителя с тремя взаиморасстроенными контурами приведены в табл. 7.12.

Таблица 7.12

| K_2 | $\frac{\Delta F_3}{\Delta F}$ | $K_{\Pi(20\text{ dB})} = \frac{\Delta F(20\text{ dB})}{\Delta F(3\text{ dB})}$ | $K_{\Pi(40\text{ dB})} = \frac{\Delta F(40\text{ dB})}{\Delta F(3\text{ dB})}$ | Форма резонансной кривой |
|--|-------------------------------|--|--|--|
| $4,06 \times 3 \times K_{u\text{рез}}$ | 0,148 | 1,54 | 3,0 |  |

Входящее в табл. 7.11 и 7.12 значение $K_{u\text{рез}}$ представляет резонансное усиление одного каскада при полосе ΔF_3 , определяемое выражением (6.63).

Сравнивая способы настройки контуров, видно, что взаиморасстроенные контуры обеспечивают при одинаковой полосе пропускания значительно большее усиление и существенно лучшую прямоуглольность характеристики селективности по сравнению с синхронно настроенными контурами. Так, трехкаскадный усилитель с расстроенной тройкой контуров имеет более чем в 30 раз большее усиление и в 2,5–3 раза меньший коэффициент прямоуглольности по сравнению с трехкаскадным усилителем на синхронно настроенных контурах. Четырехкаскадный усилитель с двумя парами взаиморасстроенных контуров (при критической расстройке) обеспечивает почти в 12 раз большее усиление и в 1,5–1,75 раза меньший коэффициент прямоуглольности по сравнению с четырьмя синхронно настроенными каскадами. Несмотря на очевидные недостатки синхронно настроенной системы контуров, она находит практическое применение благодаря простоте ее регулировки.

7.5.3. Двухконтурные усилители

Расчет элементов двухконтурного фильтра производится по методике разд. 4.4.4. При этом, в отличие от полосового фильтра преселектора, где из соображений минимизации коэффициента шум-

ма используются контуры с различной рабочей добротностью, в полосовом фильтре УПЧ во избежание асимметрии резонансной характеристики рабочие добротности контуров должны быть равными [38]. В этих условиях резонансный коэффициент усиления определяется выражением (4.113) при замене значения h эквивалентной величиной $|Y_{21}|X_{\text{св}1}$:

$$K_{u\text{рез}} = \frac{|Y_{21}|X_{\text{св}1}X_{\text{св}2}Q}{\rho} \frac{\eta}{1+\eta^2} \quad (7.38)$$

Резонансные характеристики каскада в соответствии с (4.114–4.117) при $q=1$ ($Q_1=Q_2$) описываются уравнениями:

$$\frac{K_u}{K_{u\text{ макс}}} = \frac{1+\eta^2}{\sqrt{(1+\eta^2-X^2)^2+4X^2}} \quad (7.39)$$

при $\eta < 1$;

$$\frac{K_u}{K_{u\text{ макс}}} = \frac{2\eta}{\sqrt{(1+\eta^2-X^2)^2+4X^2}} \quad (7.40)$$

при $\eta > 1$;

$$\frac{K_u}{K_{u\text{ макс}}} = \frac{2}{\sqrt{4+X^4}} \quad (7.41)$$

при $\eta = 1$.

Параметры N -каскадного усилителя с двухконтурными фильтрами приведены в табл. 7.13.

Таблица 7.13

| Параметр | $N=1$ | | $N=2$ | | $N=3$ | |
|--|----------------------------|---|----------------------------|--|----------------------------|--|
| | Критическая связь $\eta=1$ | Максимально допустимая связь $\eta_{\text{макс}}=2,4$ | Критическая связь $\eta=1$ | Максимально допустимая связь $\eta_{\text{макс}}=1,63$ | Критическая связь $\eta=1$ | Максимально допустимая связь $\eta_{\text{макс}}=1,63$ |
| K_2 | $0,715 \times$ | $1,56 \times$ | $0,312 \times$ | $1,16 \times$ | $0,125 \times$ | $0,77 \times$ |
| $\times K_{u\text{рез}}$ | | $\times K_{u\text{рез}}$ | $\times K_{u\text{рез}}^2$ | $\times K_{u\text{рез}}^2$ | $\times K_{u\text{рез}}^3$ | $\times K_{u\text{рез}}^3$ |
| $\frac{\Delta F_3}{\Delta F}$ | 0,71 | 0,32 | 0,88 | 0,46 | 0,98 | 0,55 |
| $K_{\Pi(20\text{ dB})} = \frac{\Delta F(20\text{ dB})}{\Delta F(3\text{ dB})}$ | 3,20 | 2,32 | 2,20 | 1,67 | 1,95 | 1,54 |
| $K_{\Pi(40\text{ dB})} = \frac{\Delta F_3(40\text{ dB})}{\Delta F(3\text{ dB})}$ | 10,00 | 7,05 | 4,00 | 2,85 | 3,00 | 2,22 |

$K_{u\text{рез}}$ — резонансное усиление одиночного двухконтурного каскада при полосе ΔF_3 , определяемое выражением (7.38).

Для расчета связей полосового фильтра с нагрузками стью применимы соотношения разд. 6.1 с тем отличием, что выражение (6.19) в данном случае принимает вид

$$S = \frac{r_k + X_{св1}^2 g_{11сл} + \eta^2 (r_k + X_{св2}^2 g_{22})}{r_k} \quad (7.42)$$

где η — параметр связи между контурами (см. разд. 4.4).

Стремясь обеспечить симметрию характеристик селективности, добротности обоих контуров полосового фильтра желательно выбрать равными. При этом:

$$\begin{aligned} X_{св1}^2 g_{11сл} &= X_{св2}^2 g_{22}, \\ A_{2S} &= A_{1слS} = A_0. \end{aligned} \quad (7.43)$$

Значение A_0 выбирается так, чтобы резонансная характеристика каскада была мало подвержена воздействию обратной связи через транзистор (см. разд. 6.1.1). При использовании полосовых фильтров в данном и предыдущем каскадах, значение A_0 может быть вычислено из следующего выражения [20]:

$$A_0 = A_{20с} = \frac{\sqrt{M_{yc}}}{P_\eta} - 1, \quad (7.44)$$

где M_{yc} и P_η определяются из (6.3) и (6.5). Во всех других случаях A_0 определяется из (6.6). Подставляя (7.43) в (6.20), получаем выражение для сопротивлений связи фильтра с транзисторами:

$$X_{св1}^2 g_{11сл} = X_{св2}^2 g_{22} = \frac{\rho}{Q_k} \frac{1 + \eta^2}{A_0 - \eta^2} \quad (7.45)$$

Решая совместно ур-ния (7.42) и (7.45), находим соотношение, устанавливающее взаимосвязь собственной добротности контура Q_k с его эквивалентной рабочей полосой ΔF_3 :

$$Q_k = \frac{f_{пч}}{\Delta F_3} \frac{(A_0 + 1)(1 + \eta^2)}{A_0 - \eta^2} \quad (7.46)$$

$f_{пч}$ — промежуточная частота,
 ΔF_3 — определяется из табл. 7.13.

По найденной конструктивной добротности контура можно, пользуясь выражением (7.45) при выбранных видах связи контура с транзисторами и заданной величине волнового сопротивления контура ρ , определить значения элементов связи. Резонансный коэффициент усиления каскада на основании (6.63) и (7.38) при $A_{1сл} = A_{2с} = A_0$

$$K_u = \frac{2K_{u\max}}{A_0 + 1} \frac{\eta}{1 + \eta^2} \quad (7.47)$$

где $K_{u\max}$ определяется из (6.35).

7.5.4. Аperiodические каскады усиления

Аperiodические каскады усиления тракта УПЧ могут быть выполнены с реостатной и трансформаторной нагрузками. Расчет реостатного усилителя приведен в разд. 6.1.5. Для усилителя с трансформаторной нагрузкой (рис. 7.25) можно написать следующие уравнения:

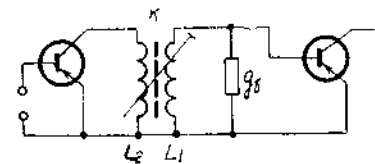


Рис. 7.25. Схема аperiodического усилителя с трансформаторной нагрузкой

$$A_{1сл} = \frac{g_6 + g_{22} \frac{L_2}{\kappa^2 L_1}}{g_{11сл}}$$

$$A_2 = \frac{L_1}{\kappa^2 L_2} \frac{g_6 + g_{11сл}}{g_{22}} \quad (7.48)$$

Приравнявая $A_2 = A_{20с}$ и $A_{1сл} = A_{10с.сл}$ (см. разд. 6.1) и разрешая ур-ния (7.48) относительно g_6 и $n = \sqrt{\frac{L_1}{L_2}}$, находим:

$$\begin{aligned} g_6 &= g_{11сл} \frac{A_{1сл} A_2 \kappa^4 - 1}{A_2 \kappa^4 + 1}, \\ \kappa n &= \sqrt{\frac{g_{22}}{g_{11сл}} \frac{A_2 \kappa^4}{A_{1сл} + 1}}, \\ \omega L_1 &= \frac{3}{g_6 + g_{11сл}}. \end{aligned} \quad (7.49)$$

Модуль коэффициента усиления

$$|K_u| = \frac{|Y_{21}| n}{\sqrt{[\kappa^2 n^2 (A_{1сл} + 1) g_{11сл}]^2 + \left(b_{22} + \frac{b_{11сл} n^2}{\kappa^2}\right)^2}} \quad (7.50)$$

где $b_{11сл} = \omega C_{11}$ — реактивная составляющая входной проводимости следующего транзистора;

$b_{22} = \omega C_{22}$ — реактивная составляющая входной проводимости усилительного каскада.

Расчет последнего каскада УПЧ приведен в разд. 8.1.

ДЕТЕКТОРЫ АМ И ЧМ СИГНАЛОВ

8.1. ДЕТЕКТИРОВАНИЕ АМ СИГНАЛА

8.1.1. Особенность работы амплитудного диодного детектора транзисторного радиоприемника

Особенность работы диодного детектора транзисторного приемника — низкий уровень подводимых сигналов, обусловленный малыми эдс источников питания. Поскольку в большинстве практических схем детектор сигнала одновременно выполняет и функции детектора АРУ, а входное сопротивление УНЧ радиоприемника мало, нагрузка детектора по переменному току отличается от его нагрузки по постоянному току, а диод оказывается смещенным.

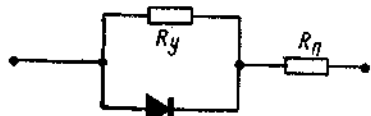


Рис. 8.1. Эквивалентная схема полупроводникового диода

Указанные особенности работы детектора приводят к существенно влиянию на его параметры дестабилизирующих факторов. Эквивалентная схема полупроводникового диода может быть представлена в виде последовательного соединения омического сопротивления кристалла с цепочкой из параллельно включенных идеального диода и сопротивления утечки (рис. 8.1) [39]. При этом вольтамперная характеристика идеального диода

$$i_d = i_0 (e^{\gamma U_d} - 1) \quad (8.1)$$

отличается от статической характеристики $p-n$ перехода только показателем степени экспоненты. Поскольку омическое сопротивление кристалла R_n измеряется единицами и десятками $ом$, а сопротивление утечки R_y — сотнями и тысячами $ком$ в некоторой области напряжений, приложенных к диоду, характеристика реального диода достаточно точно описывается уравнением (8.1). Экспериментально установлено, что такая область лежит в интервале напряжений от $-(0,3 \div 1) в$ до $+(0,1 \div 0,15) в$. Указанные значения соответствуют подводимым к детектору сигналам до $200 \div 300 мв$. А в подавляющем большинстве транзисторных приемников величина напряжения промежуточной частоты, подводимого к детектору при входных сигналах, соответствующих чувствитель-

ности приемника по полю, не превосходит это значение. К сказанному следует добавить также, что на частоте $465 кГц$ (промежуточная частота приемника АМ сигнала) влиянием емкостей диода на параметры детектора можно пренебречь. Отмеченные обстоятельства позволяют пользоваться при анализе работы детектора зависимостью (8.1).

8.1.2. Параметры экспоненциального диодного детектора для немодулированного и амплитудномодулированного сигналов

При напряжении $u_c = U_m \cos \omega t$ на входе детектора напряжение на диоде будет

$$u = U_{пост} + U_m \cos \omega t. \quad (8.2)$$

Из соотношений (8.1) и (8.2) можно найти выражения для постоянной составляющей и первой гармоники тока диода

$$I_{пост} = i_0 e^{\gamma U_{пост}} I_0(B_c) - i_0, \quad (8.3)$$

$$i_m = 2i_0 e^{\gamma U_{пост}} I_1(B_c) \quad (8.4)$$

(в выражениях (8.3), (8.4) $I_k(B_c)$ — модуль бесселевой функции k -го порядка, $B_c = \gamma U_m$ — обобщенная амплитуда входного сигнала).

Из рис. 8.2 видно, что коэффициент передачи детектора для немодулированного сигнала

$$K_d = \frac{\Delta U}{U_m} = \frac{U_d - U_{пост}}{U_m}. \quad (8.5)$$

Уравнение нагрузочной прямой имеет вид

$$I_{пост} = \frac{U_0 - U_{пост}}{R_{нт}}. \quad (8.6)$$

Используя соотношения (8.3), (8.4), (8.5) и (8.6), можно получить трансцендентное уравнение относительно K_d .

$$A = A e^{-B_c K_d} I_0(B_c) - B_c K_d, \quad (8.7)$$

где

$$A = \gamma (U_0 - U_d + i_0 R_{нт}) \quad (8.8)$$

— обобщенное напряжение смещения.

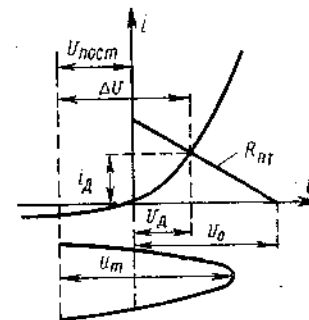


Рис. 8.2. Статическая характеристика диода

Входное сопротивление детектора, приведенное к одному коэф. сопротивления нагрузки:

$$R'_{вх} = \frac{R_{вх}}{R_{пт}} = \frac{U_m}{i_m} \frac{1}{R_{пт}} = \frac{1}{2} \frac{I_0(B_c) B_c}{I_1(B_c) (A + B_c K_d)} \quad (8.9)$$

$$g'_{вх} = \frac{1}{R'_{вх}} = g_{вх} R_{пт} = \frac{2 I_1(B_c) (A + B_c K_d)}{I_0(B_c) B_c} \quad (8.10)$$

Параметры детектора для модулированного сигнала с малой глубиной модуляции (коэффициент передачи $K_{d\Omega}$; входная проводимость для отклонения огибающей $Y_{вх\Omega}$; могут быть найдены из соотношений [40]:

$$K_{d\Omega} = \frac{\nu_d}{1 + \frac{R_i}{R_{пт}}} \quad (8.11)$$

$$Y_{вх\Omega} = g_{2d} - \frac{S_{1d} S_{2d}}{g_{1d} + \frac{1}{R_{пт}}} \quad (8.12)$$

где

$$\left. \begin{aligned} \nu_d &= - \frac{\partial U_{пост}}{\partial U_m} \quad \text{при } I_{пост} = \text{const} \\ R_i &= \frac{\partial U_{пост}}{\partial I_{пост}} \quad \text{при } U_m = \text{const} \\ g_{2d} &= \frac{\partial i_m}{\partial U_m} \quad \text{при } U_{пост} = \text{const} \\ S_{1d} &= \frac{\partial I_{пост}}{\partial U_m} \quad \text{при } U_{пост} = \text{const} \\ S_{2d} &= \frac{\partial i_m}{\partial U_{пост}} \quad \text{при } U_m = \text{const} \end{aligned} \right\} \quad (8.13)$$

$$g_{1d} = \frac{1}{R_i}$$

Из ур-ний (8.3), (8.7) и (8.13) получим

$$\left. \begin{aligned} \nu_d &= \frac{I_1(B_c)}{I_0(B_c)} \quad R_i = \frac{R_{пт}}{A + B_c K_d} \\ g_{2d} &= \frac{2(A + B_c K_d)}{R_{пт} I_0(B_c)} \left[I_0(B_c) - \frac{I_1(B_c)}{B_c} \right] \\ S_{1d} &= \frac{(A + B_c K_d) I_1(B_c)}{R_{пт} I_0(B_c)} \\ S_{2d} &= \frac{2(A + B_c K_d) I_1(B_c)}{R_{пт} I_0(B_c)} \\ g_{1d} &= \frac{A + B_c K_d}{R_{пт}} \end{aligned} \right\} \quad (8.14)$$

откуда

$$K_{d\Omega} = \frac{I_1(B_c)}{I_0(B_c) \left[1 + \frac{1}{A + B_c K_d} \right]} \quad (8.15)$$

$$Y_{вх\Omega} = \frac{2(A + B_c K_d)}{R_{пт} I_0(B_c)} \left\{ I_0(B_c) - \frac{I_1(B_c)}{B_c} \left[1 + \frac{I_1(B_c) B_c}{I_0(B_c) \left(1 + \frac{1}{A + B_c K_d} \right)} \right] \right\} \quad (8.16)$$

Выражение (8.16) можно упростить, воспользовавшись значением $K_{d\Omega}$ из соотношения (8.15):

$$Y_{вх\Omega} = \frac{2(A + B_c K_d)}{R_{пт} I_0(B_c)} \left[I_0(B_c) - \frac{I_1(B_c)}{B_c} (1 + B_c K_{d\Omega}) \right] \quad (8.17)$$

и, значит, с учетом (8.10)

$$\frac{Y'_{вх\Omega}}{g'_{вх}} = B_c \frac{I_0(B_c)}{I_1(B_c)} - (1 + B_c K_{d\Omega}) \quad (8.18)$$

где

$$Y'_{вх\Omega} = Y_{вх\Omega} R_{пт} \quad (8.19)$$

Если нагрузка детектора по постоянному току $R_{пт}$ отличается от нагрузки по переменному току $R_{н}$ (рис. 8.3), то коэффициент передачи для модулированного сигнала

$$K'_{d\Omega} = \frac{\nu_d}{1 + \frac{R_i}{R_{н}}} = \frac{I_1(B_c)}{I_0(B_c) \left[1 + \frac{\nu}{A + B_c K_d} \right]} \quad (8.20)$$

где

$$\nu = \frac{R_{пт}}{R_{н}}, \quad R_{н} = \frac{R_{пт} R_{\sim}}{R_{пт} + R_{\sim}} \quad (8.21)$$

При большой глубине модуляции параметры детектора могут быть определены по характеристикам выпрямления рис. 8.4.

Для определения параметров детектирования модулированного сигнала в ряде случаев целесообразно заменить детектор с различными нагрузками по постоянному и переменному току эквивалентным детектором, сопротивления нагрузки которого для частоты модуляции и постоянного тока одинаковы.

Рисунок 8.4 показывает, что эквивалентный детектор должен быть нагружен на сопротивление $R_{н}$, а в его цепь должен быть включен источник смещения напряжением $U_{0\text{экр}}$. Следовательно,

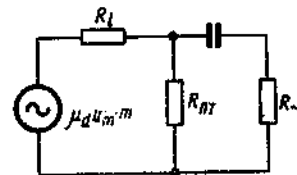


Рис. 8.3. Эквивалентная схема детектора с разными нагрузками по постоянному и переменному току

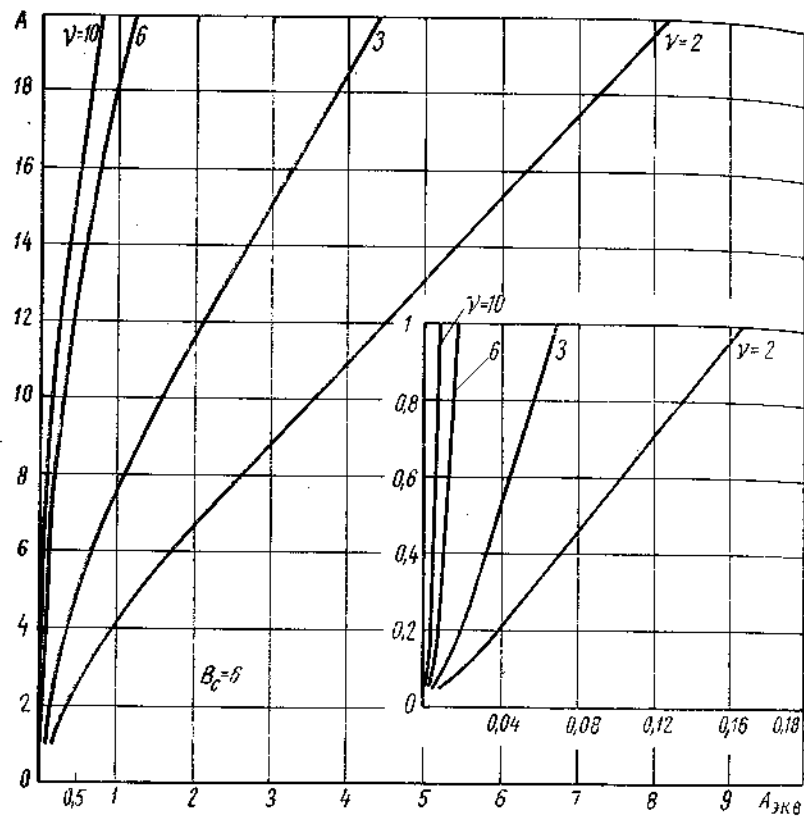


Рис. 8.8. Зависимость обобщенного напряжения смещения эквивалентного детектора от параметров A , v

На рис. 8.11 и 8.12 построены зависимости $R'_{вх}$ от величин A и B_c , а на рис. 8.13 — зависимости $\frac{Y'_{вх\Omega}}{g_{вх}}$.

Характер зависимостей $R'_{вх}$ и $\frac{Y'_{вх\Omega}}{g_{вх}}$ позволяет сделать следующие выводы:

— при $A < 2$ входное сопротивление детектора, приведенное к 1 ком сопротивления нагрузки ($R'_{вх}$), падает, а при $A > 2$ — растет с увеличением обобщенной амплитуды сигнала B_c ;

— входная проводимость детектора для отклонения огибающей при $A (A_{экв}) < 2$ больше входной проводимости для немодулированного сигнала, а при $A (A_{экв}) > 2$ — наоборот;

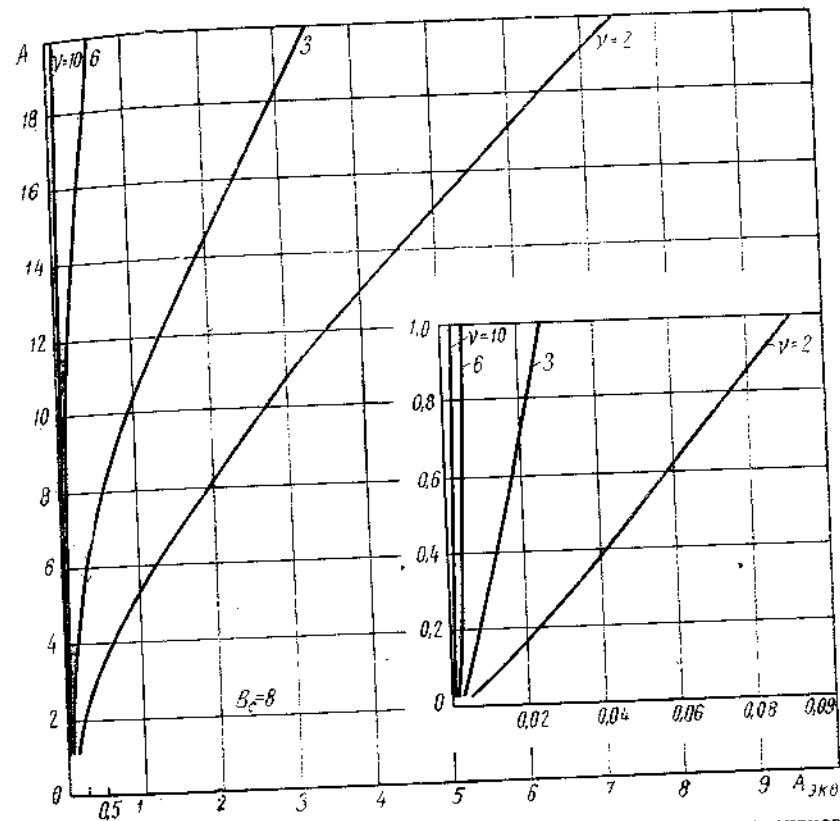


Рис. 8.9. Зависимость обобщенного напряжения смещения эквивалентного детектора от параметров A , v

— при некотором значении обобщенного напряжения смещения ($A \approx 2$) входное сопротивление детектора, приведенное к 1 ком сопротивления нагрузки, не зависит от обобщенной амплитуды сигнала, а входная проводимость для отклонения огибающей практически равна входной проводимости для немодулированного сигнала любой амплитуды;

— при малых и больших значениях обобщенной амплитуды сигнала и любых значениях обобщенного напряжения смещения входная проводимость детектора для отклонения огибающей приближается к его входной проводимости для немодулированного сигнала.

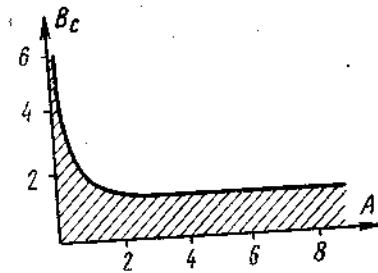


Рис. 8.10. Область допустимых значений параметров A и B_c при использовании приближенных формул

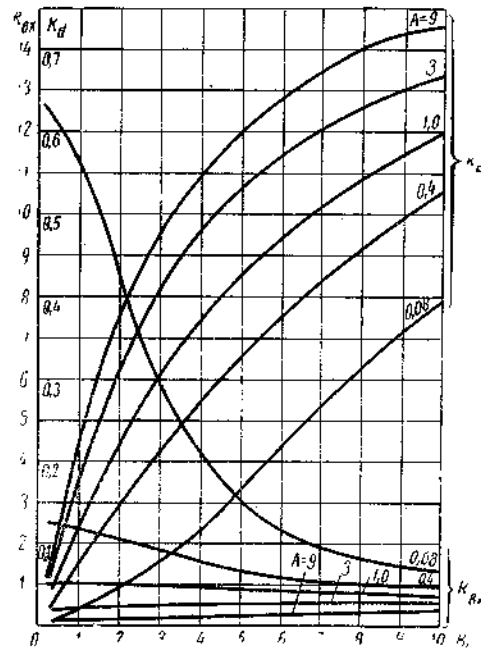


Рис. 8.11. Зависимость коэффициента передачи детектора по постоянному току и входного сопротивления, приведенного к 1 ком сопротивления нагрузки от параметров B_c и A .

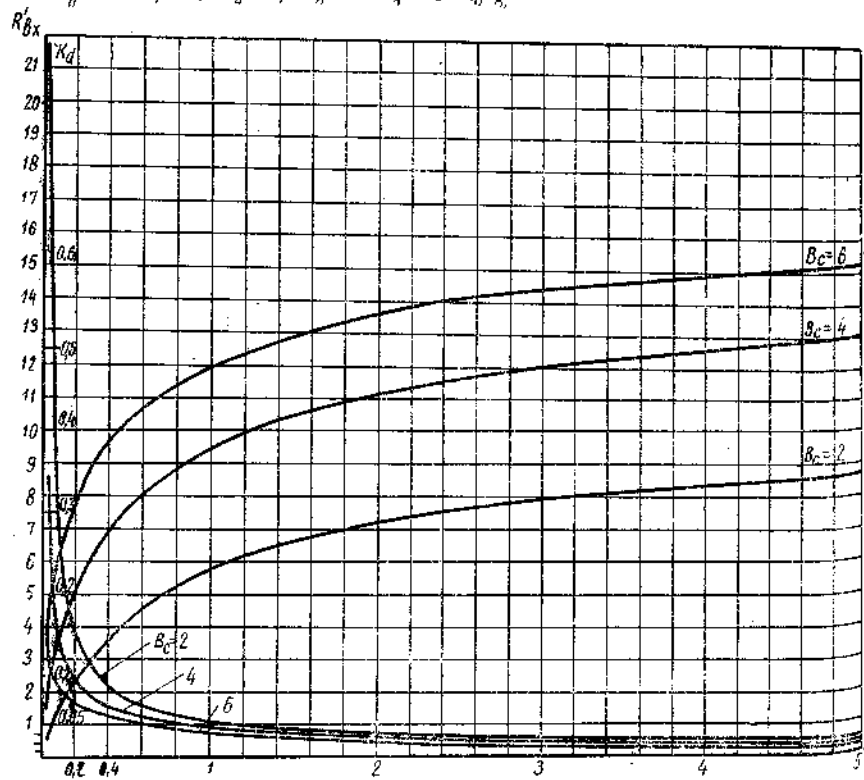


Рис. 8.12. Зависимость коэффициента передачи детектора по постоянному току и входного сопротивления, приведенного к 1 ком сопротивления нагрузки от параметров A и B_c .

Представленные на рис. 8.11, 8.12 графики позволяют определить все параметры детектора при любых режимах работы (разные значения напряжений смещения, сопротивлений нагрузок) и любых амплитудах сигнала, при которых справедлива аппроксимация вольтамперной характеристики диода экспоненциальной функцией. А ввиду того, что характеристики детектора — функции

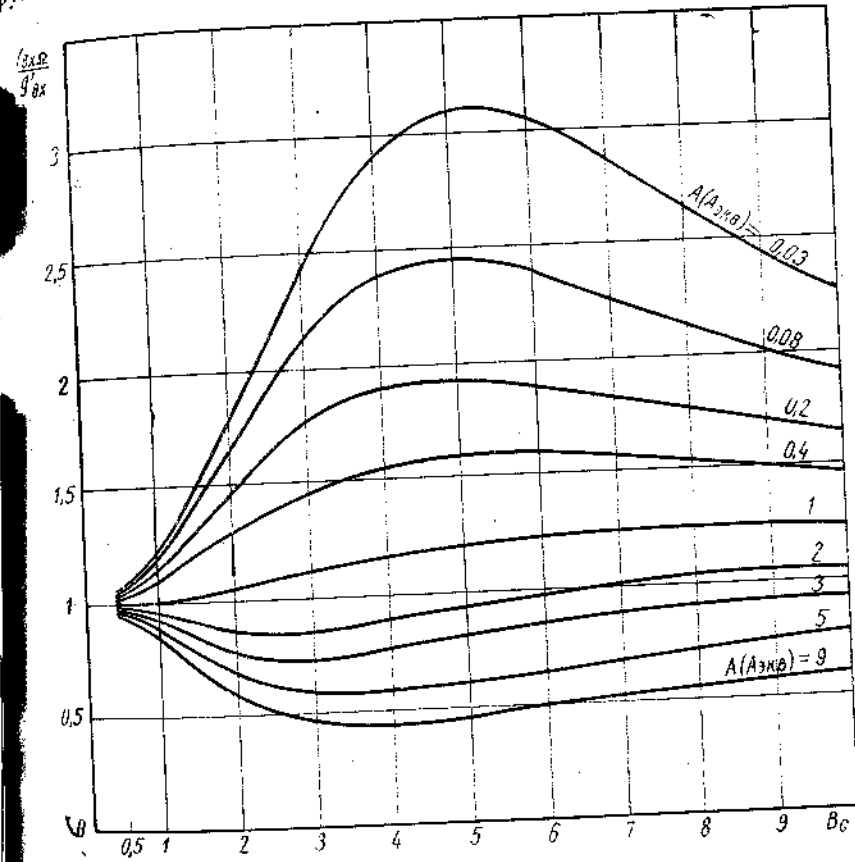


Рис. 8.13. Зависимость отношения $\frac{Y'_{вх\Omega}}{E'_{вх}}$ от параметров B_c и $A(A_{экв})$.

обобщенных параметров, указанными графиками можно пользоваться при расчете детекторов, выполненных на любых типах диодов.

В качестве примера использования графиков рис. 8.11—8.12 можно определить величину максимального напряжения сигнала, подводимого к детектору, при котором справедлива аппроксимация

ция вольтамперной характеристики диода экспоненциальной функцией.

В области положительных напряжений на диоде максимальное значение на основании (8.2) и (8.5)

$$u = U_d + U_m(1 - K_d). \quad (8.33)$$

Из ур-ний (8.25) и (8.33)

$$u = \frac{1}{\gamma} \left[\ln \frac{A}{\gamma i_0 R_{пт}} + B_c (1 - K_d) \right]. \quad (8.34)$$

Для германиевых диодов при $\gamma = 29 \text{ 1/v}$; $i_0 = 2,5 \text{ мка}$; $R_{пт} = 10 \text{ ком}$; $A = 9$ величина u не превышает 150 мв при B_c около 6 (u_m около 200 мв).

8.1.3. Коэффициент передачи тракта УПЧ — детектор

При работе от источника сигнала с малым внутренним сопротивлением величина коэффициента передачи детектора полностью характеризует эффективность работы детекторной цепи. Из рис. 8.12 видно, что коэффициент передачи детектора растет с увеличением обобщенного напряжения смещения. Поэтому в рассматриваемом случае выгодно подавать на диод смещение в прямом направлении. Но режим работы от генератора напряжения используется редко. При работе от генератора тока или в промежуточных между генератором напряжения и генератором тока режимах эффективность работы детектора определяется не только величиной коэффициента передачи, но и значением входного сопротивления детектора. В самом деле, коэффициент усиления каскада УПЧ возрастает с увеличением нагрузки, а нагрузка усилителя промежуточной частоты — входное сопротивление детектора, которое, как видно из рис. 8.12, уменьшается с ростом обобщенного напряжения смещения. Поэтому целесообразность смещения диода в прямом направлении в общем случае не бесспорна.

Для определения режима работы детекторной цепи, обеспечивающей оптимальный коэффициент усиления всего тракта, можно воспользоваться выражением для коэффициента передачи тракта УПЧ — детектор $K_{уз}$ — характеристики, учитывающей входное сопротивление детектора.

Режим работы детекторной цепи должен быть выбран так, чтобы при заданных коэффициенте устойчивости и полосе пропускания последнего каскада УПЧ, а также заданных напряжении низкой частоты на выходе детектора или напряжении промежуточной частоты на входе усилителя коэффициент усиления тракта УПЧ — детектор был наибольшим.

При выводе выражения для $K_{уз}$ следует учесть, что из-за существенной зависимости входного сопротивления детектора от ве-

личины сигнала коэффициенты модуляции на его входе и входе УПЧ могут значительно отличаться. Коэффициент модуляции сигнала на входе детектора можно определить, если известна входная проводимость для отклонения огибающей ($Y_{вх\Omega}$). При этом коэффициент передачи УПЧ для амплитуды огибающей рассчитывается так же как и для немодулированного сигнала (частота модуляции, при которой определяется коэффициент передачи тракта, обычно мала), но нагрузкой УПЧ считается $Y_{вх\Omega}$. Из рис. 8.14 учитывая, что

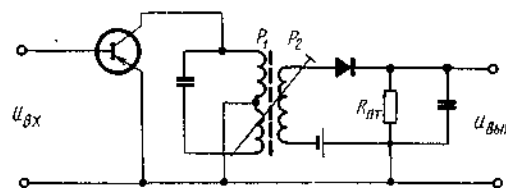


Рис. 8.14. Схема оконечного каскада УПЧ и детектора

$$g_r = \frac{1}{R_r} = g_r' \frac{1}{R_{пт}} = \frac{g_{22} P_1^2 + g_k}{P_2^2}, \quad (8.35)$$

$$A_2 = \frac{g_k + g_{вх} P_2^2}{P_1^2 g_{22}}, \quad (8.36)$$

а значит,

$$P_2 = \frac{P_1 \sqrt{(1 + A_2) g_{22} R_{вх}}}{\sqrt{\frac{g_r}{g_{вх}} + 1}}, \quad (8.37)$$

где P_1 и P_2 — коэффициенты включения контура соответственно со стороны коллекторной цепи и детектора, A_2 — коэффициент, определяющий степень связи транзистора с контуром в коллекторной цепи, g_r — проводимость генератора, возбуждающего детектор, g_k — резонансная проводимость контура, можно получить

$$u_{вх} = \frac{m u_{вх} Y_{21} \frac{P_2}{P_1} K_{d\Omega}}{g_{22} + \frac{g_k}{P_1^2} + Y_{вх\Omega} \frac{P_2^2}{P_1^2}} = m u_{вх} Y_{21} \sqrt{R_{пт}} \frac{\sqrt{\frac{g_r'}{g_{вх}} + 1}}{\sqrt{(1 + A_2) g_{22}}} \frac{K_{d\Omega} \sqrt{R_{вх}'}}{\left(\frac{g_r'}{g_{вх}} + \frac{Y_{вх\Omega}'}{g_{вх}} \right)}, \quad (8.38)$$

откуда

$$K_{u\Sigma} = m Y_{21} \sqrt{R_{\text{пт}}} \frac{\sqrt{\frac{g'_r}{g_{\text{вх}}} + 1}}{\sqrt{(1 + A_2) g_{22}}} \frac{K_{d\Omega} \sqrt{R'_{\text{вх}}}}{\left(\frac{g'_r}{g_{\text{вх}}} + \frac{Y'_{\text{вх}\Omega}}{g_{\text{вх}}} \right)} \quad (8.39)$$

а величина коэффициента модуляции на входе детектора

$$m' = m \frac{\frac{g'_r}{g_{\text{вх}}} + 1}{\frac{g'_r}{g_{\text{вх}}} + \frac{Y'_{\text{вх}\Omega}}{g_{\text{вх}}}} \quad (8.40)$$

Соотношение (8.40) вместе с полученными зависимостями $\frac{Y'_{\text{вх}\Omega}}{g_{\text{вх}}}$ показывает, что при $A < 2$ коэффициент модуляции на входе детектора меньше, а при $A > 2$ — больше соответствующего коэффициента на входе УПЧ.

Для расчета зависимости коэффициента передачи тракта УПЧ — детектор от обобщенного напряжения смещения A , определяющего режим работы детектора, необходимо получить условия постоянства входного напряжения и полосы пропускания последнего каскада УПЧ, а также выходного напряжения детектора.

1. УСЛОВИЕ ПОСТОЯНСТВА ПОЛОСЫ ПРОПУСКАНИЯ ОКОНЕЧНОГО КАСКАДА УПЧ

Из рис. 8.14

$$\frac{\Delta F}{\Delta F_0} = \frac{g_k + g_{22} P_1^2 + g_{\text{вх}} P_2^2}{g_k} \quad (8.41)$$

откуда, воспользовавшись соотношениями (8.35) и (8.36), найдем

$$\frac{P_2^2 g_r}{P_1^2 g_{22}} = 1 + \frac{1 + A_2}{\frac{\Delta F}{\Delta F_0}} \quad (8.42)$$

Учитывая (8.37), получим

$$\frac{\Delta F}{\Delta F_0} = \frac{(1 + A_2)(g_r + g_{\text{вх}})}{A_2 g_r - g_{\text{вх}}} = \frac{(1 + A_2) \left(1 + \frac{g'_r}{g_{\text{вх}}} \right)}{A_2 \frac{g'_r}{g_{\text{вх}}} - 1} \quad (8.43)$$

Выражение (8.43) определяет расширение полосы оконечного каскада УПЧ через заданное отношение входной проводимости g'_r

нератора к входной проводимости детектора и выбранную из условий устойчивой работы каскада величину A_2 . При заданных значениях собственной полосы ΔF_0 контура в коллекторной цепи оконечного каскада УПЧ и коэффициента A_2 постоянство его полосы обеспечивается постоянством $\frac{g'_r}{g_{\text{вх}}}$.

2. УСЛОВИЕ ПОСТОЯНСТВА ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ ДЕТЕКТОРА

Выходное напряжение детектора

$$u_{\text{вых}} = m' u_m K_{d\Omega} \quad (8.44)$$

u_m — амплитуда напряжения несущей на входе детектора. Используя выражение (8.40) для коэффициента модуляции m' , получим

$$u_{\text{вых}} = \frac{m \left(\frac{g'_r}{g_{\text{вх}}} + 1 \right) u_m K_{d\Omega}}{\frac{g'_r}{g_{\text{вх}}} + \frac{Y'_{\text{вх}\Omega}}{g_{\text{вх}}}} \quad (8.45)$$

Следовательно, при заданных полосе оконечного каскада УПЧ $\left(\frac{g'_r}{g_{\text{вх}}} \right)$, коэффициенте модуляции сигнала на его входе (m) и при использовании в качестве детектирующего элемента определенного типа диода (γ) постоянство выходного напряжения детектора обеспечивается постоянством величины

$$\frac{B_c K_{d\Omega}}{\frac{g'_r}{g_{\text{вх}}} + \frac{Y'_{\text{вх}\Omega}}{g_{\text{вх}}}}$$

3. УСЛОВИЕ ПОСТОЯНСТВА ВХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ УПЧ

Значение входного напряжения УПЧ

$$u_{\text{вх}} = \frac{u_{\text{вых}}}{K_{u\Sigma}} = \frac{m' u_m K_{d\Omega}}{K_{u\Sigma}} \quad (8.46)$$

С учетом соотношений для m' и $K_{u\Sigma}$ выражение (8.46) запишем как

$$u_{\text{вх}} = \frac{\sqrt{\left(\frac{g'_r}{g_{\text{вх}}} + 1 \right) (1 + A_2) g_{22}}}{Y_{21} \sqrt{R_{\text{пт}}}} \frac{u_m}{\sqrt{R'_{\text{вх}}}} \quad (8.47)$$

Таким образом, при заданной полосе оконечного каскада УПЧ $\left(\frac{g_{\Gamma}}{g_{\text{вх}}}\right)$ и известных значениях A_2 , Y_{21} , g_{22} γ условием постоянства входного напряжения УПЧ является постоянство величины $\frac{\sqrt{R'_{\text{вх}}}}{B_c}$

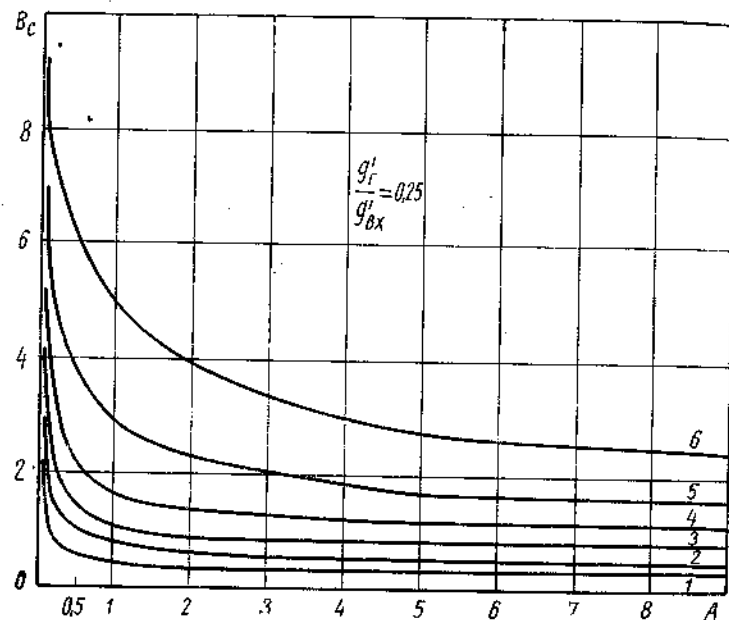


Рис. 8.15. Зависимости параметра B_c от A при значениях $\frac{B_c K_{d\Omega}}{\frac{g_{\Gamma}}{g_{\text{вх}}} + \frac{Y_{\text{вх}\Omega}}{g_{\text{вх}}}}$: 1—0,05; 2—0,12; 3—0,25; 4—0,5; 5—1,2; 6—2,5

Расчитав вспомогательные зависимости $B_c = f(A)$ при

$$\frac{B_c K_{d\Omega}}{\frac{g_{\Gamma}}{g_{\text{вх}}} + \frac{Y_{\text{вх}\Omega}}{g_{\text{вх}}}} = \text{const} \quad (\text{рис. 8.15}) \quad \text{и} \quad B_c = f(A) \quad \text{при} \quad \frac{\sqrt{R'_{\text{вх}}}}{B_c} = \text{const}$$

(рис. 8.16), приступим к расчету зависимости $K_{\text{и}\Omega}$ от A при заданных значениях $\frac{B_c K_{d\Omega}}{\frac{g_{\Gamma}}{g_{\text{вх}}} + \frac{Y_{\text{вх}\Omega}}{g_{\text{вх}}}}$ и $\frac{\sqrt{R'_{\text{вх}}}}{B_c}$, а также некоторых

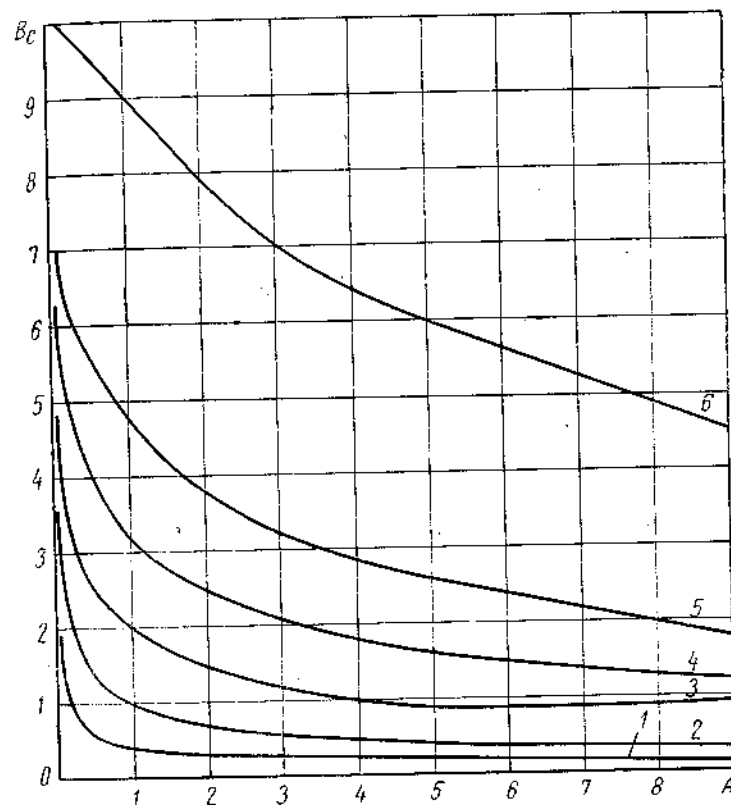


Рис. 8.16. Зависимости параметра B_c от A при значениях $\frac{\sqrt{R'_{\text{вх}}}}{B_c}$: 1—2,5; 2—1; 3—0,5; 4—0,3; 5—0,2; 6—0,1

постоянных значениях $\frac{g_{\Gamma}}{g_{\text{вх}}}$. Указанные зависимости построены на рис. 8.17, 8.18.

Для удобства сравнения полученных характеристик по оси ординат отложена некоторая обобщенная величина усиления тракта УПЧ—детектор $K_{\text{и}\Omega}$ обобщ. равная

$$K_{\text{и}\Omega} \frac{\sqrt{(1+A_2)g_{22}}}{mY_{21}\sqrt{R_{\text{пт}}}} = \sqrt{\frac{g_{\Gamma}}{g_{\text{вх}}} + 1} \frac{B_c K_{d\Omega}}{\frac{g_{\Gamma}}{g_{\text{вх}}} + \frac{Y_{\text{вх}\Omega}}{g_{\text{вх}}}} \frac{\sqrt{R'_{\text{вх}}}}{B_c} \quad (8.48)$$

Рисунки 8.17—8.18 позволяют сделать следующий вывод. Существует оптимальное значение обобщенного напряжения смещения при заданных величинах полосы пропускания оконеч-

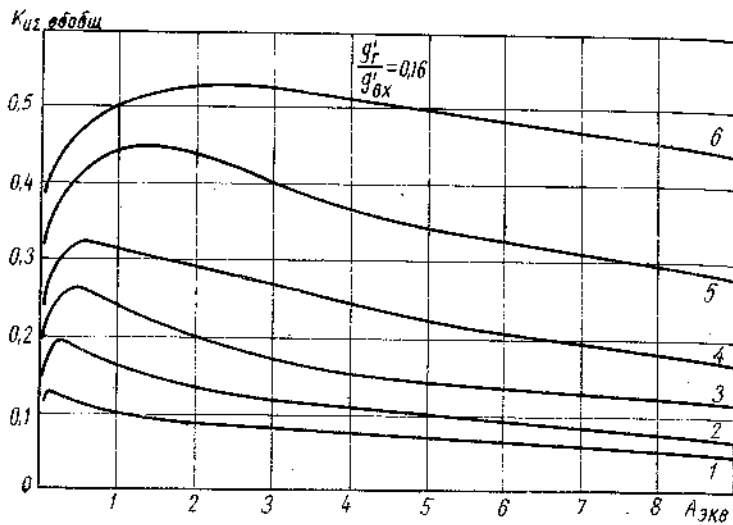


Рис. 8.17. Зависимость обобщенной величины усиления тракта УПЧ — детектор от параметра $A (A_{\text{экв}})$. При значениях

$$\frac{B_c K_{d\Omega}}{g'_r + \frac{Y'_{вх\Omega}}{g'_{вх}}}: 1-0,05; 2-0,12; 3-0,25; 4-0,5; 5-1,2; 6-2,5$$

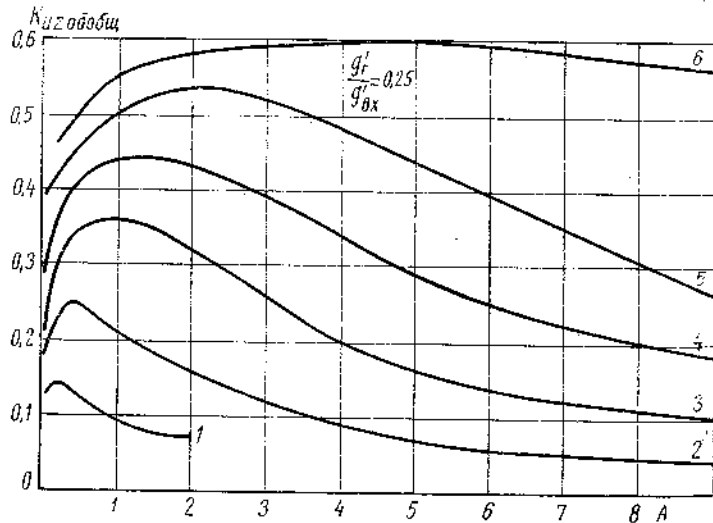


Рис. 8.18. Зависимость обобщенной величины усиления тракта УПЧ — детектор от параметра $A (A_{\text{внв}})$ при значениях

$$\frac{\sqrt{R'_{вх}}}{B_c}: 1-2,5; 2-1; 3-0,5; 4-0,3; 5-0,2; 6-0,1$$

ного каскада УПЧ, напряжения низкой частоты на выходе детектора или напряжения несущей на входе УПЧ, при котором обеспечивается максимальный коэффициент передачи тракта УПЧ-детектор.

Выбор неоптимального режима работы детектора при некоторых средних и малых значениях низкочастотного сигнала на его входе или высокочастотного сигнала на входе УПЧ может привести к существенной потере усиления тракта. Например,

$$\frac{K_{д\Omega}(A=9)}{K_{д\Omega \text{ опт}}} \approx \frac{B_c K_{д\Omega}}{B_c K_{д\Omega} + \frac{Y'_{вх\Omega}}{g'_{вх}}} \approx 0,43 \text{ и } 0,28 \text{ при } \frac{g'_r}{g'_{вх}} = 0,25 \text{ и соответственно при } \frac{\sqrt{R'_{вх}}}{B_c} = 0,5$$

Соотношения (8.39), (8.40) справедливы в самом общем случае (сопротивление нагрузки детектора для частоты модуляции отлично от сопротивления нагрузки постоянному току). При этом параметр, характеризующий режим работы детекторной цепи, — величина обобщенного напряжения смещения эквивалентного детектора ($A_{\text{опт}}$).

8.1.4. Нелинейные искажения детектора

В приемнике степень связи детектора с оконечным каскадом УПЧ может быть различной. Поэтому в общем случае коэффициент гармоник детектора определяется как нелинейностью детекторной характеристики, так и нелинейностью его входного сопротивления. Расчет зависимости коэффициента гармоник детектора от величины обобщенного напряжения смещения A , от обобщенной амплитуды подводимого сигнала B_c и сопротивления генератора R_g , питающего детектор, можно осуществить так:

из рис. 8.19

$$u_{\text{вых}} = \frac{u_{\text{вх}}}{R_g + R_{вх}} R_{вх} K_d \quad (8.49)$$

Обозначив

$$\left. \begin{aligned} \gamma u_{\text{вх}} &= B_{\text{вх}} \\ \gamma u_{\text{внх}} &= B_{\text{внх}} \end{aligned} \right\} \quad (8.50)$$

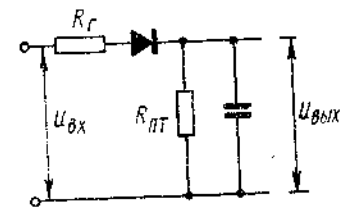


Рис. 8.19. Схема возбуждения детектора от источника с конечным внутренним сопротивлением

и учитывая (8.9) и (8.35), найдем

$$B_{\text{вых}} = B_{\text{вх}} \frac{K_d}{1 + \frac{R'_r}{R_{\text{вх}}}} \quad (8.51)$$

Пользуясь выражением (8.51), построим результирующую детекторную характеристику, учитывающую нелинейность входного сопротивления детектора.

Из полученной характеристики методом трех ординат можно определить коэффициент гармоник детектора при заданных значениях A , B_c , R'_r и глубины модуляции m .

Из выражения (8.51) видно, что при работе детектора от генератора напряжения ($R'_r \ll R_{\text{вх}}$) нелинейность результирующей детекторной характеристики определяется лишь зависимостью коэффициента передачи детектора от величины подводимого сигнала

$$B_{\text{вых}} = B_{\text{вх}} K_d = B_c K_d \quad (8.52)$$

В рассматриваемом случае начало участка линейного детектирования характеризуется обобщенными величинами A и B_c . Чем больше величина обобщенного напряжения смещения (при условии, что результирующее напряжение на диоде не выходит за границы экспоненциального участка), тем при меньшем B_c , а значит, и при меньшем сигнале можно получить небольшие искажения. С другой стороны, чем больше γ , тем меньше величина допустимого с точки зрения искажений сигнала.

При работе детектора от генератора тока ($R'_r \gg R_{\text{вх}}$) нелинейность результирующей детекторной характеристики определяется зависимостью от величины сигнала как коэффициента передачи, так и входного сопротивления:

$$B_{\text{вых}} = \frac{B_{\text{вх}}}{R'_r} K_d R'_{\text{вх}} \quad (8.53)$$

На рис. 8.20—8.24 показаны расчетные зависимости коэффициента гармоник детектора при различных значениях обобщенной амплитуды сигнала и сопротивления генератора R'_r , приведенного к 1 ком сопротивления нагрузки, от величины обобщенного напряжения смещения при $m=60\%$.

Из рис. 8.11, 8.20—8.24 видно, что для точечных германиевых диодов, начиная с сигналов порядка 50 мв ($B_c=2$; $\gamma=29$ 1/в), уже существенно влияние зависимости входного сопротивления детектора от величины входного сигнала на форму результирующей детекторной характеристики, а значит, и коэффициент гармоник. Определим коэффициент гармоник детектора с одинаковой нагрузкой по постоянному и переменному току при подаче на его вход напряжения 50 мв от источника с малым и большим внутренним сопротивлением. Пусть в детекторе используется точечный герма-

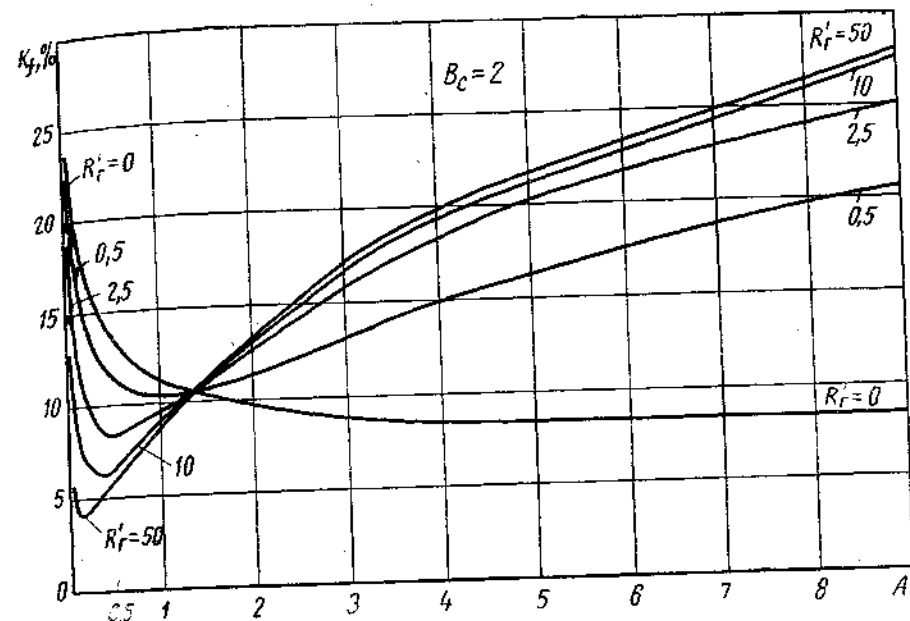


Рис. 8.20. Зависимость коэффициента гармоник детектора от параметров A и R'_r .

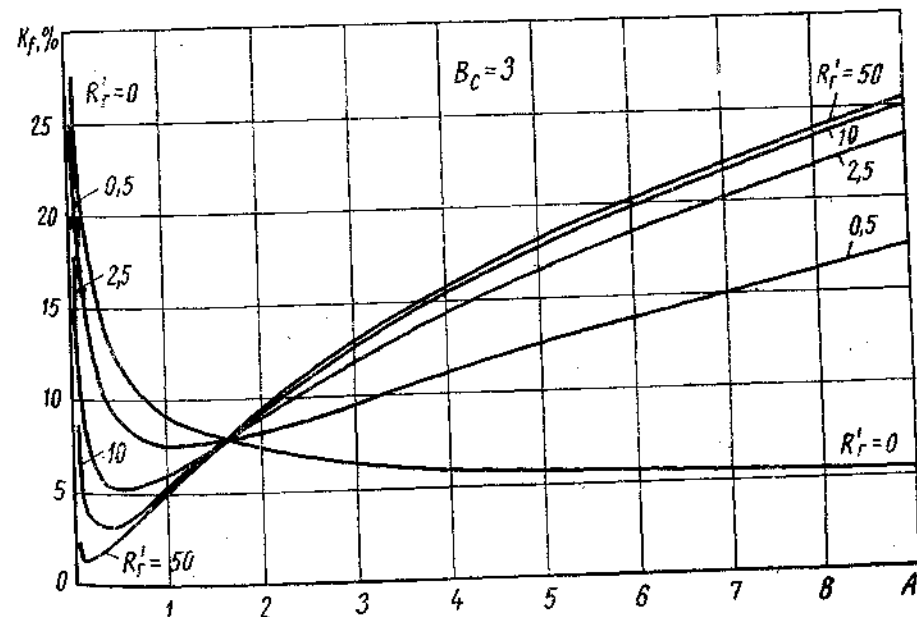


Рис. 8.21. Зависимость коэффициента гармоник детектора от параметров A и R'_r .

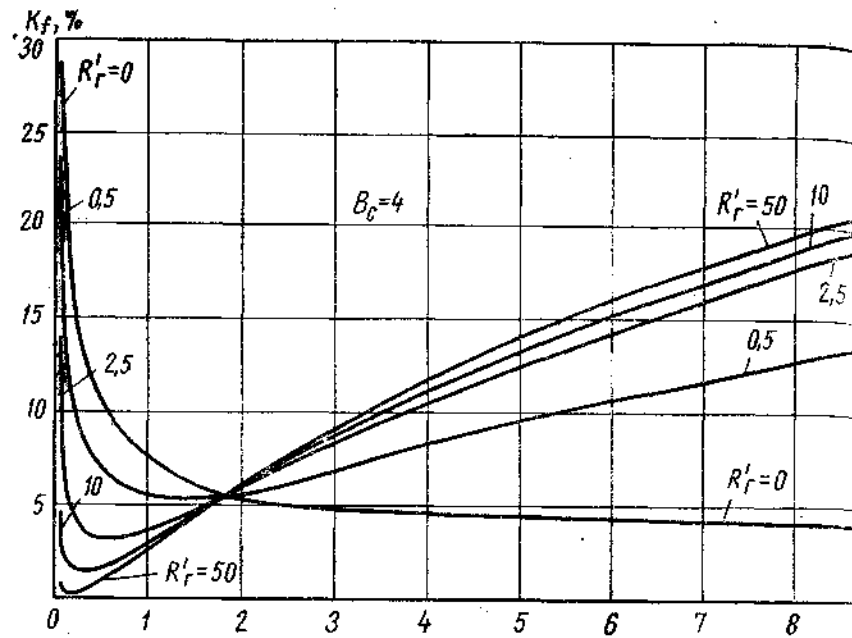


Рис. 8.22. Зависимость коэффициента гармоник детектора от параметров A и B_c

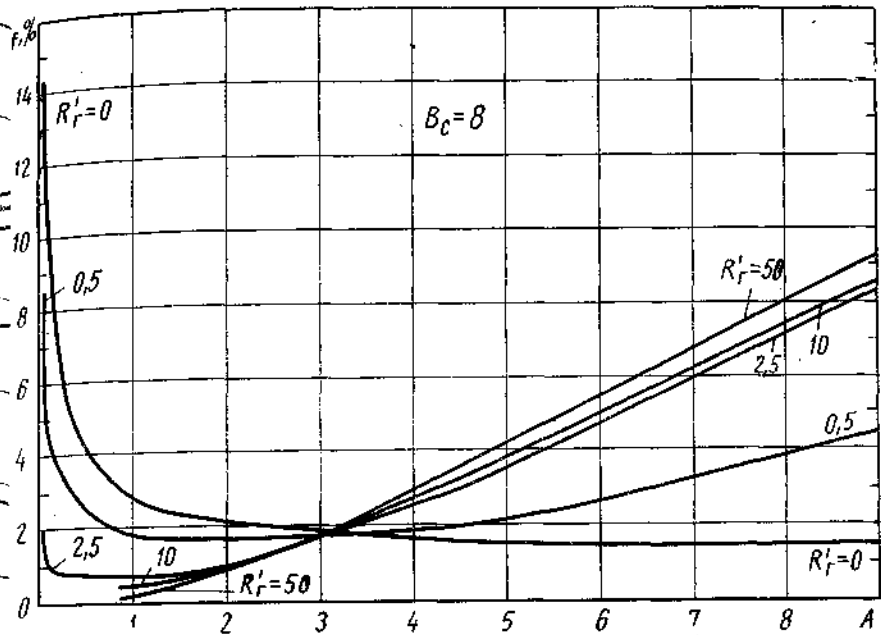


Рис. 8.24. Зависимость коэффициента гармоник детектора от параметров A и R_r'

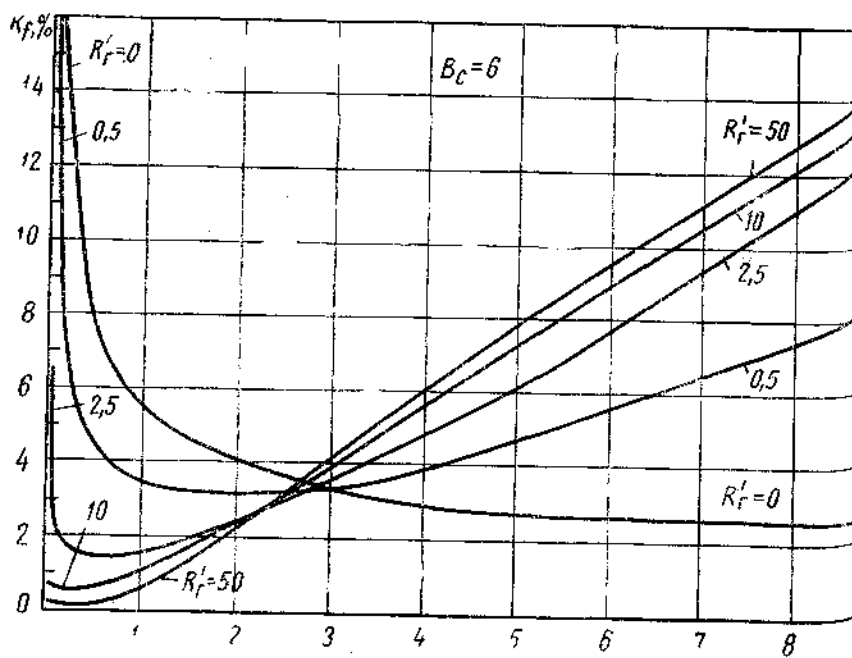


Рис. 8.23. Зависимость коэффициента гармоник детектора от параметров A и B_c

линейный диод с $\gamma=29$ 1/в, $i_0=3$ мка, а нагрузка детектора $R_{пт}=10$ ком. Тогда при работе детектора от генератора напряжения и без источника смещения в цепи диода коэффициент гармоник детекторной цепи будет около 12% ($m=60\%$). Если же детектор работает от генератора тока, то в зависимости от выбранного смещения, т. е. от того, линеаризует ли зависимость входного сопротивления детектора от сигнала результирующую детекторную характеристику или, напротив, увеличивает ее нелинейность, коэффициент гармоник может быть около 5% или около 30% ($m=60\%$).

Зависимости рис. 8.20—8.24 позволяют указать на ряд особенностей работы диодного детектора.

- Меньшие значения коэффициента гармоник детектора — при питании от генератора тока.
- При заданном сопротивлении генератора существует оптимальная величина обобщенного напряжения смещения, при которой коэффициент гармоник детектора минимален.
- При некотором значении обобщенного напряжения смещения ($A \approx 2$) коэффициент гармоник детектора не зависит от сопротивления источника сигнала. Если величина обобщенного напряжения смещения больше этого значения, то меньшие нелинейные

искажения возникают при меньших величинах сопротивления генератора.

Зависимостями рис. 8.20—8.24 можно пользоваться и при расчете детектора с разными сопротивлениями нагрузок для частот модуляции и постоянного тока, но следует учесть, что в рассматриваемом случае A заменяем на $A_{эвб}$ (см. соотношение 8.27),

$$R'_r = \frac{R_r}{R_{пт}} \gamma. \quad \text{Из рис. 8.5—8.9 и 8.20—8.24 можно сделать вы-$$

вод о том, что при правильном выборе режима работы детекторной цепи и сопротивления источника сигнала малые нелинейные искажения могут быть получены и при существенной разнице сопротивлений нагрузок детектора по постоянному и переменному току.

8.1.5. Влияние температуры окружающей среды и технологического разброса характеристик диодов на работу детекторной цепи

При проектировании транзисторных радиоприемников, устойчивых к воздействию дестабилизирующих факторов, следует уделять серьезное внимание выбору схемы детектора. Обратный ток полупроводникового диода i_0 существенно зависит от температуры, а сама величина его имеет большой технологический разброс. В частности, обратный ток точечных германиевых диодов, величина которого лежит в пределах 0,3—5 мкА, приблизительно удваивается через каждые 10 градусов. Коэффициент γ в уравнении (8.1) также зависит от температуры, однако его зависимость существенно меньше, так как

$$\gamma = \lambda \frac{q}{kT} \quad (8.54)$$

[в (8.54) $\lambda = 0,5 \div 1$, q , k — постоянные, T — абсолютная температура].

Технологический разброс и температурная зависимость характеристик диодов вызывают нестабильность коэффициента передачи и входного сопротивления детектора, что в свою очередь влияет на усиление, полосу и селективность радиоприемника.

Возможны два способа стабилизации указанных параметров. Первый заключается в создании такого тракта УПЧ — детектор, в котором детекторный контур, будучи широкополосным, не выполнял бы функций селективности (вся селекция была бы сосредоточена, например, в преобразовательной ступени). Рассмотренный тракт позволил бы сохранить практически неизменными селективность и усиление радиоприемника. Действительно, при отсутствии начального смещения из (8.8)

$$A = \gamma i_0 R_{пт}. \quad (8.55)$$

Изменение величины обобщенного напряжения смещения за счет i_0 приводит к направленным в противоположные стороны из-

менениям входного сопротивления и коэффициента передачи детектора (рис. 8.12). Например, при уменьшении i_0 (а значит, и A) входное сопротивление детектора растет, а коэффициент передачи и глубина модуляции в соответствии с (8.40) и рис. 8.13 падают. Таким образом, рост усиления УПЧ из-за увеличения сопротивления нагрузки компенсируется согласно (8.39) уменьшением коэффициента передачи детектора и коэффициента модуляции сигнала на его входе.

Чтобы обеспечить устойчивую (отсутствие самовозбуждения и стабильность резонансной кривой) работу радиоприемника в широком диапазоне входных сопротивлений и коэффициента передачи детектора, необходимо при расчете оконечного каскада УПЧ ориентироваться на величину нагрузки (g_n), соответствующую $A_{мин}$ (минимальное при заданных разбросе параметров диода и интервале рабочих температур значение обобщенного напряжения смещения).

При этом полоса пропускания каскада при средних значениях параметров диодов окажется значительно шире заданной, а коэффициент устойчивости K_y значительно выше требуемого в соответствии с (8.56)

$$1 - K_y = [1 - K_y(A_{мин})] \frac{g_n(A_{мин}) + g_{22}}{g_n + g_{22}}. \quad (8.56)$$

Последнее приводит к потере усиления каскада, так как

$$K_p = 1 - K_y.$$

Широкополосность оконечной ступени УПЧ может оказаться нежелательной (из-за просачивания напряжения гетеродина) так же, как и сниженные усиления.

Высокая стабильность характеристик приемника достигается стабилизацией параметров детекторной цепи.

8.1.6. Способы стабилизации параметров детекторной цепи

Параметры детектора определяются величинами

$$A = \gamma (U_0 - U_d + i_0 R_{пт}) \quad \text{и} \quad B_c = \gamma U_m.$$

Учитывая, что γ имеет небольшой технологический разброс и слабую зависимость от температуры, нестабильностью величины B_c можно пренебречь. Нестабильность характеристик детектора обусловлена, главным образом, нестабильностью обобщенного напряжения смещения A . Из рис. 8.2

$$U_0 - U_d = i_d R_{пт}. \quad (8.57)$$

откуда

$$A = \gamma (i_d + i_0) R_{пт}. \quad (8.58)$$

Так как

$$i_d = \frac{E_s}{R_{пт} + R_{ид}}$$

(E_s — эквивалентный источник смещения в детекторной цепи, $R_{пт}$ — эквивалентное сопротивление нагрузки детектора по постоянному току, $R_{ид}$ — сопротивление диода в статическом режиме), для стабилизации величины A необходимо выполнить следующие условия:

$$R_{пт} \gg R_{ид}, \quad \frac{E_s}{R_{пт}} \gg i_0. \quad (8.6)$$

При выполнении их ток i_d , протекающий через диод, значительно превосходит обратный ток диода i_0 и не зависит от дестабилизирующих факторов, т. е. является постоянным. В этом случае из (8.58)

$$A = \gamma i_d R_{пт} = \text{const.}$$

Практическое воплощение условий (8.60) показано на рис. 8.26, где

$$R_{пт} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}, \quad \text{а } E_s = \frac{E_{пит}}{R_1 + R_2} R_1.$$

Рассмотренному способу стабилизации соответствуют большие значения обобщенного напряжения смещения ($A > 9$). Но как видно из рис. 8.20—8.24, в ряде случаев меньшие значения коэффициента гармоник получаются при малых величинах A . Для сохранения малых величин обобщенного напряжения смещения приходится иначе решать вопросы стабилизации характеристик детектора.

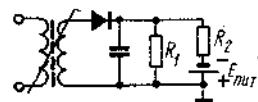


Рис. 8.25. Схема стабилизированного детектора

Используя выражение (8.25), получим соотношение для параметра A в виде

$$A = \gamma i_0 e^{\frac{U_d}{U_T}} R_{пт}, \quad (8.61)$$

из которого можно найти условие его постоянства при изменении температуры, т. е. условие $\frac{dA}{dT} = 0$.

С высокой степенью точности выражение, определяющее закон изменения напряжения на диоде при условии постоянства величины A , может быть записано на основании (8.61) так:

$$\frac{dU_d}{dT} \approx -\frac{a}{\gamma}, \quad (8.62)$$

где

$$a = \frac{di_0}{i_0 dT}.$$

Следовательно, для стабилизации параметров детектора при изменении температуры окружающей среды необходимо создать в его цепи источник смещения, обеспечивающий изменение напряже-

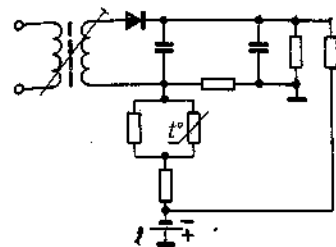


Рис. 8.26. Схема температурно стабилизированного детектора при питании от одного источника

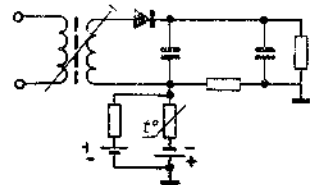


Рис. 8.27. Схема температурно стабилизированного детектора при питании от двух источников

ния на диоде со скоростью $-\frac{a}{\gamma}$ ($-2,5 \div -3$ мВ/град для германиевых диодов).

Практические схемы, позволяющие создать температурнозависимое напряжение на диоде и обеспечить необходимый режим работы детекторной цепи (заданное значение A), показаны на рис. 8.26—8.28.

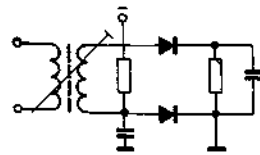


Рис. 8.28. Схема температурно стабилизированного детектора с дополнительным диодом

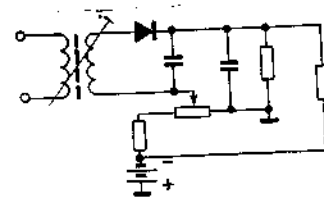


Рис. 8.29. Схема детектора с регулируемым смещением

В схеме рис. 8.26 — два делителя напряжения, один из которых благодаря комбинации терморезистора с двумя обычными резисторами в высокоомном плече может обеспечить линейный закон изменения тока делителя с температурой, а значит, и напряжения на диоде (при малых $R_{пт}$). Схема рис. 8.27 использует для создания требуемого стабилизированного режима мост из

двух источников питания и двух резисторов, один из которых нелинейный. В схеме рис. 8.28 роль температурнозависимого элемента выполняет диод, аналогичный детектирующему диоду.

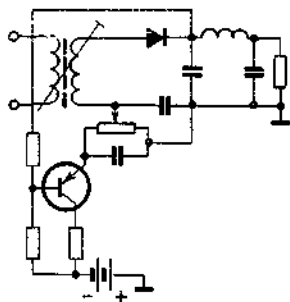


Рис. 8.30. Схема стабилизации режима работы детектора АРУ

Для стабилизации параметров детектора при смене диодов следует иметь в его цепи регулируемый источник смещения. Такие схемы показаны на рис. 8.29, 8.30.

8.1.7. Согласование детектора с УПЧ и УНЧ условия получения минимальных нелинейных искажений

Ранее было показано, что характер зависимости коэффициента гармоник детектора от сопротивления генератора определяется режимом работы детектора, характеризуемым величиной A (или $A_{экв}$ при разных нагрузках детектора по постоянному и переменному току). Также было показано, что значение обобщенного напряжения смещения A зависит от способа стабилизации параметров детекторной цепи. Поэтому при выборе согласования детектора с УПЧ и УНЧ, обеспечивающего минимальные нелинейные искажения, необходимо учитывать метод стабилизации его характеристик. Из рис. 8.11 видно, что при $A > 2$ характер зависимости входного сопротивления и коэффициента передачи детектора от сигнала аналогичны. Это значит, что если стабилизация детектора осуществляется большим начальным током, протекающим через диод, а вход УНЧ — высокоомный (для работы, например, от звукоснимателя), так что при интересующих сигналах $A_{экв} > 2$, то для получения минимальных искажений следует слабо связывать контур оконечного каскада УПЧ с детекторной цепью, т. е. обеспечить возбуждение детектора от генератора напряжением. В противном случае (при питании от генератора тока) значительно возрастает его коэффициент гармоник. Например, при $B_c = 3$, $A = 9$, $R_r' = 0$ $K_f \approx 5,5\%$ (см. рис. 8.21), в то время как при $B_c = 3$, $A = 9$ и $R_r' = 10$ $K_f \approx 25\%$.

Указанное построение тракта УПЧ — детектор — УНЧ обеспечивает минимальный коэффициент гармоник при стабилизации детектора постоянным током, значительно превосходящим обратный

ток диода. Однако само значение коэффициента гармоник в рассматриваемом случае не является минимальной предельно достижимой величиной при заданных характеристиках УПЧ и УНЧ. Для получения меньших искажений необходимо выбрать режим работы детектора, обеспечивающий малые значения $A_{экв}$ ($A_{экв} < 2$).

Из рис. 8.11 видно, что при $A < 2$ с ростом сигнала растет коэффициент передачи детектора, а входное сопротивление его падает. В этом случае, возбуждая детекторную цепь от генератора тока, т. е. сильно связывая ее с контуром последнего каскада УПЧ, можно компенсировать зависимость от сигнала коэффициента передачи обратной зависимостью входного сопротивления. Причем, если стабилизация детектора осуществляется большим начальным током, протекающим через диод, и отсутствуют специальные требования к УНЧ, для получения минимальных искажений необходимо выбрать минимально возможные с точки зрения стабильной работы детектора величины начального тока диода и сопротивления нагрузки по постоянному току. УНЧ должен быть низкоомным, чтобы значение $A_{экв}$ не превышало 0,4 при подводимых к диоду сигналах. Если же стабилизация параметров детектора осуществляется регулируемым источником смещения, то малые искажения могут быть получены при любом входном сопротивлении УНЧ.

РАСЧЕТ ОКОНЕЧНОГО КАСКАДА УПЧ И ЭЛЕМЕНТОВ СВЯЗИ С ДЕТЕКТОРОМ

Из предыдущих разделов видно, какую важную роль в работе детектора играет внутреннее сопротивление источника сигнала. Найдем соотношения для расчета элементов контура оконечного каскада УПЧ, обеспечивающих заданное сопротивление генератора.

Предельное значение A_2 можно выбрать из условия

$$(1 + A_2) \leq \frac{M_{рас}}{3 \div 4},$$

так как $(1 + A_1) \geq 3 \div 4$, а из [20]

$$(1 + A_1)(1 + A_2) = M_{рас},$$

где $M_{рас}$ применительно к широкополосному оконечному каскаду УПЧ определяется параметрами транзистора и выбранным коэффициентом устойчивости [20]:

$$M_{рас} = \frac{|Y_{21}Y_{12}|}{2g_{11}g_{22}(1 - K_y)},$$

Y_{21} , Y_{12} , g_{11} , g_{22} — параметры транзистора, K_y — коэффициент устойчивости, A_1 , A_2 — коэффициенты, характеризующие степень связи транзистора с входным и выходным контурами соответственно.

Емкость контура из ур-ния (8.43)

$$C_k = \frac{P_1^2 g_{22} \left(A_2 \frac{g_r}{g_{вх}} - 1 \right)}{2\pi \Delta F_0 \left(1 + \frac{g_r}{g_{вх}} \right)} \quad (8.63)$$

Если выбрать из конструктивных соображений коэффициент включения контура в коллекторную цепь равным единице, то

$$C_k = \frac{g_{22} \left(A_2 \frac{g_r}{g_{вх}} - 1 \right)}{2\pi \Delta F_0 \left(1 + \frac{g_r}{g_{вх}} \right)} \quad (8.64)$$

Так как

$$P_2^2 = \kappa^2 \frac{L_{св}}{L_k} \quad (8.65)$$

(κ — коэффициент связи между первичной и вторичной обмотками, L_k и $L_{св}$ — соответственно индуктивности контурной катушки и катушки связи с детектором), то, воспользовавшись соотношением (8.42), получим

$$L_{св} = \frac{L_k}{\kappa^2} P_1^2 g_{22} R_r \left[1 + \frac{\Delta F_0}{\Delta F} (1 + A_2) \right] \quad (8.66)$$

При проектировании тракта УПЧ—детектор следует помнить условие, ограничивающее полосу пропускания усилительного каскада [20]:

$$D \geq 3,6, \quad (8.67)$$

где

$$D \approx \frac{\kappa^2 F}{1 - \kappa^2 \Delta F},$$

F — резонансная частота контура.

8.1.8. Детектирование АМ сигнала триодными детекторами

Для детектирования АМ сигнала, кроме диодных детекторов, можно использовать и детекторы на транзисторах. Транзисторы широко применялись для детектирования АМ сигнала в первых моделях приемников. Это было обусловлено низким качеством полупроводниковых приборов и отсутствием необходимых знаний для построения приемных трактов с минимальными нелинейными искажениями и высокоэффективной АРУ, в которых для демодуляции сигнала используется диодный детектор.

Из различных триодных детекторов нашла применение схема с общим эмиттером (рис. 8.31). Пренебрегая нелинейностью характеристики $I_k = f(I_0)$, можно с достаточной степенью точности представить схему рис. 8.31 как диодный детектор в цепи базы и усилитель тока. Пользуясь таким допущением, определим основные параметры детектирования.

Заметим, что приводимые ниже соотношения справедливы при условии, что в качестве триодного детектора используется высокочастотный транзистор, у которого $|\beta|_{f=465} \approx |\beta|_{вч} \approx \beta$. Применение низкочастотного транзистора в триодном детекторе нецелесообразно, так как падает входное сопротивление детектора и снижается эффективность детектирования.

Связь между величиной базового тока и напряжением эмиттер-база выражается соотношением [18]

$$i_0 = i_0 e^{\gamma U_{эб}} - i, \quad (8.68)$$

где

$$\left. \begin{aligned} i_0 &= \frac{I_{э0} (1 - \alpha)}{1 - \alpha \alpha_{обр}} \\ i &= \frac{I_{к0} (1 - \alpha_{обр})}{1 - \alpha \alpha_{обр}} \end{aligned} \right\} \quad (8.69)$$

(в ур-нии (8.68) и дальнейшем анализе не учитывается влияние r_0' на работу триодного детектора, что для реальных схем и режимов работы вполне допустимо).

Учитывая соотношения между токами транзистора, запишем

$$I_{пост} = \frac{U_0 - U_{пост} - I_{к0} R_э \frac{1}{1 - \alpha}}{R_б + \frac{R_э}{1 - \alpha}}, \quad (8.70)$$

где $I_{пост}$ и $U_{пост}$ — соответственно постоянные составляющие тока базы и напряжения эмиттер-база, возникающие при подаче на вход детектора напряжения $u_0 = u_m \cos \omega t$. С другой стороны, из выражения (8.68) получим

$$I_{пост} = i_0 e^{\gamma U_{пост}} I_0(B_0) - i. \quad (8.71)$$

Обозначив коэффициент передачи немодулированного сигнала в цепи базы через $K_{дб}$, найдем

$$K_{дб} = \frac{U_{э0} - U_{пост}}{u_m}. \quad (8.72)$$

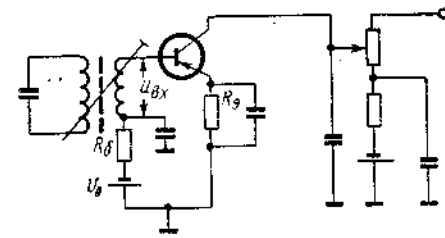


Рис. 8.31. Схема триодного детектора

Решая совместно ур-ния (8.70) и (8.72) и обозначив

$$A' = \gamma \left[U_0 - U_{\text{сб}0} + i \left(R_6 + \frac{R_9}{1-\alpha} \right) - \frac{I_{\text{кб}} R_9}{1-\alpha} \right], \quad (8.73)$$

получим

$$A' = A' e^{-B_c K_{\text{дб}}} I_0 (B_c) - B_c K_{\text{дб}}. \quad (8.74)$$

Выражения (8.74) и (8.7) аналогичны. Таким образом, для определения коэффициентов передачи немодулированного ($K_{\text{дб}}$) и модулированного ($K_{\text{дб}\Omega}$) сигналов в цепи базы, а также входного сопротивления детектора ($R_{\text{вх д}}$) и проводимости для отклонения огибающей можно пользоваться соотношениями, полученными для диодного детектора, и графиками рис. 8.11—8.13. При этом роль обобщенного напряжения смещения A выполняет величина A' из (8.73).

Коэффициент передачи немодулированного сигнала триодного детектора

$$K_d = \frac{K_{\text{дб}} B_{\text{ст}} R_{\text{пост}}}{R_6 + \frac{R_9}{1-\alpha}}, \quad (8.75)$$

где $B_{\text{ст}} = \frac{\alpha}{1-\alpha}$ — статический коэффициент усиления по току, $R_{\text{пост}}$ — сопротивление нагрузки по постоянному току в коллекторной цепи детектора.

Коэффициент передачи модулированного сигнала триодного детектора

$$K_{\text{дб}\Omega} = \frac{K_{\text{дб}\Omega} \beta R_{\text{н}}}{R_6 + \frac{R_9}{1-\alpha}}, \quad (8.76)$$

где β — динамический коэффициент усиления по току, $R_{\text{н}}$ — сопротивление нагрузки для частоты модуляции в коллекторной цепи детектора.

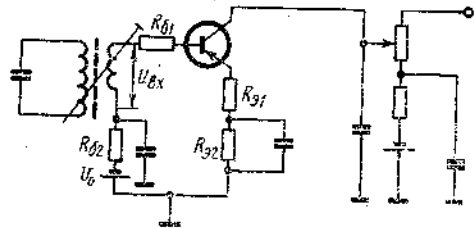


Рис. 8.32. Схема триодного детектора с шунтированными резисторами в эмиттерной и базовой цепях

В практике конструирования радиоприемников встречаются схемы триодных детекторов, в которых часть сопротивления в эмиттерной и базовой цепях не шунтирована емкостью (рис. 8.32). Определим параметры детектирования для таких схем. При условии, что в качестве детектора используется транзистор с высокой граничной частотой, запишем

$$u_{\text{сб}} = \frac{u_{\text{вх}} R_{\text{вх д}}}{R_{61} + \frac{R_{91}}{1-\alpha} + R_{\text{вх д}}}, \quad (8.77)$$

откуда

$$B_{\text{вх}} = B_c \frac{R_{61} + \frac{R_{91}}{1-\alpha} + R'_{\text{вх д}}}{R_{61} + R_{62} + \frac{R_{91} + R_{92}}{1-\alpha} + R'_{\text{вх д}}} = B_c \frac{R'_{\text{вх}}}{R_{\text{вх д}}}; \quad (8.78)$$

в ур-ниях (8.77), (8.78) $B_{\text{вх}} = \gamma u_{\text{вх}}$, $B_c = \gamma u_{\text{сб}}$

$$\left. \begin{aligned} R_{\text{вх д}} &= \frac{u_{\text{сб}}}{I_{\text{вх}}}; & R'_{\text{вх д}} &= \frac{R_{\text{вх д}}}{R_{61} + R_{62} + \frac{R_{91} + R_{92}}{1-\alpha}} \\ R'_{\text{вх}} &= \frac{R_{61} + \frac{R_{91}}{1-\alpha}}{R_{61} + R_{62} + \frac{R_{91} + R_{92}}{1-\alpha}} + R'_{\text{вх д}} \end{aligned} \right\} \quad (8.79)$$

По графикам рис. 8.11—8.12 определяется величина $R'_{\text{вх д}}$ при заданных A' из (8.73) и B_c , после чего рассчитываются зависимости $R'_{\text{вх}}$ от B_c из соотношения (8.79) при некоторых значениях M :

$$\left(M = \frac{R_{61} + \frac{R_{91}}{1-\alpha}}{R_{61} + R_{62} + \frac{R_{91} + R_{92}}{1-\alpha}} \right). \text{ Используя выражение (8.78), можно}$$

рассчитать зависимость $R'_{\text{вх}}$ от $B_{\text{вх}}$ при заданных значениях A' и M (рис. 8.33).

Аналогично можно рассчитать зависимости $K_{\text{дб}}$, $K_{\text{дб}\Omega}$ от $B_{\text{вх}}$ (рис. 8.33, 8.34), а затем на основании ур-ний (8.75) и (8.76) определить коэффициенты передачи триодного детектора соответственно для немодулированного и модулированного сигналов.

Поскольку детектор на транзисторе можно представить как диодный детектор в цепи базы и усилитель тока, при выборе оптимального (с точки зрения нелинейных искажений и усиления приемного тракта) режима его работы и согласования с УПЧ следует руководствоваться соображениями, справедливыми для диодного детектора.

Схемы температурной стабилизации триодных детекторов аналогичны схемам стабилизации детекторов на полупроводниковых диодах и усилительных каскадах.

Преимущество триодных детекторов перед диодными состоит в возможности создания эффективной АРУ. При использовании детектора, собранного по схеме с общим эмиттером (рис. 8.31—8.32), напряжение АРУ снимается с резистора в эмиттерной цепи.

Недостаток триодного детектора — в необходимости применения более дорогого высокочастотного транзистора и в наличии ограничения по коллекторной цепи. Для увеличения предельной амплитуды детектируемого сигнала следует выбирать напряжение

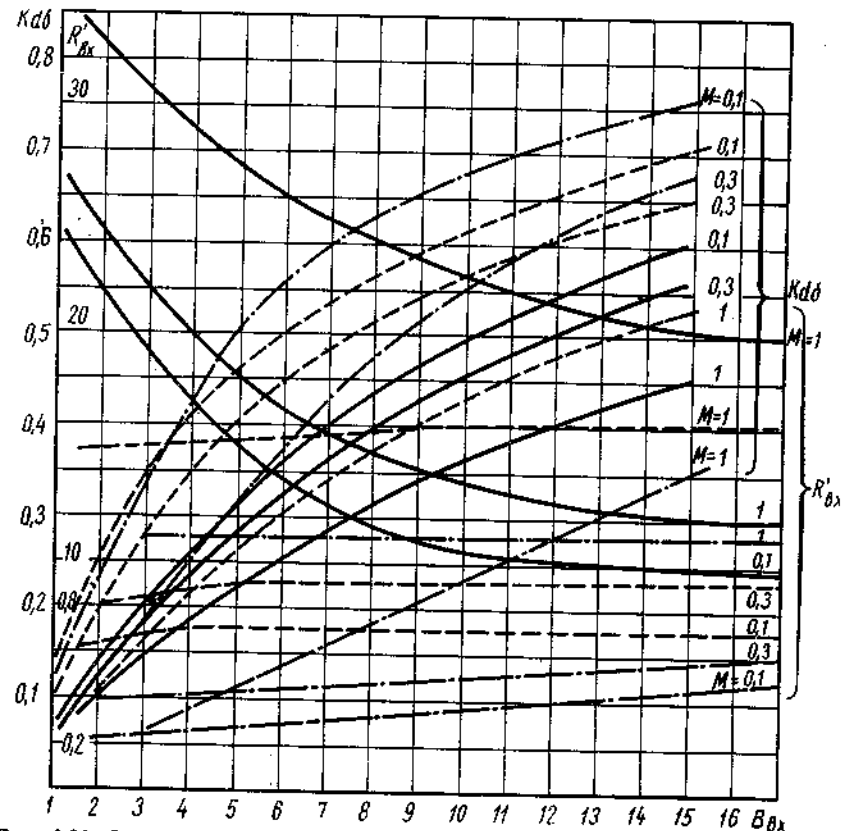


Рис. 8.33. Зависимости коэффициента передачи по постоянному току в цепи базы триодного детектора и входного сопротивления, приведенного к 1 ком сопротивления нагрузки от параметров $V_{вх}$, A' , M .

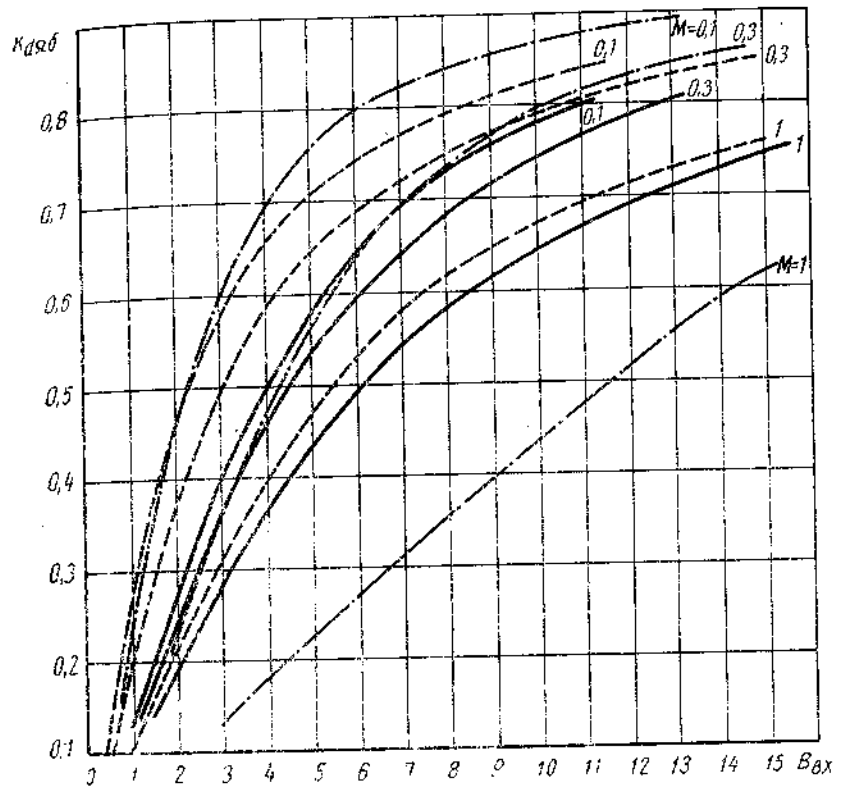


Рис. 8.34. Зависимости коэффициента передачи по низкой частоте в цепи базы триодного детектора от параметров $V_{вх}$, A' , M .

8.1.9. Некоторые задачи при проектировании тракта УПЧ — детектор — УНЧ. Методика их решения

I

Известны параметры УНЧ $i_{вх\text{УНЧ}}$, $R_{вх\text{УНЧ}}$ и полоса нагруженного контура в коллекторной цепи окончного каскада УПЧ ΔF . Выбрано сопротивление нагрузки детектора по постоянному току $R_{пт}$. Заданы Y-параметры транзистора окончного каскада УПЧ, параметры диода i_0 , γ и допустимая величина коэффициента гармоник $K_{г\text{доп}}$ при $m=60\%$. Необходимо найти величину подводимого к детектору напряжения сигнала, начальный ток диода и параметры детекторного контура, обеспечивающие заданную величину коэффициента гармоник детектора.

источника питания возможно большим, а сопротивление нагрузки детектора постоянному току по возможности малым. При выборе величины сопротивления нагрузки необходимо учитывать также, что с уменьшением $R_{пост}$ падает коэффициент передачи детектора. Поэтому в каждом конкретном случае принимается компромиссное решение.

Из выражения (8.43)

$$\frac{g_r'}{g_{вх}} = \frac{(1+A_2) + \frac{\Delta F}{\Delta F_0}}{A_2 \frac{\Delta F}{\Delta F_0} - (1+A_2)} \quad (8.80)$$

ΔF_0 — полоса ненагруженного контура.

1. Рассчитывается величина A_2 : $1 + A_2 = \frac{M_{рас}}{1 + A_1}$.

Предельное значение A_2 можно выбрать из условия $(1 + A_2) \leq \frac{M_{рас}}{3 + 4}$, где

$$M_{рас} = \frac{|Y_{21} Y_{12}|}{2g_{11} g_{22} (1 - K_y)}$$

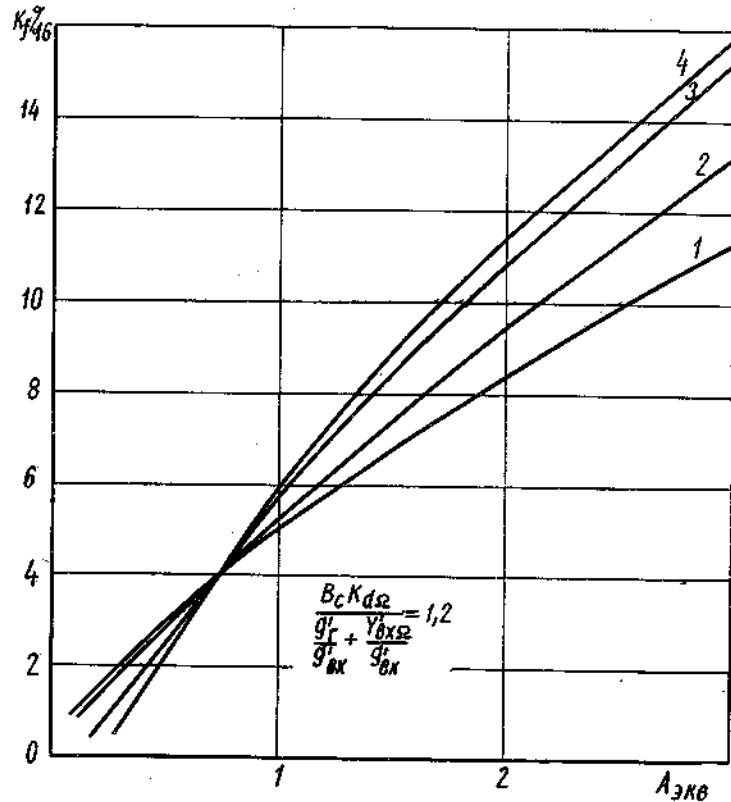


Рис. 8.35. Зависимость коэффициента гармоник детектора от параметра $A_{экв}$ при значениях $\frac{g_r'}{g_{вх}}$: 1—0,62; 2—0,4; 3—0,25; 4—0,16

2. По заданному значению ΔF рассчитывается величина $\frac{g_r'}{g_{вх}}$ из уравнения (8.80).

3. По графику зависимости K_f от $A_{экв}$ при заданных $\frac{B_c K_d \Omega}{\frac{g_r'}{g_{вх}} + \frac{Y_{вх} \Omega}{g_{вх}'}}$ и

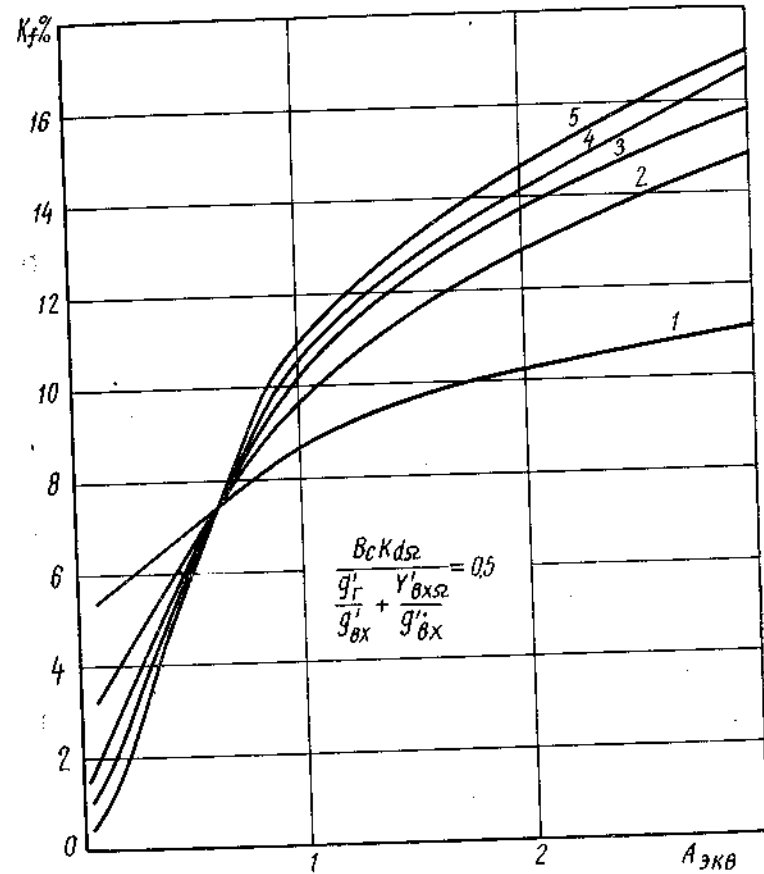


Рис. 8.36. Зависимость коэффициента гармоник детектора от параметра $A_{экв}$ при значениях $\frac{g_r'}{g_{вх}}$: 1—1,4; 2—0,62; 3—0,4; 4—0,25; 5—0,16

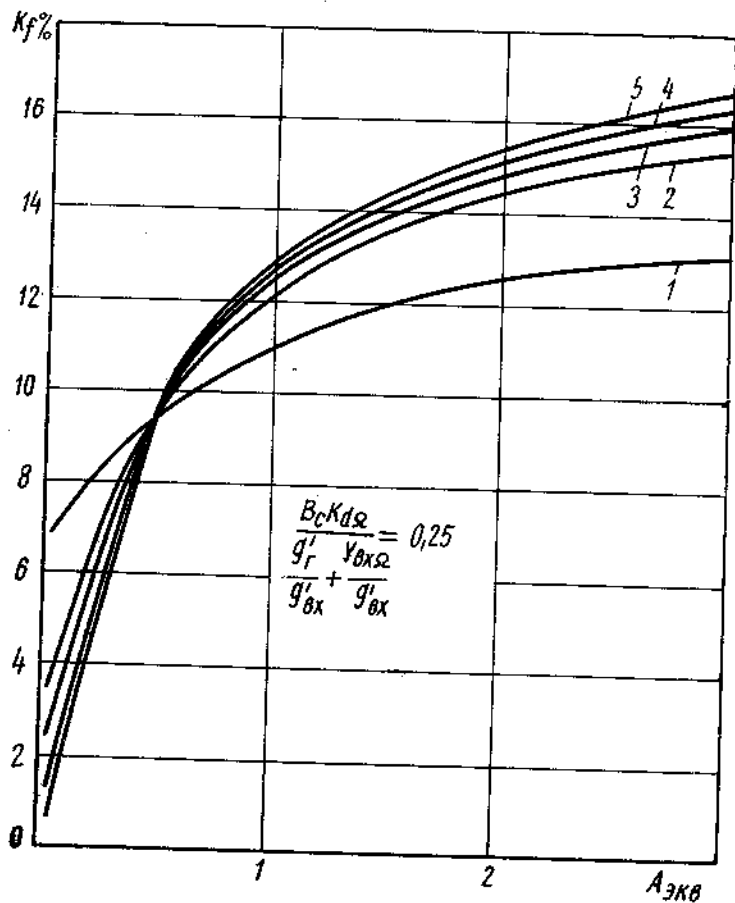


Рис. 8.37. Зависимость коэффициента гармоник детектора от параметра $A_{экв}$ при значениях $\frac{g'_Г}{g'_{вх}}$: 1—1,4; 2—0,62; 3—0,4; 4—0,25; 5—0,16

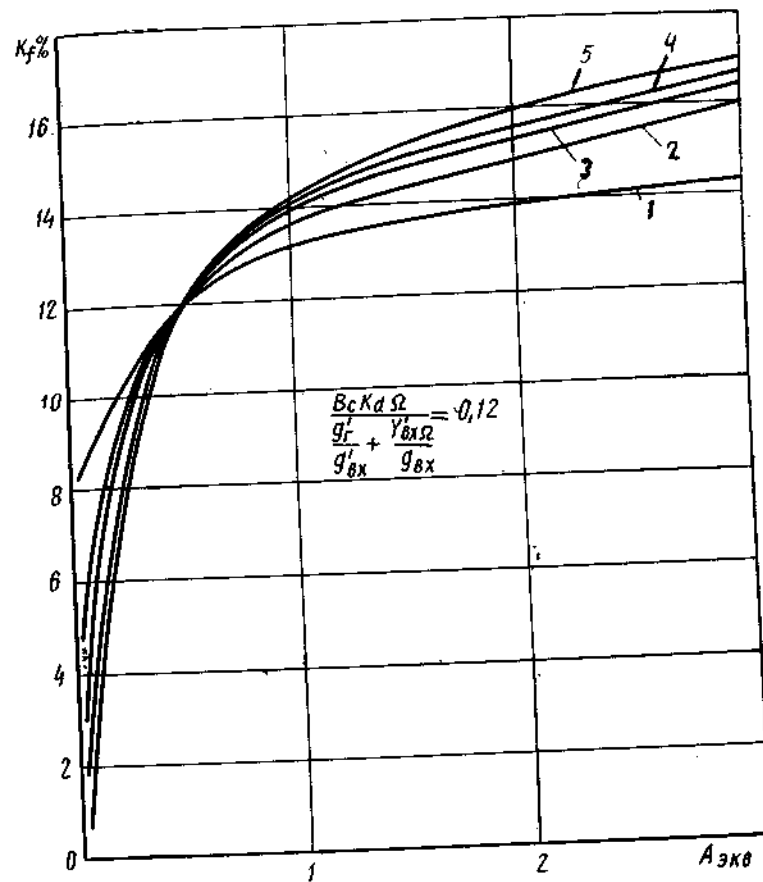


Рис. 8.38. Зависимость коэффициента гармоник детектора от параметра $A_{экв}$ при значениях $\frac{g'_Г}{g'_{вх}}$: 1—1,4; 2—0,62; 3—0,4; 4—0,25; 5—0,16

$\frac{g'_Г}{g'_{вх}}$ (рис. 8.35—8.38). Определяется $A_{экв}$, при котором обеспечивается K_f доп.

В соответствии с ур-нием (8.45)

$$\frac{B_c K_{d\Omega}}{\frac{g'_Г}{g'_{вх}} + \frac{Y'_{вх\Omega}}{g'_{вх}}} = \frac{\gamma u_{вхунч} \cdot 1,41}{m \left(\frac{g'_Г}{g'_{вх}} + 1 \right)}$$

(m — коэффициент модуляции на входе УПЧ).

4. Из графиков рис. 8.39 находят B_c при известных значениях $A_{экв}$ и

$$\frac{B_c K_{d\Omega} \left(\frac{g'_Г}{g'_{вх}} + 1 \right)}{\frac{g'_Г}{g'_{вх}} + \frac{Y'_{вх\Omega}}{g'_{вх}}}$$

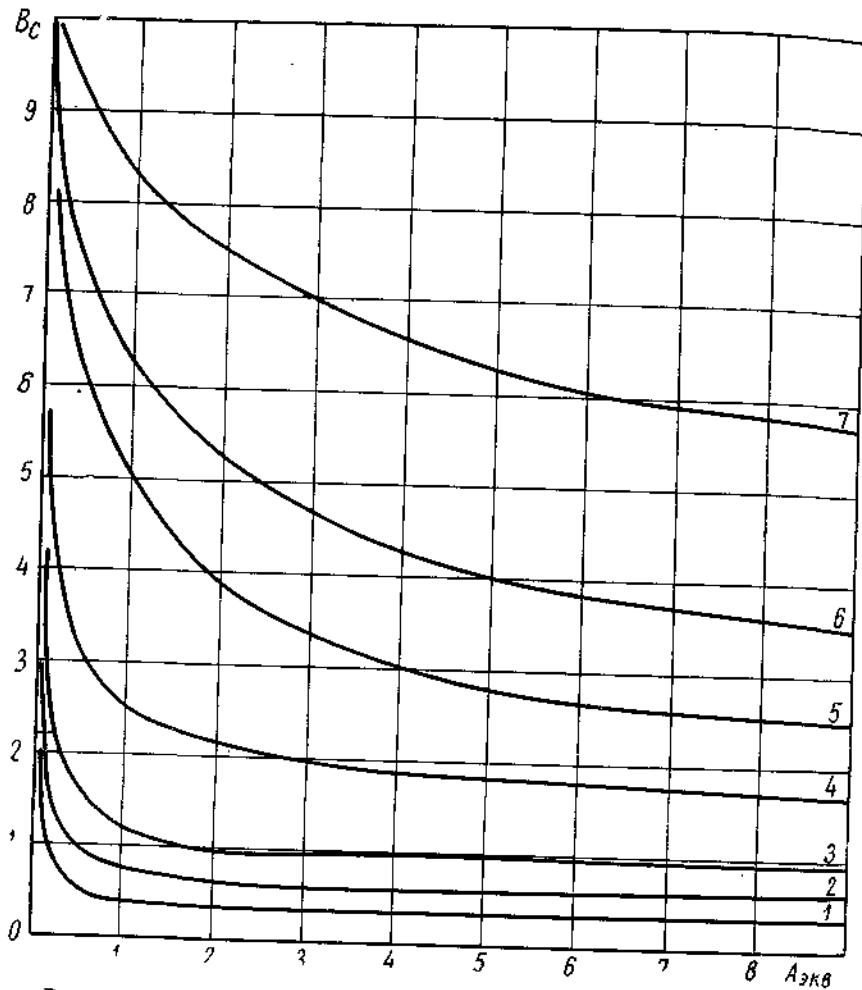


Рис. 8.30. Зависимость параметра B_c от $A_{зкв}$ при значениях $\frac{B_c K_{d\Omega} \left(\frac{g'_Г}{g'_{вх}} + 1 \right)}{\frac{g'_Г}{g'_{вх}} + \frac{Y'_{вх\Omega}}{g'_{вх}}}$: 1—0,058; 2—0,15; 3—0,35; 4—1,2; 5—2,9; 6—4,05; 7—6

где

$$\frac{B_c K_{d\Omega} \left(\frac{g'_Г}{g'_{вх}} + 1 \right)}{\frac{g'_Г}{g'_{вх}} + \frac{Y'_{вх}}{g'_{вх}}} = \frac{\gamma u_{вхУНЧ}}{m} \cdot 1,41,$$

после чего рассчитывается величина подводимого к детектору сигнала

$$u_{вхд} = \frac{B_c}{1,41\gamma}.$$

5. Из рис. 8.5—8.9 по известным значениям $A_{зкв}$, B_c и $\gamma \left(\nu = \frac{R_{пт} + R_{вхУНЧ}}{R_{вхУНЧ}} \right)$ определяется A , после чего на основании выражения (8.58) находят начальный ток диода

$$i_d = \frac{A}{\gamma R_{пт}} - i_0.$$

6. Рассчитывают элементы детекторного контура (величину емкости контура C_k и индуктивности катушки связи $L_{св}$). Из соотношений (8.63), (8.66):

$$C_k = \frac{p_1^2 g_{22} \left(A_2 \frac{g'_Г}{g'_{вх}} - 1 \right)}{2\pi \Delta F_0 \left(1 + \frac{g'_Г}{g'_{вх}} \right)}$$

(p_1 — коэффициент включения контура в коллекторную цепь);

$$L_{св} = \frac{L_k}{k^2} p_1^2 g_{22} R_{Г} \left[1 + \frac{\Delta F_0}{\Delta F} (1 + A_2) \right]$$

(L_k — индуктивность контурной катушки, k — коэффициент связи между контурной катушкой и катушкой связи);

$$R_{Г} = \frac{1}{g'_Г} R_{п.т.}, \quad g'_Г = \left(\frac{g'_Г}{g'_{вх}} \right) g'_{вх}, \quad \text{а} \quad \frac{1}{g'_{вх}}$$

определяется из графика рис. 8.11 по известным значениям B_c и A .

II

Известны параметры УНЧ $u_{вхУНЧ}$, $R_{вхУНЧ}$. Выбраны элементы детекторного контура C_k , L_k , $L_{св}$, k , Q_0 и сопротивление нагрузки детектора по постоянному току $R_{пт}$. Заданы Y -параметры транзистора оконечного каскада УПЧ и параметры диода i_0 , γ .

Необходимо найти величину напряжения сигнала, подводимого к детектору, и начальный ток диода, обеспечивающие минимальный коэффициент гармоник детектора.

1. По графикам зависимости K_f от $A_{экв}$ при заданных значениях R'_r

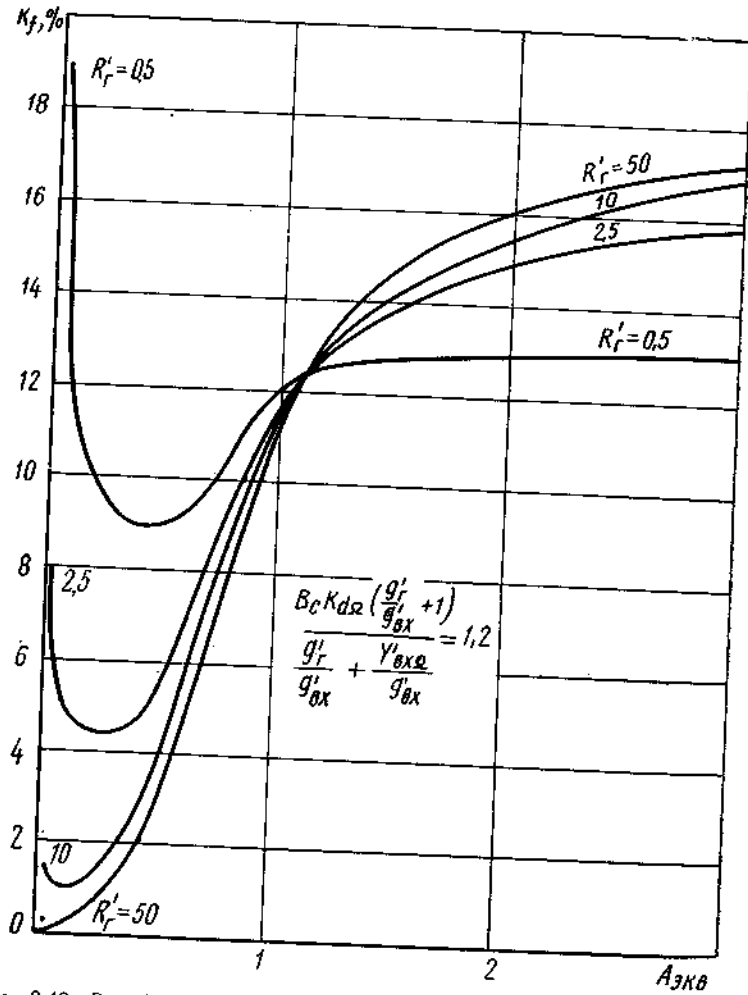
$$\frac{B_c K_{d\Omega} \left(\frac{g'_r}{g'_{вх}} + 1 \right)}{\frac{g'_r}{g'_{вх}} + \frac{Y'_{вх\Omega}}{g'_{вх}}} \quad (\text{рис. 8.40—8.43})$$


Рис. 8.40. Зависимость коэффициента гармоник детектора от параметров $A_{экв}$ и R'_r

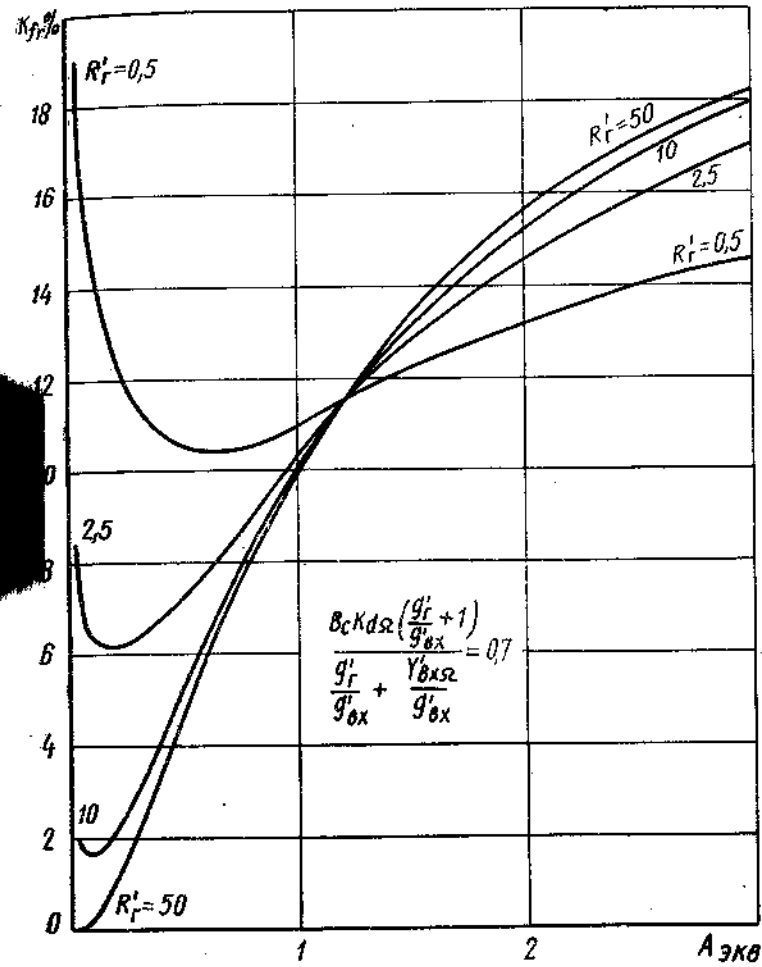


Рис. 8.41. Зависимость коэффициента гармоник детектора от параметров $A_{экв}$ и R'_r

где

$$\frac{B_c K_{d\Omega} \left(\frac{g'_r}{g'_{вх}} + 1 \right)}{\frac{g'_r}{g'_{вх}} + \frac{Y'_{вх\Omega}}{g'_{вх}}} = \frac{\gamma_{вхУНЧ} \cdot 1,41}{m}$$

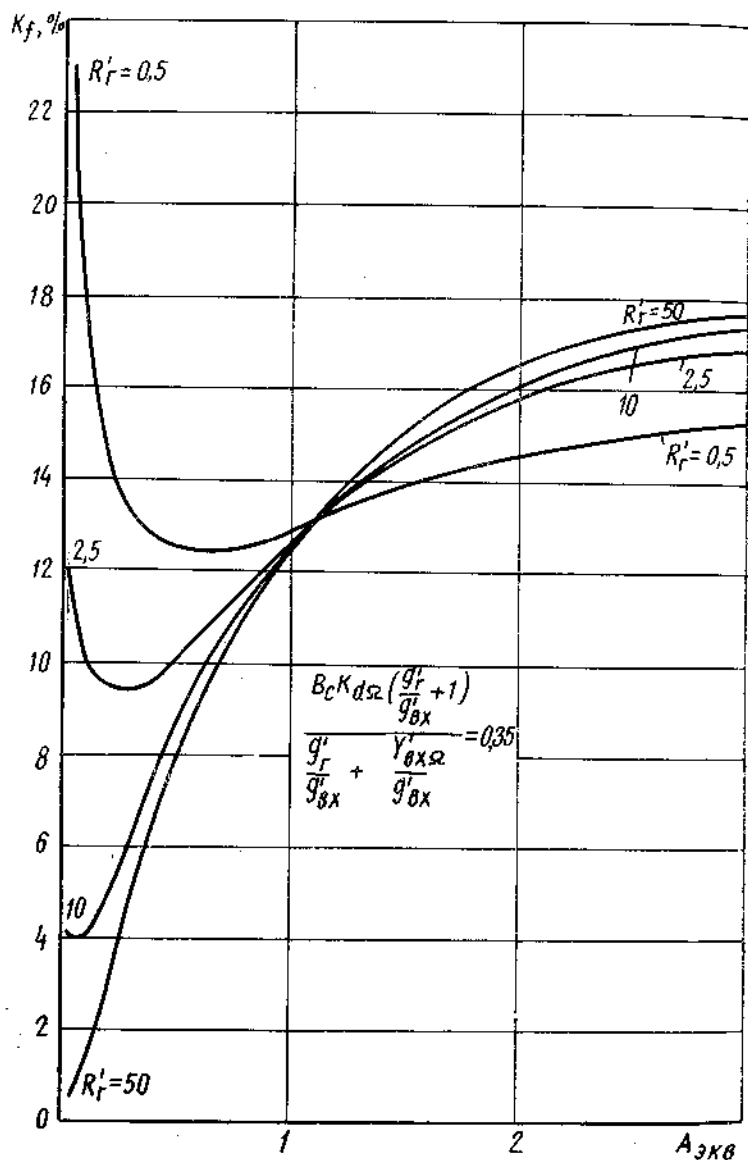


Рис. 8.42. Зависимость коэффициента гармоник детектора от параметров $A_{экв}$ и $R'_Г$

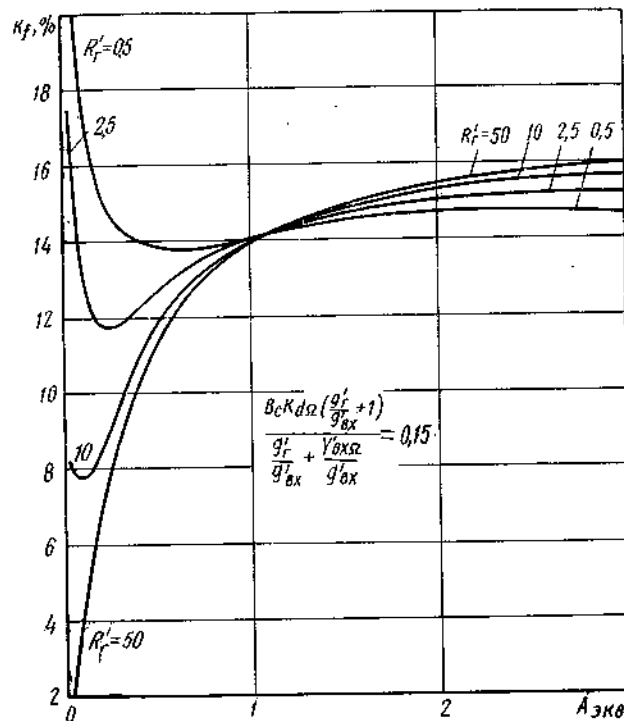


Рис. 8.43. Зависимость коэффициента гармоник детектора от параметров $A_{экв}$ и $R'_Г$

и из (8.43), (8.66)

$$R'_Г = \frac{\kappa^2 L_{св} \nu}{L_{к} R_{пт} \left(P_1^2 g_{гн} + \frac{2\pi FC_{к}}{Q_0} \right)} \quad (8.81)$$

($\nu = \frac{R_{пт} + R_{вх \text{ УНЧ}}}{R_{вх \text{ УНЧ}}}$), определяется $A_{экв}$, соответствующее K_f мкн.

2. Аналогично пункту 4 задачи I находят $B_с$ и рассчитывают величину напряжения сигнала, подводимого к детектору.
3. Определяется величина обобщенного напряжения смещения A и начальный ток диода аналогично пункту 5 задачи I.

III

Из условия стабильной работы детектора выбраны сопротивление нагрузки по постоянному току $R_{пт}$ и начальный ток диода i_d (во избежание увеличения K_f , уменьшения $K_{д\Omega}$ не рекомендуется выходить за пределы экспоненциального участка вольтамперной характеристики диода, для чего i_d целесообразно брать не более 30÷50 мка).

Заданы полоса нагруженного контура в коллекторной цепи транзистора оконечного каскада УПЧ ΔF , Y -параметры транзистора, параметры диода i_0 , γ и допустимая величина коэффициента гармоник детектора $K_{г\text{ доп}}$ при $m=60\%$. Необходимо найти минимальную величину подводимого к детектору сигнала, параметры УНЧ ($u_{\text{вх УНЧ}}$, $R_{\text{вх УНЧ}}$) и детекторного контура, при которых обеспечивается заданный коэффициент гармоник детекторной цепи.

МЕТОДИКА РАСЧЕТА

1. Рассчитываются величины A_2 и $\frac{g'_r}{g'_{\text{вх}}}$ аналогично пунктам 1, 2 задачи 1.
2. Из графиков зависимости K_f от B_c при известных величинах $A_{\text{экв}}$ и $\frac{g'_r}{g'_{\text{вх}}}$ (рис. 8.44—8.47) определяются минимальное значение B_c и величина $A_{\text{экв}}$, которым соответствует $K_f = K_{г\text{ доп}}$.

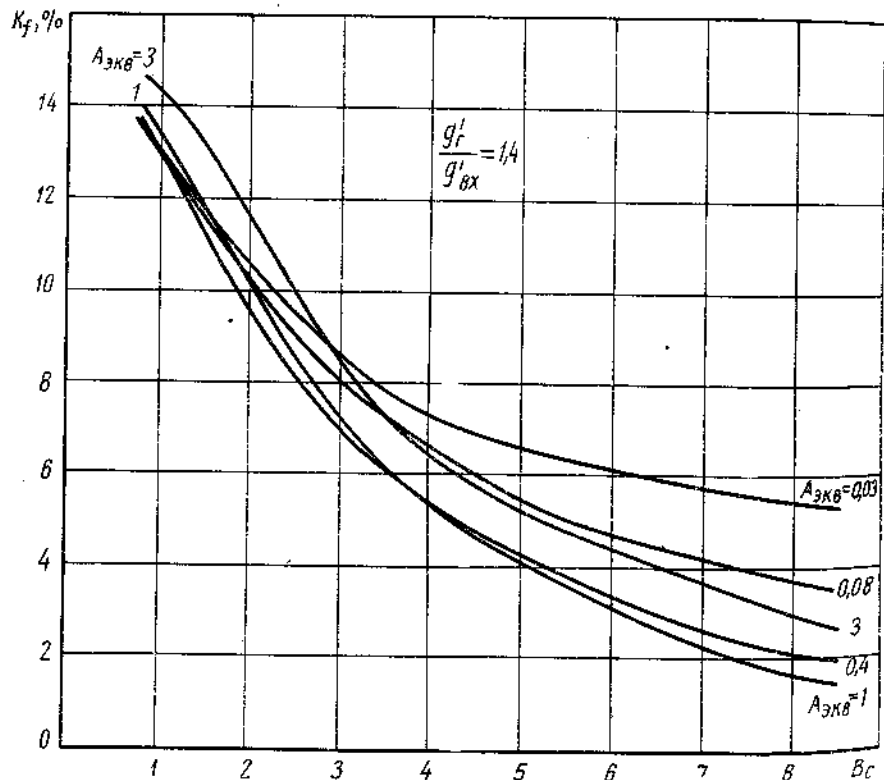


Рис. 8.44. Зависимость коэффициента гармоник детектора от параметров B_c и $A_{\text{экв}}$

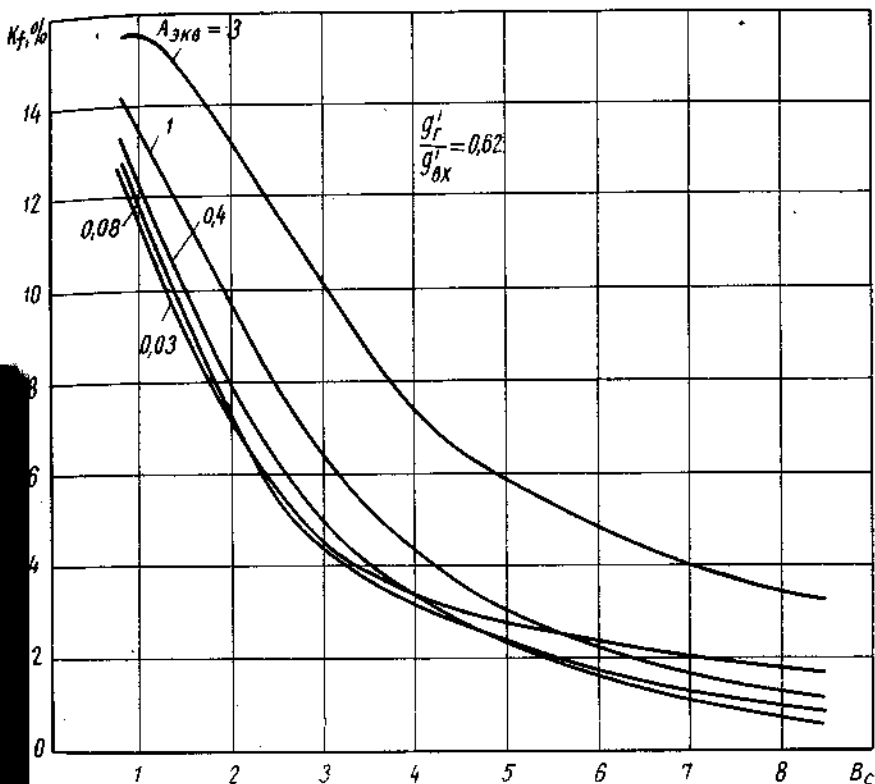


Рис. 8.45. Зависимость коэффициента гармоник детектора от параметров B_c и $A_{\text{экв}}$

Рассчитывается величина подводимого к диоду сигнала

$$u_{\text{вхд}} = \frac{B_c}{1,41\gamma}$$

3. Находят величину обобщенного напряжения смещения

$$A = \gamma (i_d + i_0) R_{\text{пт}}$$

после чего из графиков рис. 8.5—8.9 определяют отношение нагрузок детектора по постоянному и переменному току γ по известным значениям $A_{\text{экв}}$, A и B_c .

4. Определяется входное сопротивление УНЧ.

$$R_{\text{вх УНЧ}} = \frac{R_{\text{пт}}}{\gamma - 1}$$

5. По известным величинам B_c и A из рис. 8.11 находим K_d , откуда в соответствии с ур-нием (8.20)

$$K'_{d2} = \frac{I_1(B_c)}{I_0(B_c) \left[1 + \frac{\gamma}{A + B_c K_d} \right]}$$

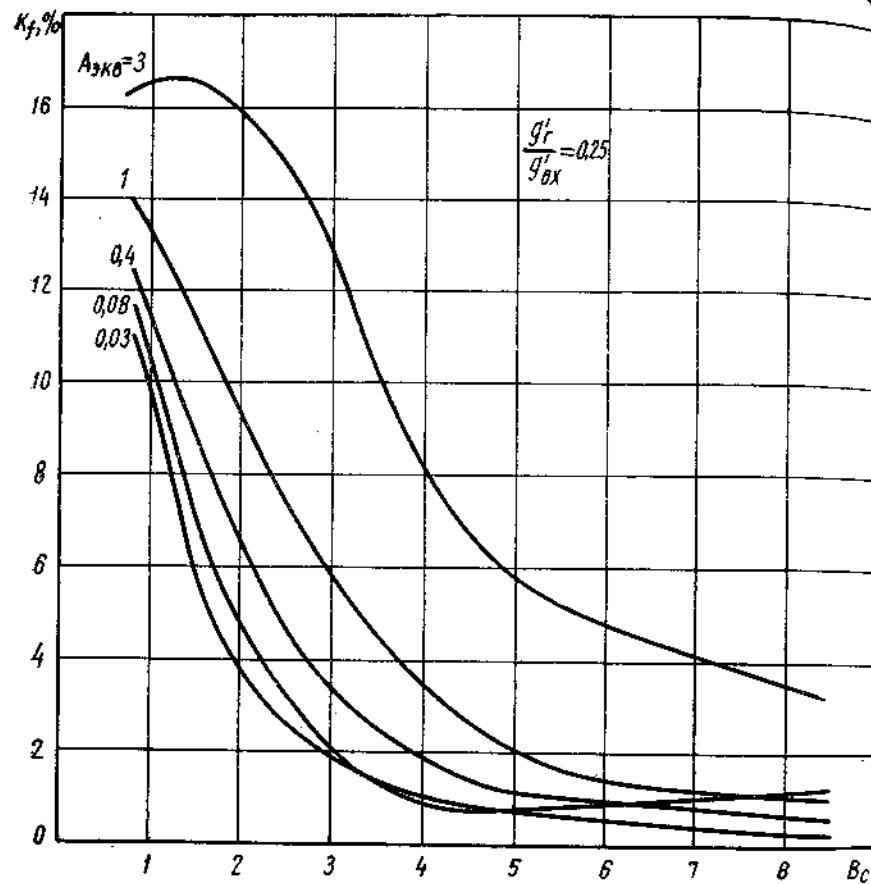


Рис. 8.46. Зависимость коэффициента гармоник детектора от параметров V_c и $A_{экв}$

$I_k(V_c)$ — модуль бесселевой функции, k -го порядка.

6. Из графика рис. 8.13 определяется $\frac{Y'_a \Omega}{g'_{вх}}$ при заданных значениях V_c

и $A_{экр}$.

7. Рассчитывается чувствительность УНЧ. Из ур-ния (8.45)

$$u_{вхУНЧ} = \frac{m B_c K'_{дз} \left(\frac{g'_r}{g'_{вх}} + 1 \right)}{1,41 \gamma \left(\frac{g'_r}{g'_{вх}} + \frac{Y'_{вх\Omega}}{g'_{вх}} \right)}$$

m — глубина модуляции на входе УПЧ.

8. Величины емкости и индуктивности катушки связи выходного контура оконечного каскада УПЧ определяются аналогично пункту 6 задачи 1.

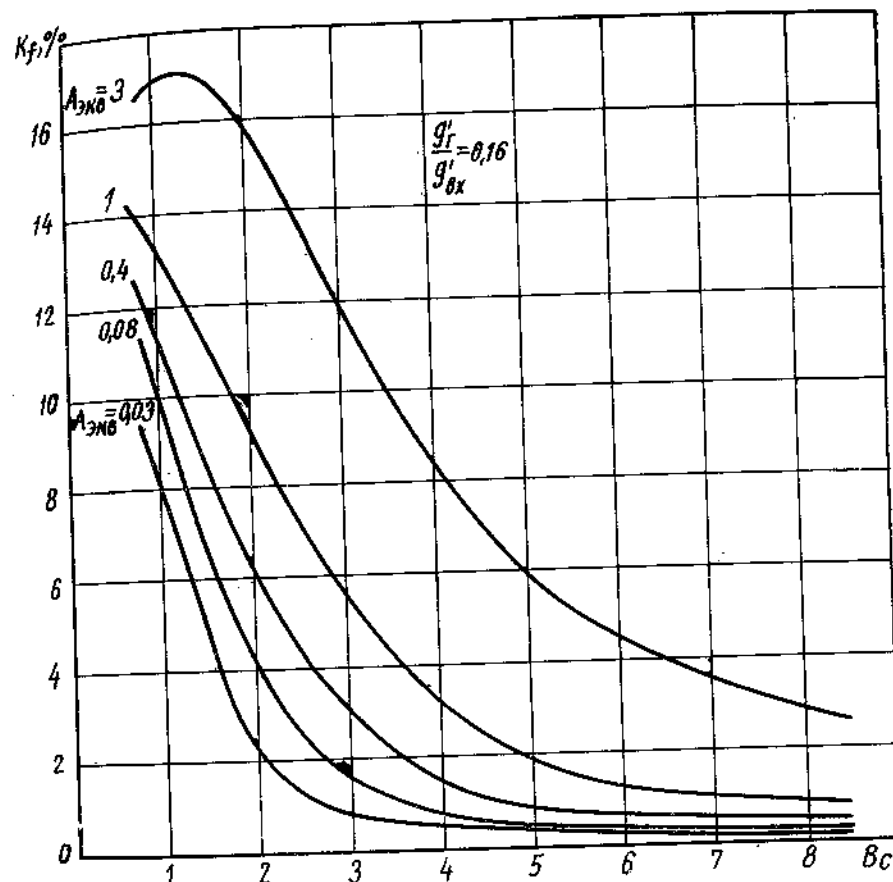


Рис. 8.47. Зависимость коэффициента гармоник детектора от параметров V_c и $A_{экр}$

IV.

Известны параметры УНЧ $u_{вхУНЧ}$, $R_{вхУНЧ}$ и полоса нагруженного контура в коллекторной цепи транзистора оконечного каскада УПЧ ΔF . Выбрано сопротивление нагрузки детектора по постоянному току $R_{пт}$. Заданы Y -параметры транзистора оконечного каскада УПЧ и параметры диода i_0 , γ .

Необходимо найти величину обобщенного напряжения смещения A , начальный ток диода i_d и параметры контура в коллекторной цепи транзистора оконечного каскада УПЧ, обеспечивающие максимальный коэффициент передачи тракта УПЧ — детектор и заданное значение рабочей полосы ΔF , а также коэффициент усиления по напряжению оконечного каскада УПЧ и детектора K .

МЕТОДИКА РАСЧЕТА

1. Рассчитываются величины $A_э$, $\frac{g'_r}{g'_{вх}}$ и $\frac{B_c K'_{дз}}{g'_r + \frac{Y'_{вх\Omega}}{g'_{вх}}}$ аналогично пунктам 1,2,

3 задачи 1.

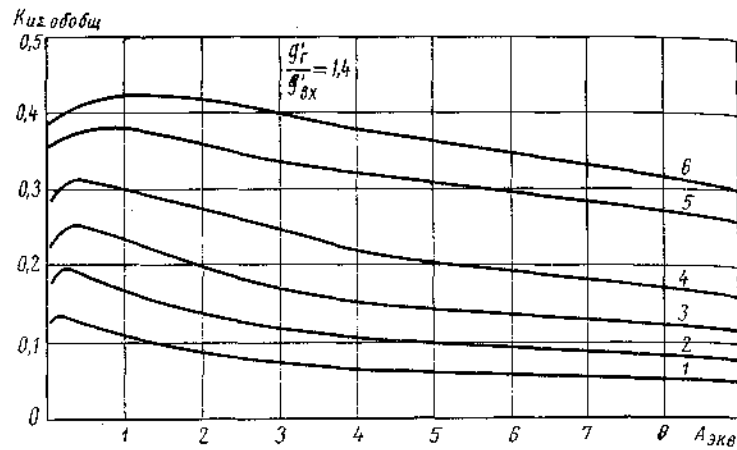


Рис. 8.48. Зависимость обобщенной величины усиления тракта УПЧ — детектор от параметра $A_{экв}$ при значениях $B_c K_{d\Omega}$: 1—0,05; 2—0,12; 3—0,25; 4—0,5; 5—1,2; 6—2,5 $\frac{g'_Г}{g'_вх} + \frac{Y'_{вх\Omega}}{g'_{вх}}$

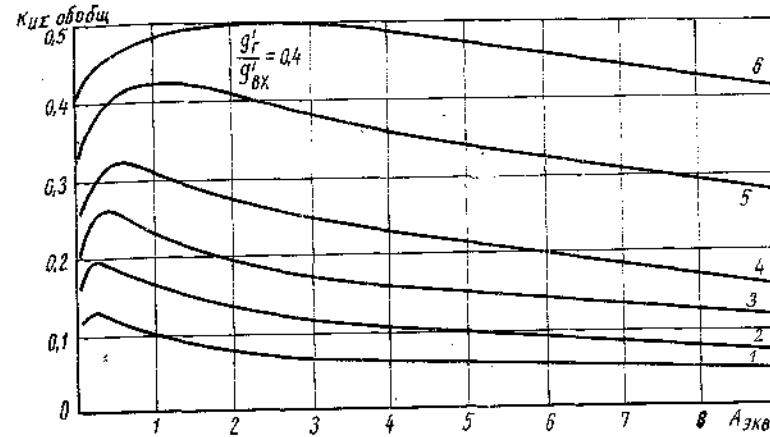


Рис. 8.50. Зависимость обобщенной величины усиления тракта УПЧ — детектор от параметра $A_{экв}$ при значениях $B_c K_{d\Omega}$: 1—0,05; 2—0,12; 3—0,25; 4—0,5; 5—1,2; 6—2,5 $\frac{g'_Г}{g'_вх} + \frac{Y'_{вх\Omega}}{g'_{вх}}$

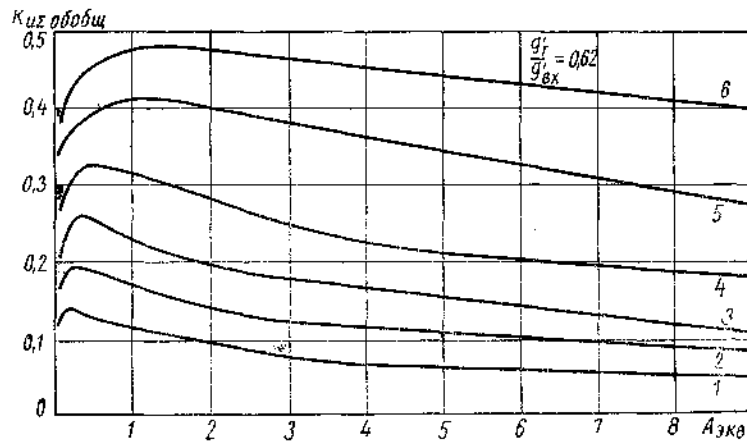


Рис. 8.49. Зависимость обобщенной величины усиления тракта УПЧ — детектор от параметра $A_{экв}$ при значениях $B_c K_{d\Omega}$: 1—0,05; 2—0,12; 3—0,25; 4—0,5; 5—1,2; 6—2,5 $\frac{g'_Г}{g'_вх} + \frac{Y'_{вх\Omega}}{g'_{вх}}$

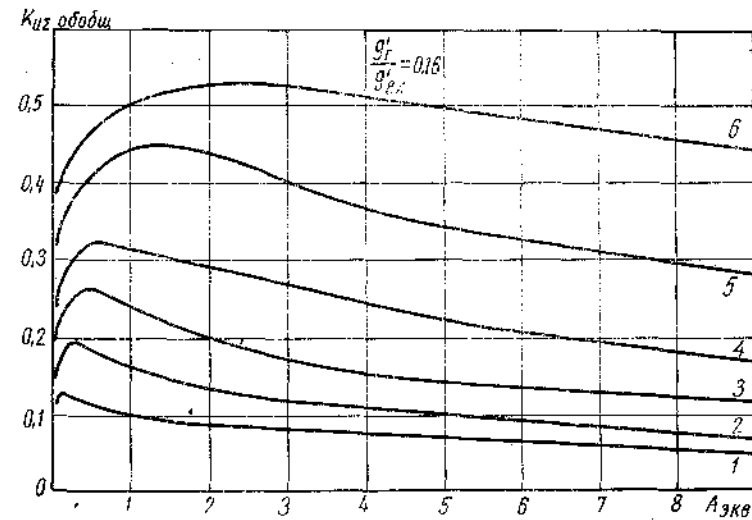


Рис. 8.51. Зависимость обобщенной величины усиления тракта УПЧ — детектор от параметра $A_{экв}$ при значениях $B_c K_{d\Omega}$: 1—0,05; 2—0,12; 3—0,25; 4—0,5; 5—1,2; 6—2,5 $\frac{g'_Г}{g'_вх} + \frac{Y'_{вх\Omega}}{g'_{вх}}$

2. Из графика зависимости $K_{из}$ обобщ от $A_{эвб}$ при известных значениях $\frac{g_r}{g_{вх}}$ и $\frac{B_c K_{дог}}{g_r + \frac{Y_{вх\Omega}}{g_{вх}}}$ (рис. 8.17, 8.48—8.51) находят величину $A_{эвб}$, обеспечивающую максимальный коэффициент передачи тракта УПЧ — детектор, и $K_{из}$ обобщ.

3. Рассчитывается коэффициент усиления по напряжению оконечного каскада УПЧ и детектора.

Из выражения (8.48)

$$K_{из} = \frac{K_{из\text{обобщ}} m Y_{21} \sqrt{R_{и}}}{\sqrt{(1+A_2)g_{22}}}$$

$R_{и}$ — сопротивление нагрузки детектора по переменному току:

$$R_{и} = \frac{R_{пт} R_{вх\text{УНЧ}}}{R_{пт} + R_{вх\text{УНЧ}}}$$

4. Аналогично пунктам 4 и 5 задачи I определяют величины входного сигнала, обобщенного напряжения смещения A и начального тока диода i_d .

5. Величины емкости и индуктивности катушки связи выходного контура оконечного каскада УПЧ рассчитывают аналогично пункту 6 задачи I.

V

Известны параметры УНЧ ($u_{вх\text{УНЧ}}$, $R_{вх\text{УНЧ}}$) и напряжение источника питания $E_{птг}$. Выбраны величина сопротивления нагрузки триодного детектора рис. 8.31 по постоянному току $R_{пост}$ и из соображений стабильности величины эквивалентных сопротивлений в эмиттерной и базовой цепях детектора (R_6 , R_9). Заданы параметры транзисторов, полоса нагруженного контура в коллекторной цепи транзистора оконечного каскада УПЧ ΔF и допустимая величина коэффициента гармоник $K_{г\text{доп}}$ при $m=60\%$. Необходимо рассчитать элементы цепи питания детектора R_{61} , R_{62} и параметры детекторного контура, обеспечивающие заданные значения коэффициента гармоник и рабочей полосы.

МЕТОДИКА РАСЧЕТА

1. Определяется падение напряжения низкой частоты на R_6 и R_9 триодного детектора $u_{вх\text{УНЧ}6}$.

Из соотношения (8.76)

$$u_{вх\text{УНЧ}6} = \frac{u_{вх\text{УНЧ}} \left(R_6 + \frac{R_9}{1-\alpha} \right)}{\beta R_{и}}$$

($R_{и}$ — сопротивление нагрузки детектора для частоты модуляции:

$$R_{и} = \frac{R_{пост} R_{вх\text{УНЧ}}}{R_{пост} + R_{вх\text{УНЧ}}}$$

2. Рассчитываются величины A_2 ; $\frac{g_r}{g_{вх}}$; $\frac{B_c K_{дог}}{\frac{g_r}{g_{вх}} + \frac{Y_{вх\Omega}}{g_{вх}}}$ аналогично пунктам 1, 2, 3 задачи I, но вместо $u_{вх\text{УНЧ}}$ в расчете используется величина $u_{вх\text{УНЧ}6}$.

3. Аналогично пункту 3 задачи I определяется A' , при котором обеспечивается $K_{г\text{доп}}$.

4. По значению A' находят начальный базовый ток триодного детектора. Величина A' , определяемая ур-нием (8.73), может быть представлена как

$$A' = \gamma (i_{60} + i) \left(R_6 + \frac{R_9}{1-\alpha} \right), \quad (8.73')$$

откуда

$$i_{60} = \frac{A'}{\gamma \left(R_6 + \frac{R_9}{1-\alpha} \right)} - i.$$

5. Из известных соотношений для токов транзистора рассчитываются сопротивления резисторов в базовой цепи триодного детектора

$$R_{61} = \frac{E_{птг} R_6}{i_{60} \left(R_6 + \frac{R_9}{1-\alpha} \right) + \frac{I_{к0}}{1-\alpha} R_9 + U_{э6}}$$

$$R_{62} = \frac{R_6 R_{61}}{R_{61} + R_{62}}$$

6. Величины емкости и индуктивности катушки связи выходного контура оконечного УПЧ определяют аналогично пункту 6 задачи I. Для триодного детектора

$$R_r = \frac{R_6 + \frac{R_9}{1-\alpha}}{g_r}$$

Примеры расчета

I.

Дано: $u_{вх\text{УНЧ}} = 10$ мВ; $R_{вх\text{УНЧ}} = 2$ ком; $\Delta F = 30$ кГц; $\Delta F_0 = 5,2$ кГц; $R_{пт} = 10$ ком; $|Y_{21}| = 33 \cdot 10^{-3}$ сим; $|Y_{12}| = 4,35 \cdot 10^{-6}$ мо; $g_{11} = 5 \cdot 10^{-4}$ сим; $g_{22} = 5 \cdot 10^{-6}$ сим; $i_0 = 2$ мкА; $\gamma = 28$ 1/в; $K_{г\text{доп}} = 5\%$ при $m = 60\%$, $K_{у} = 0,8$.

Требуется определить: $u_{вх\text{д}}$; i_d ; C_k ; L_k ; $L_{св}$.

Решение:

$$1. M_{рас} = \frac{|Y_{21} Y_{12}|}{2g_{11} g_{22} (1-K_{у})} = 144; \quad 1 + A_2 = \frac{M_{рас}}{4} = 36.$$

$$2. \frac{g_r}{g_{вх}} = \frac{(1 + A_2) + \frac{\Delta F}{\Delta F_0}}{A_2 \frac{\Delta F}{\Delta F_0} - (1 + A_2)} = 0,25.$$

$$3. \frac{B_c K_{дог}}{\frac{g_r}{g_{вх}} + \frac{Y_{вх\Omega}}{g_{вх}}} = \frac{u_{вх\text{УНЧ}} \cdot 1,41\gamma}{m \left(\frac{g_r}{g_{вх}} + 1 \right)} = 0,5.$$

4. Из рис. 8.36 $A_{эвб} = 0,4$.

5. Из рис. 8.39 $B_c = 2,5$, откуда

$$u_{вх\text{д}} = \frac{B_c}{1,41\gamma} = 66 \text{ мВ}.$$

$$6. \nu = \frac{R_{\text{пт}} + R_{\text{вх УНЧ}}}{R_{\text{вх УНЧ}}} = 6.$$

$$7. \text{Из рис. 8.5 - 8.6 } A = 4, \text{ откуда } i_d = \frac{A}{\gamma R_{\text{пт}}} = 12 \text{ мкА.}$$

$$8. C_K = \rho_1^2 \frac{g_{22} \left(A_2 \frac{g'_r}{g'_{\text{вх}}} - 1 \right)}{2\pi \Delta F_0 \left(1 + \frac{g'_r}{g'_{\text{вх}}} \right)} = 1000 \text{ пФ } (\rho_1 = 1).$$

$$9. L_K = \frac{2,53 \cdot 10^4}{C_K (\text{пФ}) F^2 (\text{МГц})} = 120 \text{ мкГн } (F = 465 \text{ кГц}).$$

$$10. \text{Из 8.11 } R'_{\text{вх}} = \frac{1}{g'_{\text{вх}}} = 0,3, \text{ откуда}$$

$$g'_r = 0,83, \quad R_r = 12 \text{ ком.}$$

$$11. L_{\text{св}} = \frac{L_K}{K^2} \rho_1^2 g_{22} R_r \left[1 + \frac{\Delta F_0}{\Delta F} (1 + A_2) \right] = 82 \text{ мкГн} \\ (K = 0,8).$$

II.

Дано: $u_{\text{вх УНЧ}} = 10 \text{ мВ}$; $R_{\text{вх УНЧ}} = 2 \text{ ком}$; $C_K = 500 \text{ пФ}$; $L_K = 240 \text{ мкГн}$; $L_{\text{св}} = 150 \text{ мкГн}$; $K = 0,8$; $Q_0 = 80$ ($F = 465 \text{ кГц}$); $R_{\text{пт}} = 10 \text{ ком}$; $|Y_{21}| = 33 \cdot 10^{-3} \text{ сим}$; $g_{11} = 5 \cdot 10^{-4} \text{ сим}$; $g_{22} = 5 \cdot 10^{-6} \text{ сим}$; $i_0 = 2 \text{ мкА}$; $\gamma = 28 \text{ 1/с}$.

Требуется определить: $u_{\text{вх.д}}$; i_d при $K_{\text{ф.мин}}$.

Решение:

$$1. \frac{B_C K_{d\Omega} \left(\frac{g'_r}{g'_{\text{вх}}} + 1 \right)}{\frac{g'_r}{g'_{\text{вх}}} + \frac{Y'_{\text{вх}\Omega}}{g'_{\text{вх}}}} = \frac{u_{\text{вх УНЧ}} 1,41\gamma}{m} = 0,7.$$

$$2. R'_r = \frac{K^2 L_{\text{св}} \gamma}{L_K R_{\text{пт}} \left(\rho_1^2 g_{22} + \frac{2\pi F C_K}{Q_0} \right)} = 10 \quad (\nu = 6).$$

$$3. \text{Из рис. 8.41 } A_{\text{э.кв}} = 0,1, \quad K_{\text{ф.мин}} = 2\%.$$

$$4. \text{Из рис. 8.39 } B_C = 4, \text{ откуда } u_{\text{вх.д}} = 100 \text{ мВ.}$$

$$5. \text{Из рис. 8.7 } A = 2,2; \text{ откуда } i_d = \frac{A}{\gamma R_{\text{пт}}} - i_0 = 6 \text{ мкА.}$$

III.

Дано: $i_d = 30 \text{ мкА}$; $R_{\text{пт}} = 10 \text{ ком}$; $\Delta F = 15 \text{ кГц}$; $|Y_{21}| = 33 \cdot 10^{-3} \text{ сим}$; $|Y_{12}| = 4,35 \times 10^{-6} \text{ сим}$; $g_{11} = 5 \cdot 10^{-4} \text{ сим}$; $g_{22} = 5 \cdot 10^{-6} \text{ сим}$; $i_0 = 2 \text{ мкА}$; $\gamma = 28 \text{ 1/с}$; $K_{\text{ф.доп}} = 2\%$ при $m = 60\%$.

Требуется определить: $u_{\text{вх д.мин}}$; $u_{\text{вх УНЧ}}$; $R_{\text{вх УНЧ}}$; $L_K C_K$; $L_{\text{св}}$.

Решение:

$$1. 1 + A_2 = \frac{M_{\text{рас}}}{4} = \frac{|Y_{21} Y_{12}|}{8g_{11} g_{22} (1 - K_Y)} = 36 \quad (K_Y = 0,8).$$

$$2. \frac{g'_r}{g'_{\text{вх}}} = \frac{(1 + A_2) + \frac{\Delta F}{\Delta F_0}}{A_2 \frac{\Delta F}{\Delta F_0} - (1 + A_2)} = 0,6 \quad (\Delta F_0 = 5,2 \text{ кГц}, \quad F = 465 \text{ кГц}).$$

$$3. \text{Из рис. 8.45 } B_C = 5,5, \quad A_{\text{э.кв}} = 0,4, \text{ откуда}$$

$$u_{\text{вх.д}} = \frac{B_C}{1,41\gamma} = 140 \text{ мВ.}$$

$$4. A = \gamma (i_d + i_0) R_{\text{пт}} = 9, \text{ откуда из рис. 8.7 - 8.8 } \nu = 5.$$

$$5. R_{\text{вх УНЧ}} = \frac{R_{\text{пт}}}{\nu - 1} = 2,5 \text{ ком.}$$

$$6. \text{Из рис. 8.11 } K_d = 0,625, \text{ откуда } K'_{d\Omega} = 0,64.$$

$$7. \text{Из рис. 8.13 } \frac{Y'_{\text{вх}}}{g'_{\text{вх}}} = 1,6.$$

$$8. u_{\text{вх УНЧ}} = \frac{m B_C K'_{d\Omega} \left(\frac{g'_r}{g'_{\text{вх}}} + 1 \right)}{1,41\gamma \left(\frac{g'_r}{g'_{\text{вх}}} + \frac{Y'_{\text{вх}\Omega}}{g'_{\text{вх}}} \right)} = 36 \text{ мВ.}$$

$$9. C_K = \frac{\rho_1^2 g_{22} \left(A_2 \frac{g'_r}{g'_{\text{вх}}} - 1 \right)}{2\pi \Delta F_0 \left(1 + \frac{g'_r}{g'_{\text{вх}}} \right)} = 2000 \text{ пФ } (\rho_1 = 1)$$

$$10. L_K = 60 \text{ мкГн.}$$

$$11. \text{Из рис. 8.11 } g'_{\text{вх}} = 5, \text{ откуда } g'_r = 3 \text{ и } R_r = 3,3 \text{ ком.}$$

$$12. L_{\text{св}} = \frac{L_K}{K^2} \rho_1^2 g_{22} R_r \left[1 + \frac{\Delta F_0}{\Delta F} (1 + A_2) \right] = 21 \text{ мкГн.} \\ (K = 0,8)$$

IV.

Дано: $u_{\text{вх УНЧ}} = 4 \text{ мВ}$; $R_{\text{вх УНЧ}} = 2 \text{ ком}$; $\Delta F = 30 \text{ кГц}$; $\Delta F_0 = 5,2 \text{ кГц}$; $R_{\text{пт}} = 10 \text{ ком}$; $|Y_{21}| = 33 \cdot 10^{-3} \text{ сим}$; $|Y_{12}| = 4,35 \cdot 10^{-6} \text{ сим}$; $g_{11} = 5 \cdot 10^{-4} \text{ сим}$; $g_{22} = 5 \cdot 10^{-6} \text{ сим}$; $i_0 = 2 \text{ мкА}$; $\gamma = 28 \text{ 1/с}$.

Требуется определить: $K_{d\Omega}$; i_d ; L_K ; C_K ; $L_{\text{св}}$.

Решение:

$$1. \quad 1 + A_2 = \frac{M_{рас}}{4} = 36 (K_y = 0,8).$$

$$2. \quad \frac{g_r}{g_{вх}} = 0,25.$$

$$3. \quad \frac{B_c K_{дц}}{g_r} + \frac{Y_{вх\Omega}}{g_{вх}} = \frac{\gamma u_{вх} \text{УНЧ} \cdot 1,41}{m \left(\frac{g_r}{g_{вх}} + 1 \right)} = 0,21 (m = 0,6).$$

$$4. \quad \text{Из рис. 8.51 } A_{эвб} = 0,4 \quad K_{дц} \text{ обобщ} = 0,25.$$

$$5. \quad K_{дц} = \frac{K_{дц} \text{ обобщ} m |Y_{21}| \sqrt{\frac{R_{пт} R_{вх} \text{УНЧ}}{g_{22} (R_{пт} + R_{вх} \text{УНЧ})}}}{\sqrt{1 + A_2}} = 15.$$

$$6. \quad \text{Из рис. 8.39 } B_c = 1,5.$$

$$7. \quad \text{Из рис. 8.5 } A = 3, \text{ откуда } i_d = \frac{A}{\gamma R_{пт}} = i_0 = 9 \text{ мка.}$$

$$8. \quad C_k = \frac{p_1^2 g_{22} \left(A_2 \frac{g_r}{g_{вх}} - 1 \right)}{2\pi \Delta F_0 \left(1 + \frac{g_r}{g_{вх}} \right)} = 1000 \text{ пф } (p_1 = 1).$$

$$9. \quad L_k = 120 \text{ мкГн, } (F = 465 \text{ кГц}).$$

$$10. \quad \text{Из рис. 8.11 } g_{вх}' = 2,3; \text{ откуда } g_r' = 0,58 \text{ и } R_r = 17 \text{ ком.}$$

$$11. \quad L_{св} = \frac{L_k}{K^2} p_1^2 g_{22} R_r \left[1 + \frac{\Delta F_0}{\Delta F} (1 + A_2) \right] = 115 \text{ мкГн.}$$

8.2. ДЕТЕКТИРОВАНИЕ ЧМ СИГНАЛА

В радиовещательных приемниках с диапазоном УКВ для демодуляции ЧМ сигналов чаще всего используется дробный детектор или, гораздо реже, дискриминатор.

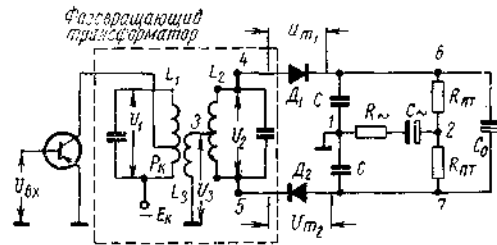


Рис. 8.52. Полная схема дробного детектора

Пусть в схемах рис. 8.52 и 8.53 диоды идентичны, и на базу транзистора подано напряжение $u_{вх}$ с частотой настройки дробного детектора.

Существенные особенности работы частотного детектора, как и любого диодного детектора транзисторного приемника, — небольшой уровень подводимых сигналов, малое значение сопротивления нагрузки по низкой частоте, значительный разброс параметров диодов.

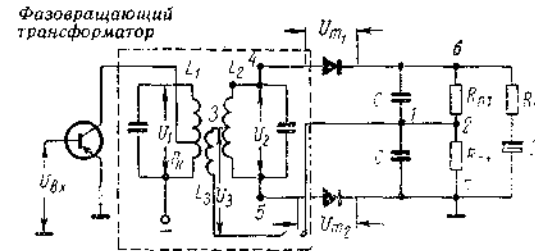


Рис. 8.53. Полная схема дискриминатора

На рис. 8.52 и 8.53 представлены типовые схемы дробного детектора и дискриминатора, результаты анализа которых могут быть распространены и на любые разновидности этих схем (емкостная связь между контурами, несимметричная схема дробного детектора и т. д.).

8.2.1. Работа частотного детектора при подаче на вход немодулированного сигнала

Для определения элементов фазовращающего трансформатора необходимо найти реакцию детекторной цепи на первый и второй контуры. Можно показать, что для идентичных диодов цепь каждого из них можно считать отдельным детектором (см. рис. 8.54).

Действительно, в схеме рис. 8.52 конденсатор C_0 можно исключить, так как между точками 6 и 7 включены конденсаторы C , представляющие практически нулевое сопротивление для токов промежуточной частоты. Элементы $R \sim C$ (R_{\sim} — входное сопротивление УНЧ) можно также исключить, так как в рассматриваемом случае разность потенциалов между точками 1 и 2 не меняется. Приложенные к диодам высокочастотные напряжения представим генераторами u_{m1} и u_{m2} , амплитуды колебаний которых — геометрические суммы напряжений $\frac{u_2}{2}$ и u_3 . Если высокочастотная часть схемы симметрична, то $u_{m1} = u_{m2} = u_m$; потенциалы в точках 1 и 2 одинаковы, а значит, их можно соединить.

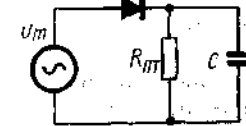


Рис. 8.54. Детектор АМ, эквивалентный для немодулированного сигнала цепи детектирования одного диода в частотном детекторе

Таким образом, входное сопротивление детектирующей цепи в точках 1,4 и 1,5, а также коэффициент передачи по постоянному току K_d можно определить в схеме детектора рис. 8.54. Сказанное справедливо и для дискриминатора, у которого цепи диодов также независимы.

Катушка L_3 передаст реакцию цепей диодов в первый контур. Учитывая, что сдвиг напряжений $\frac{u_2}{2}$ и u_3 друг относительно друга 90° , можно, как это сделано в [42], представить распределение нагрузки для фазовращающего трансформатора со стороны детекторной цепи, как показано на рис. 8.55,

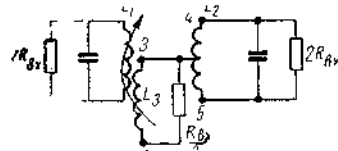


Рис. 8.55. Распределение нагрузки в фазовращающем трансформаторе

где $R_{вх}$ — входное сопротивление цепи диода в схеме на рис. 8.54.

Для одинаковых контуров в соответствии с распределением нагрузок на рис. 8.55 индуктивность катушки L_3 определяется из соотношения

$$L_3 = \frac{L_1}{4\kappa_{св}^2},$$

где $\kappa_{св}$ — коэффициент связи между катушками L_1 и L_3 .

В частотных детекторах не применяется дополнительное смещение, диоды выбираются с малым обратным током, режим их работы обычно близок к генератору тока.

Последнее особенно важно в схеме дробного детектора, режим работы которой от генератора тока обеспечивает необходимое давление сопутствующей амплитудной модуляции.

Сказанное выше позволяет предложить методику определения основных элементов частотного детектора. Задаваясь напряжением на диоде u_m и сопротивлением нагрузки по постоянному току $R_{пт}$ в соответствии с ф-лой (8.9) или рис. 8.11, 8.12 определяют входное сопротивление детектора (рис. 8.54). Затем рассчитывается полосовой фильтр так, чтобы заданная полоса $2\Delta F$ обеспечивалась в нем при шунтировании контуров сопротивлениями, равными $2R_{вх}$.

Приступая к расчету частотного детектора, необходимо учесть следующее.

1. Собственные добротности контуров с учетом сопротивления R_{22} ведущего транзистора желательно выбирать намного больше рабочей добротности, равной $\frac{I_0}{2\Delta F}$.

2. Емкости контуров полосового фильтра должны быть не менее $30 \div 50$ пф, чтобы изменение диффузионной емкости диодов не влияло на настройку контуров частотного детектора.

3. В радиовещании используются промежуточные частоты 6,8, 8,4 или 10,7 Мгц и максимальная девиация 50 кгц. При этом полоса пропускания частотного детектора должна быть, как показано в [40], порядка $250 \div 500$ кгц.

4. В различных классах транзисторных укв приемников величина напряжения на диодах u_m при входных сигналах, соответствующих чувствительности приемника по полю, колеблется от 150 до 300 мв.

В этих условиях сопротивление резистора $R_{пт}$ нельзя брать очень малым, чтобы обеспечить необходимый коэффициент передачи, и очень большим, чтобы обеспечить режим работы диодов от генератора тока. В современных радиоприемниках значение $R_{пт}$ колеблется от 5 до 20 ком.

8.2.2. Параметры детектора ЧМ сигнала

Методы определения параметров частотного детектора, справедливые для ламповых схем, непригодны при расчете частотных детекторов транзисторных радиоприемников. Вследствие зависимости входного сопротивления детектора от величины сигнала и разницы нагрузок детекторной цепи для постоянного тока и частоты модуляции изменение напряжений на диодах u_{m1} и u_{m2} при изменении частоты будет зависеть не только от фазовой характеристики, но и от параметров диодов, нагрузок детектирующей цепи и величины подводимых напряжений.

Коэффициент передачи частотного детектора рассчитывается следующим образом:

1) определяется глубина амплитудной модуляции m , преобразованной фазовращающим трансформатором из частотной модуляции, при условии, что детектор питается от генератора напряжения.

2) определяются элементы детектора АМ сигнала, эквивалентного частотному детектору (сопротивления нагрузки по постоянному и переменному току и сопротивление низкочастотного эквивалента источника сигнала).

3) определяется напряжение на входе ведущего транзистора, обеспечивающее заданное u_m , и напряжение на выходе частотного детектора.

1. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ГЛУБИНЫ АМПЛИТУДНОЙ МОДУЛЯЦИИ m

Как показано в [36] напряжения на диодах частотного детектора со связанными контурами определяются как

$$u_{m1} = \frac{1}{2} I_1 R_0 \frac{1 + ix + i\eta}{(1 + ix)^2 + \eta^2}, \quad (8.82)$$

$$u_{m2} = \frac{1}{2} I_1 R_0 \frac{1 + ix - i\eta}{(1 + ix)^2 + \eta^2}, \quad (8.83)$$

где I_1 — амплитуда первой гармоники коллекторного тока,

R_0 — резонансное сопротивление параллельного контура,

x — относительная расстройка $\frac{2\Delta f_c}{f_0}$,

Δf_c — девиация частоты сигнала,
 f_0 — резонансная частота,
 Q — добротность нагруженных контуров частотного детектора,
 η — параметр связи, $\eta = k_{св} Q$,
 $k_{св}$ — коэффициент связи между катушками контуров.

При подаче на вход частотного детектора сигнала с девиацией, соответствующей x , напряжение на каждом из диодов колеблется от u_{m1} до u_{m2} . Поэтому напряжение на диоде можно представить как АМ колебание с амплитудой $u_{m(x=0)} = u_m$ и глубиной модуляции m , где

$$m = \frac{|\bar{u}_{m1x}| - |\bar{u}_{m2x}|}{2|\bar{u}_m|} \quad (8.84)$$

Определяя модули выражений (8.82) и (8.83) и подставляя их в (8.84), получим выражение для глубины амплитудной модуляции без учета реакции детекторной цепи

$$m = \frac{[\sqrt{1+(x+\eta)^2} - \sqrt{1+(x-\eta)^2}] \sqrt{1+\gamma^2}}{2\sqrt{(1+\gamma^2-x^2)^2 + 4x^2}} \quad (8.85)$$

Коэффициенты модуляции высокочастотного напряжения на диодах при питании детекторной цепи от источников сигнала с нулевым и не равным нулю внутренними сопротивлениями в общем случае не совпадают. Однако при ЧМ изменения амплитуды напряжений на диодах противофазны. Это приводит к тому, что изменение реакции на контур одного диода компенсируется противоположным изменением реакции другого диода, т. е. при ЧМ глубина модуляции напряжения на каждом диоде соответствует ф-ле (8.85).

Если изменения напряжений на обоих диодах синфазны (например, при сопутствующей амплитудной модуляции), то глубина модуляции изменяется в соответствии с выражением (8.40) в $\frac{m'}{m}$ раз.

2. ДЕТЕКТОР АМ СИГНАЛА. ЭКВИВАЛЕНТНЫЙ ЧАСТОТНОМУ ДЕТЕКТОРУ ДЛЯ ТОКОВ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ

Если на дробный детектор (см. рис. 8.52) воздействует немодулированный сигнал, то через диод D_1 протекает выпрямленный ток $I_{пост}$ от контура к нагрузке, а через диод D_2 от нагрузки к контуру. Пусть за счет быстрого приращения напряжения ток обоих диодов изменился на величину $\Delta I_{пост}$. Если на диоде D_1 напряжение возросло, то направление тока $\Delta I_{пост}$ через него совпадает с направлением тока $I_{пост}$. В это же время на диоде D_2 напряжение уменьшилось, уменьшился и выпрямленный ток, что эквивалентно протеканию тока $\Delta I_{пост}$ от контура к нагрузке.

Так как резисторы $R_{пт}$ для токов низкой частоты включены параллельно (конденсатор C_0 представляет собой короткое замыкание для токов низкой частоты), то падение напряжения на нагрузке u_n при протекании тока $2\Delta I_{пост}$:

$$U_n = 2\Delta I_{пост} \left(R_{\sim} + \frac{R_{пт}}{2} \right) = \Delta I_{пост} (2R_{\sim} + R_{пт}). \quad (8.86)$$

Уравнение (8.86) позволяет получить эквивалентную схему дробного детектора для токов низкой частоты (рис. 8.56).

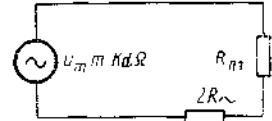


Рис. 8.56. Эквивалентная схема детекторной цепи одного диода дробного детектора для токов низкой частоты

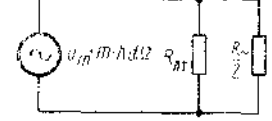


Рис. 8.57. Эквивалентная схема детекторной цепи дискриминатора для токов низкой частоты

Если детектор в схеме рис. 8.56 возбуждается от генератора напряжения, то величина напряжения низкой частоты на R_{\sim}

$$U_n = U_m K_{d2} m \frac{2R_{\sim}}{2R_{\sim} + R_{пт}} \quad (8.87)$$

Эквивалентная схема дискриминатора для токов низкой частоты соответствует рис. 8.57, а выходное напряжение при питании диодов от генератора напряжения можно определить из ур-ния (8.88).

$$u_n = 2u_m m K_{d2} \quad (8.88)$$

В ур-ниях (8.87), (8.88) K_{d2} — коэффициент передачи диодного детектора по низкой частоте, определяемый в соответствии с ф-лой (8.20) при подстановке в нее значений v из табл. 8.1; K_{d2} можно найти и по ф-ле 8.15, используя вместо A величину $A_{эв}$ из соотношения (8.27).

Таблица 8.1

| Тип частотного детектора | Дробный детектор | Дискриминатор |
|---|--|---------------------------------------|
| Параметры эквивалентного детектора АМ сигнала | | |
| Сопротивление нагрузки по постоянному току | $R_{пт}$ | $R_{пт}$ |
| Отношение сопротивления нагрузки детектора по постоянному току к сопротивлению нагрузки по переменному току v | $\frac{R_{пт}}{2R_{\sim} + R_{пт}}$ | $\frac{2R_{пт} + R_{\sim}}{R_{\sim}}$ |
| Напряжение низкой частоты на выходе детектора при питании диодов от генератора напряжения | $2u_m m K_{d2} \times \frac{R_{\sim}}{2R_{\sim} + R_{пт}}$ | $2u_m m K_{d2}$ |

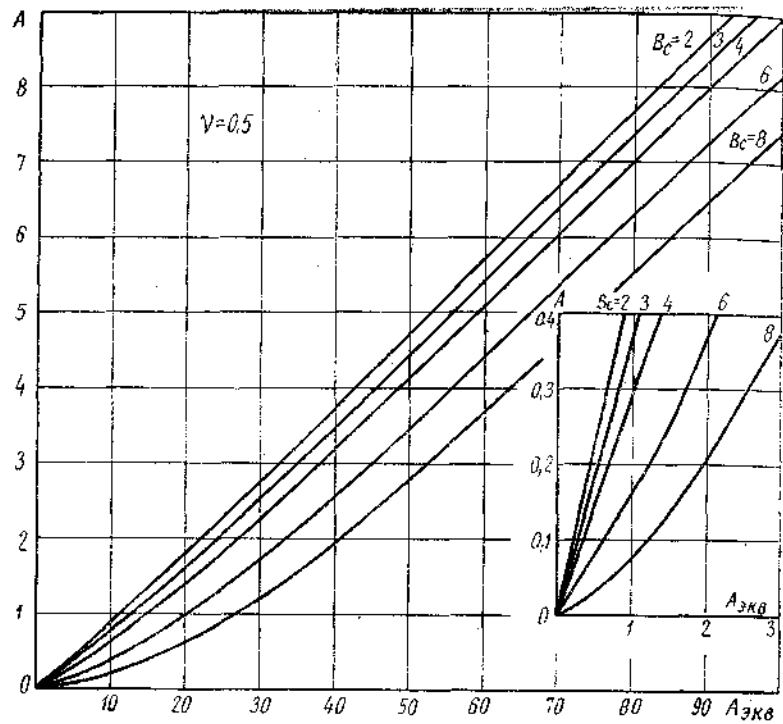
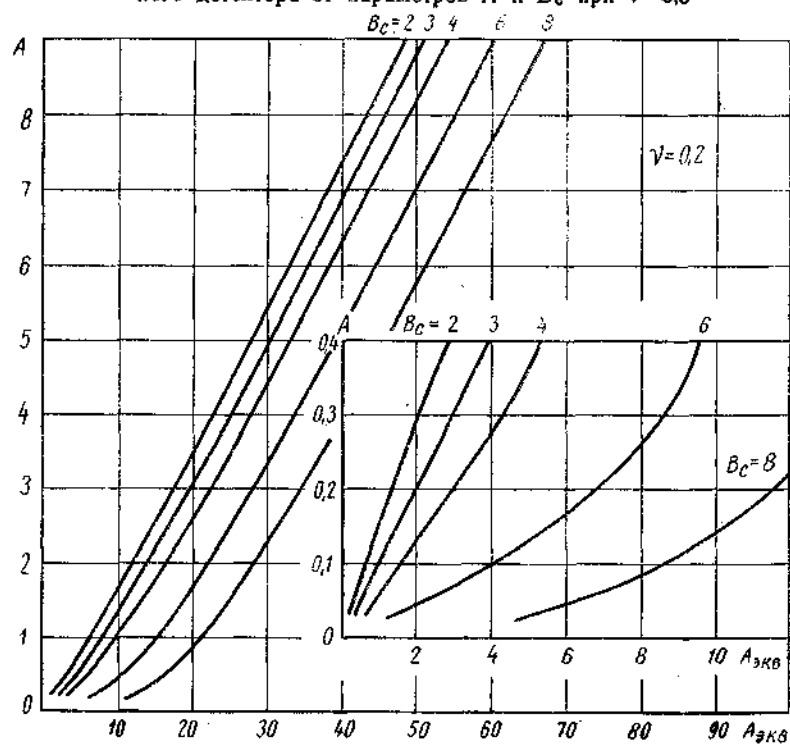


Рис. 8.58. Зависимость обобщенного напряжения смещения эквивалентного детектора от параметров A и B_c при $\nu=0,5$



Следует подчеркнуть, что, в отличие от применяемых на практике схем детекторов АМ сигнала и дискриминаторов, где $\nu \gg 1$, схема дробного детектора приводится к детектору, сопротивление нагрузки которого для токов низкой частоты превосходит сопротивление нагрузки для постоянного тока, т. е. $\nu < 1$. На рис. 8.58—8.60 на основании соотношения (8.27) построены зависимости A от $A_{\text{экв}}$ при различных значениях B_c и $\nu < 1$, необходимые для расчета параметров дробного детектора.

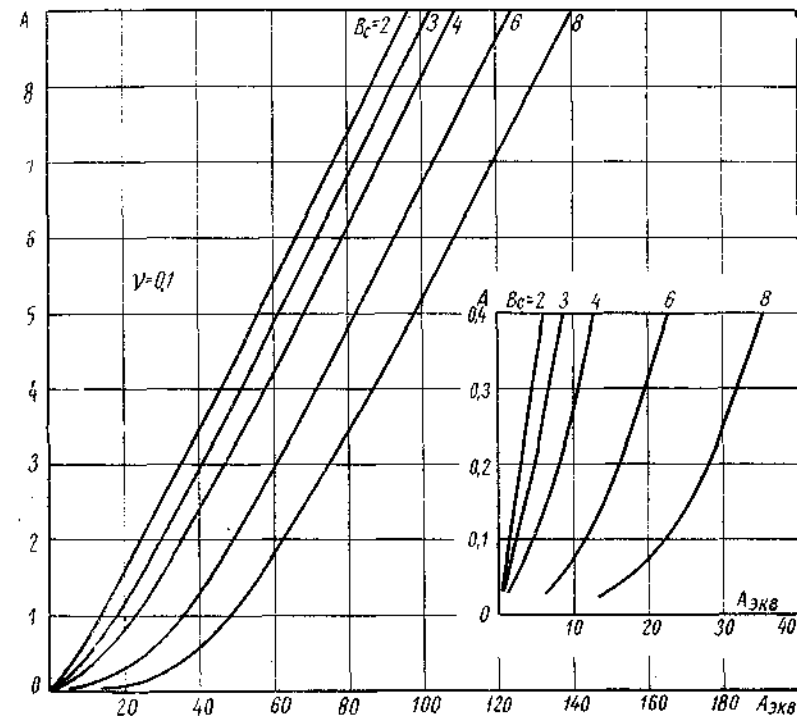


Рис. 8.60. Зависимость обобщенного напряжения смещения эквивалентного детектора от параметров A и B_c при $\nu=0,1$

3. КОЭФФИЦИЕНТ ПЕРЕДАЧИ ЧАСТОТНОГО ДЕТЕКТОРА

Из рис. 8.52, 8.53 и 8.55 можно получить выражения для напряжений на первом и втором контурах полосового фильтра:

$$u_1 = u_{\text{вх}} p_k \frac{Y_{21}}{g_k + \frac{g_{\text{вх}}}{2} + \gamma^2} \quad (8.89)$$

Рис. 8.59. Зависимость обобщенного напряжения смещения эквивалентного детектора от параметров A и B_c при $\nu=0,2$

$$u_2 = u_{вх} \rho_k \frac{Y_{21}}{g_k + \frac{g_{вх}}{2}} \frac{\gamma}{1 + \gamma^2}, \quad (8.90)$$

$\frac{1}{\rho_k}$ — отношение напряжения на первом контуре к напряжению на коллекторе.

Учитывая, что при оптимальном выборе параметров фазовращающего трансформатора $L_3 = \frac{L_1}{4\kappa_{св}^2}$,

$$u_3 = \frac{u_1}{2}. \quad (8.91)$$

а напряжение на диоде u_m — геометрическая сумма напряжений $\frac{u_2}{2}$ и u_3 , из ур-ний (8.89) и (8.90) имеем

$$u_m = u_{вх} \rho_k \frac{Y_{21}}{2g_k + g_{вх}} \frac{1}{\sqrt{1 + \gamma^2}}, \quad (8.92)$$

откуда

$$u_{вх} = \frac{u_m (2g_k + g_{вх})}{\rho_k Y_{21}} \sqrt{1 + \gamma^2}. \quad (8.93)$$

Понимая под коэффициентом передачи частотного детектора $K_{чд}$ отношение напряжения на входе УНЧ к напряжению на базе ведущего транзистора, из соотношений (8.93), (8.87), (8.88) найдем соответственно для дробного детектора

$$K_{чд} = \frac{2K_{d\Omega} Y_{21} \rho_k R_{\sim}}{(2g_k + g_{вх}) (2R_{\sim} + R_{пт})} \frac{m}{\sqrt{1 + \gamma^2}} \quad (8.94)$$

и для дискриминатора

$$K_{чд} = \frac{2K_{d\Omega} Y_{21} \rho_k}{(2g_k + g_{вх})} \frac{m}{\sqrt{1 + \gamma^2}}. \quad (8.95)$$

Величина $K_{чд}$ дробного детектора тем больше, чем больше входное сопротивление УНЧ. Оптимальный с точки зрения коэффициента передачи частотного детектора режим работы детекторной цепи совпадает с оптимальным режимом работы детектора АМ сигнала.

8.2.3. Подавление сопутствующей амплитудной модуляции

При амплитудной модуляции напряжения на диодах частотного детектора изменяются синфазно. Поэтому в первом приближении (пренебрегая зависимостью от u_m коэффициента передачи детектора по низкой частоте для АМ сигнала — $K_{d\Omega \text{ АМ}}$) низкочастотное напряжение на выходе дробного детектора и дискриминатора, как это видно из рис. 8.52, 8.53, пропорционально величине $|u_{m2}| - |u_{m1}|$. И, следовательно, в обоих типах детекторов при симметричности их схем и совпадении частоты сигнала с частотой настройки выходное напряжение, вызванное сопутствующей АМ, отсутствует.

В случае несовпадения частоты сигнала с частотой настройки

напряжение на нагрузке, вызванное амплитудной модуляцией, зависит в значительной степени и от глубины ее на диодах ($m_{\text{АМ}}$), а также от величины $K_{d\Omega \text{ АМ}}$. В разд. 8.1.3 было показано, что вследствие зависимости входного сопротивления детектора от величины сигнала глубина модуляции высокочастотного напряжения на диоде отличается от глубины модуляции напряжения на входе преддетекторного каскада. При этом $m_{\text{АМ}}$ может оказаться существенно меньше, если детектор возбуждается током, а режим его работы по низкой частоте характеризуется величиной $A_{\text{нвз}} \ll 1$ (см. соотношение 8.40 и рис. 8.13).

Поскольку схемы частотных детекторов строятся обычно без источников смещения для выполнения указанного выше условия, необходимо обеспечить (см. рис. 8.5—8.9) как можно большие значения подводимых к диодам сигналов, минимальные значения $R_{пт}$ и максимальную разницу нагрузок для постоянного тока $R_{пт}$ и токов низкой частоты при АМ $R_{н \text{ АМ}}$ такую, при которой $R_{пт} > R_{н \text{ АМ}}$. В частности, при использовании дискриминатора получают хорошие результаты по подавлению АМ, если $R_{пт}$ не превышает 5—10 ком, а $R_{\sim} \leq 0,2 R_{пт}$. Что касается дробного детектора, то благодаря конденсатору C_0 и включению R_{\sim} между точками 1 и 2 $R_{н \text{ АМ}}$ оказывается малым. Из рис. 8.52 находим, что в дробном детекторе

$$R_{н \text{ АМ}} \approx \left(\frac{R_{пт}}{2} + R_{\sim} \right) \frac{u_{m2} - u_{m1}}{u_m}. \quad (8.96)$$

Кроме отмеченных факторов (уменьшение $m_{\text{АМ}}$ и $K_{d\Omega \text{ АМ}}$), при оценке подавления амплитудной модуляции следует учитывать эффект компенсации, заключающийся в следующем. Полезное напряжение на выходе детектора u_n определяется относительной расстройкой $x = \frac{2\Delta f_c}{f_0} Q$. При амплитудной модуляции происходит изменение добротности нагруженных контуров частотного детектора Q . При неизменной расстройке Δf_c изменение Q приводит к частотной модуляции. Напряжение на выходе, обусловленное этим явлением, противофазно напряжению, вызванному амплитудной модуляцией, поэтому при некоторых условиях напряжение при АМ может оказаться равным нулю или появиться с обратной фазой. Этот случай называют эффектом перекомпенсации.

В транзисторных приемниках, где напряжения на диодах велики, эффект перекомпенсации, как правило, не возникает. Высокая степень подавления АМ достигается симметричностью схемы детектора. Асимметрия вызывается паразитной связью между катушками L_1 и L_2 , неидентичностью обеих половин катушки L_2 и различием в параметрах диодов. Для симметрирования схемы используются резисторы, включенные между диодами и нагрузкой. Расчеты [41] показывают, что величина подавления АМ, равная

$$20 \lg \frac{u_n}{u_{\text{нам}}}, \text{ мало зависит от } \eta \text{ при } 0,5 \leq \eta \leq 2.$$

8.2.4. Нелинейные искажения и дополнительные настройки в частотном детекторе

Наряду с подавлением амплитудной модуляции параметры частотного детектора во многом определяют уровни нелинейных искажений и дополнительных настроек в приемнике.

1. Коэффициент гармоник K_f можно рассчитать методом трех ординат [36]. При этом считается, что цепь диодов не вносит искажений, т. е. вносимые со стороны диодов сопротивления не меняются в процессе частотной модуляции сигнала. В этом случае

$$K_f = K_3 = \frac{1}{2} \frac{2u'_1 - u'}{u'_1 + u'} \quad (8.97)$$

где

$$u'_1 = C \frac{\sqrt{1 + (0,5x + \eta)^2} - \sqrt{1 + (0,5x - \eta)^2}}{\sqrt{1 + \eta^2 - 0,25x^2} + x^2};$$

$$u' = C \frac{\sqrt{1 + (x + \eta)^2} - \sqrt{1 + (x - \eta)^2}}{\sqrt{1 + \eta^2 - x^2} + 4x^2};$$

$$C = \text{const.}$$

На практике значение K_f будет несколько больше, чем рассчитанное по ф-ле (8.97). Во-первых, уровень третьей гармоники увеличивается из-за нелинейности детекторной цепи. Во-вторых, при расстройке сигнала сопротивления, пересчитанные со стороны детекторной цепи в контуры фазовращающего трансформатора, бу-

дут отличаться от величины $2R_{вх}$, что приводит к искажениям S-кривой.

Искажения, вызванные нелинейностью диодов, невелики. При напряжениях не менее 200 мВ уровень третьей гармоники в цепи диодов не более 0,5%.

Искажения, вызванные зависимостью вносимых сопротивлений от частоты сигнала, имеют существенное значение при больших относительных расстройках ($x \geq 0,3$).

Практически можно считать, что суммарный коэффициент гармоник частотного детектора будет меньше 1,5%, если выполняются следующие условия: $0,5 \leq \eta \leq 2$, $x \leq 0,3$ и $x \leq 0,3\eta$.

2. Кривая зависимости напряжения на выходе детектора от частоты настройки в диапазоне укв имеет, как правило, три максимума: средний максимум — полезный. Он соответствует настройке на среднюю точку S-кривой. Боковые максимумы — вредные. Они образуются из-за детектирования на боковых скатах резонансной кривой (рис. 8.61). В некоторых случаях уровень напряжения на боковых настройках может быть сравнимым или даже превышать напряжение на основной настройке.

В приемниках эффективное ограничение напряжения промежуточной частоты наступает при подаче на вход приемника сигнала, превышающего в 2÷3 раза чувствительность. Для таких сигналов S-кривая всего приемника будет практически соответствовать S-кривой частотного детектора. С уменьшением параметра связи η величина подавления дополнительных настроек увеличивается и при $\eta < 0,5$ может превысить 10 дБ.

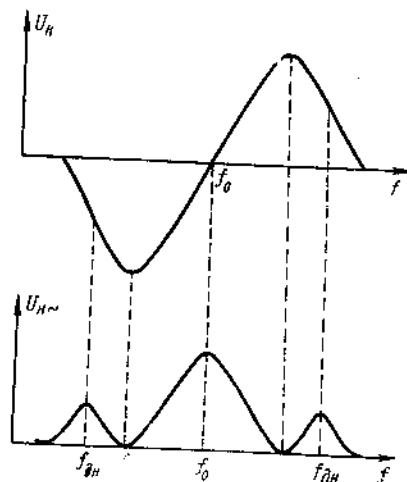


Рис. 8.61. Типовая зависимость выходного напряжения частотного детектора от расстройки сигнала

УСИЛИТЕЛИ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ

9.1. СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ ТРАНЗИСТОРА

В усилительных каскадах применяются три схемы включения транзистора: с общим эмиттером, с общей базой и с общим коллектором (рис. 9.1). Для оценки возможностей и определения областей

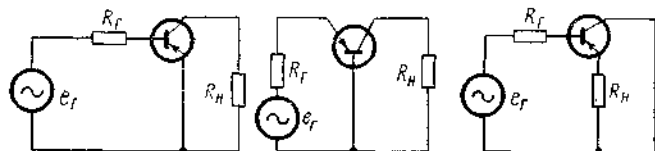


Рис. 9.1. Три схемы включения транзистора

использования каждой из трех схем необходимо получить расчетные формулы основных параметров усилительных каскадов, собранных по указанным схемам.

Установим связь между параметрами четырехполюсника рассматриваемых схем включения транзистора, для чего воспользуемся неопределенной матрицей проводимости транзистора [43]

| | | | | |
|-----|----------------------|----------------------|-------------------------------------|-------|
| | 1б. | 2к. | 3э. | |
| 1б. | Y_{11} | Y_{12} | $-(Y_{11} + Y_{12})$ | (9.1) |
| 2к. | Y_{21} | Y_{22} | $-(Y_{21} + Y_{22})$ | |
| 3э. | $-(Y_{11} + Y_{21})$ | $-(Y_{12} + Y_{22})$ | $Y_{11} + Y_{12} + Y_{21} + Y_{22}$ | |

и известными [19] соотношениями пересчета Y -параметров в h -параметры и наоборот (9.2) — (9.3).

$$\begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} = \frac{1}{h_{11}} \begin{bmatrix} 1 - h_{12} \\ h_{21} & \Delta^h \end{bmatrix}, \quad (9.2)$$

$$\begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - Y_{12} \\ Y_{21} & \Delta^Y \end{bmatrix}. \quad (9.3)$$

Вычеркивая в неопределенной матрице (9.1) строки и столбцы, имеющие номер общего электрода, получим укороченные матрицы с соответствующими каждой схеме включения транзистора эквивалентными проводимостями (9.4) — (9.6).

Схема ОЭ

| | | | |
|---|----------|----------|-------|
| | 1 | 2 | |
| 1 | Y_{11} | Y_{12} | (9.4) |
| 2 | Y_{21} | Y_{22} | |

Схема ОБ

| | | | |
|---|-------------------------------------|----------------------|-------|
| | 3 | 2 | |
| 3 | $Y_{11} + Y_{12} + Y_{21} + Y_{22}$ | $-(Y_{12} + Y_{22})$ | (9.5) |
| 2 | $-(Y_{21} + Y_{22})$ | Y_{22} | |

Схема ОК.

| | | | |
|---|----------------------|-------------------------------------|-------|
| | 1 | 3 | |
| 1 | Y_{11} | $-(Y_{11} + Y_{12})$ | (9.6) |
| 3 | $-(Y_{11} + Y_{21})$ | $Y_{11} + Y_{12} + Y_{21} + Y_{22}$ | |

| | | | |
|---|--------------------------|--------------------------|-------|
| | 1 | 2 | |
| 1 | $\frac{1}{R_r} + Y_{11}$ | Y_{12} | (9.7) |
| 2 | Y_{21} | $Y_{22} + \frac{1}{R_n}$ | |

В табл. 9.1. даны формулы эквивалентных параметров четырехполюсника трех схем включения транзистора через аналогичные параметры схемы с общим эмиттером.

Выбор Y - и h -систем параметров четырехполюсника не случаен. Измерение h -параметров на низких частотах отличается высокой точностью, а режим их измерения (холостой ход на входе и короткое замыкание на выходе) близок к режиму работы усилительных каскадов низкой частоты.

Таблица 9.

| $v(h)$ | Схема ОЭ | | Схема ОБ | | Схема ОК | |
|------------------|----------|----------|-------------------------------------|---|-------------------------------------|-----------------|
| | Y | h | Y | h | Y | h |
| $Y_{11}(h_{11})$ | Y_{11} | h_{11} | $Y_{11} + Y_{12} + Y_{21} + Y_{22}$ | $\frac{h_{11}}{1 + h_{21} - h_{12} + \Delta^h}$ | Y_{11} | h_{11} |
| $Y_{12}(h_{12})$ | Y_{12} | h_{12} | $-(Y_{12} + Y_{22})$ | $\frac{\Delta^h - h_{12}}{1 + h_{21} - h_{12} + \Delta^h}$ | $-(Y_{11} + Y_{12})$ | $1 - h_{12}$ |
| $Y_{21}(h_{21})$ | Y_{21} | h_{21} | $-(Y_{21} + Y_{22})$ | $-\frac{h_{21} + \Delta^h}{1 + h_{21} - h_{12} + \Delta^h}$ | $-(Y_{11} + Y_{21})$ | $-(1 + h_{21})$ |
| $Y_{22}(h_{22})$ | Y_{22} | h_{22} | Y_{22} | $\frac{h_{22}}{1 + h_{21} - h_{12} + \Delta^h}$ | $Y_{11} + Y_{12} + Y_{21} + Y_{22}$ | h_{22} |

Следует отметить также, что заводы-изготовители низкочастотных транзисторов гарантируют в технических условиях на приборы их h -параметры. Что касается расчета низкочастотных транзисторных схем, то в данном случае наиболее удобна система Y -параметров, применяемая при анализе электронных цепей методом обобщенных узловых напряжений.

В дальнейшем основные формулы расчета усилителя будут даны с использованием Y - и h -систем параметров четырехполюсника. Для однокаскадного усилителя на транзисторе в соответствии с матрицей проводимости каскада (9.7) и известными [44] формулами можно написать, обозначив входное и выходное сопротивления, коэффициенты усиления по напряжению, току и мощности соответственно через $R_{вх}$, $R_{вых}$, K_u , K_i , K_p :

$$\left. \begin{aligned} R_{вх} &= \frac{\Delta_{11}}{\Delta^r} \\ R_{вых} &= \frac{\Delta_{22}}{\Delta^h} \\ K_u &= \frac{\Delta_{12}}{\Delta_{11}} \\ K_i &= -\frac{\Delta_{12}}{\Delta^r} \frac{1}{R_n} \quad K_p = K_u K_i \end{aligned} \right\} \quad (9.8)$$

в выражениях (9.8) Δ_{pq} — соответствующие алгебраические дополнения определителя матрицы (9.7), Δ^r и Δ^h — определители матрицы (9.7), в которых соответственно

$$\frac{1}{R_r} = 0 \quad \text{и} \quad \frac{1}{R_n} = 0.$$

На основании матрицы (9.7), табл. 9.1 и выражений (9.8) составлена табл. 9.2, определяющая основные параметры усилителя для трех схем включения транзистора. Она дополнена формулами расчета коэффициента усиления по мощности, сопротивлений нагрузки и генератора в согласованном режиме.

Из табл. 9.2 следует:

1. Входное сопротивление каскада, включенного по схеме с общим коллектором, максимально, а по схеме с общей базой минимально.
2. Выходное сопротивление в схеме с общей базой максимально, а в схеме с общим коллектором минимально.
3. Коэффициент усиления по напряжению в схемах с общим эмиттером и общей базой практически одинаков, а в схеме с общим коллектором меньше единицы.
4. Коэффициент усиления по току в схемах с общим эмиттером и общим коллектором практически одинаков, а в схеме с общей базой меньше единицы.
5. Наибольший коэффициент усиления по мощности при любых нагрузках обеспечивает схема с общим эмиттером, а наименьший коэффициент усиления по мощности в согласованном режиме — схема с общим коллектором.

Сравнение рассмотренных трех схем включения транзистора показывает, что наиболее выгодна схема с общим эмиттером, обеспечивающая наибольшее усиление. Нелинейные искажения меньше в схеме с общей базой и общим коллектором. Однако в большинстве окончных усилителей, собранных по схеме с общим эмиттером, используя отрицательную обратную связь, можно получить приблизительно тот же уровень нелинейных искажений и при этом иметь еще выигрыш в K_p . Что касается предварительных каскадов, работающих при малых сигналах и не охваченных обратной связью, то создаваемые ими искажения малы и не определяют искажений всего тракта усиления.

Именно схема включения транзистора с общим эмиттером — самая распространенная в УНЧ радиовещательных приемников. Исключение составляют некоторые схемы высокоомных предварительных каскадов, работающих от звукоснимателя, и некоторые варианты окончных двухтактных усилителей, использующие схему включения транзистора с общим коллектором.

Учитывая сказанное, в последующих разделах будут рассмотрены усилительные каскады, включенные по схеме с общим эмиттером.

| Параметры каскада | Схема О.Б. | | Схема О.Б. |
|-------------------|--|--|--|
| | Y | h | |
| $R_{вх}$ | $\frac{1 + Y_{22} R_H}{Y_{11} + \Delta^h R_H}$ | $\frac{h_{11} + \Delta^h R_H}{1 + h_{22} R_H}$ | $\frac{1 + Y_{22} R_H}{Y_{11} + Y_{12} + Y_{21} + Y_{22} + \Delta^h R_H}$ |
| $R_{вых}$ | $\frac{1 + Y_{11} R_C}{Y_{22} + \Delta^h R_C}$ | $\frac{h_{11} + R_C}{\Delta^h + h_{22} R_C}$ | $\frac{1 + (Y_{11} + Y_{12} + Y_{21} + Y_{22}) R_C}{Y_{22} + \Delta^h R_C}$ |
| K_u | $-\frac{Y_{21} R_H}{1 + Y_{22} R_H}$ | $-\frac{h_{21} R_H}{h_{11} + \Delta^h R_H}$ | $\frac{(Y_{21} + Y_{22}) R_H}{1 + Y_{22} R_H}$ |
| K_i | $\frac{Y_{21}}{Y_{11} + \Delta^h R_H}$ | $\frac{h_{21}}{1 + h_{22} R_H}$ | $-\frac{Y_{21} + Y_{22}}{(Y_{11} + Y_{12} + Y_{21} + Y_{22}) + \Delta^h R_H}$ |
| K_P | $\frac{Y_{21}^2 R_H}{(1 + Y_{22} R_H)(Y_{11} + \Delta^h R_H)}$ | $\frac{h_{21}^2 R_H}{(h_{11} + \Delta^h R_H)(1 + h_{22} R_H)}$ | $\frac{(Y_{21} + Y_{22})^2 R_H}{(1 + Y_{22} R_H)(Y_{11} + Y_{12} + Y_{21} + Y_{22}) + \Delta^h R_H}$ |
| K_P согл. | $\frac{Y_{21}^2}{(Y_{11} Y_{22} + V \Delta^h)^2}$ | $\frac{h_{21}^2}{(V h_{11} h_{22} + V \Delta^h)^2}$ | $\frac{(Y_{21} + Y_{22})^2}{(V(Y_{11} Y_{22} + Y_{21} + Y_{22}) Y_{22} + V \Delta^h)^2}$ |

Продолжение табл. 9.2

| Параметры каскада | Схема О.Б. | | Схема О.К. |
|-------------------|---|---|--|
| | h | Y | |
| R_H согл. | $\sqrt{\frac{Y_{11}}{Y_{22} \Delta^h}}$ | $\sqrt{\frac{h_{11}}{h_{22} \Delta^h}}$ | $\sqrt{\frac{Y_{11} + Y_{12} + Y_{21} + Y_{22}}{Y_{22} \Delta^h}}$ |
| R_C согл. | $\sqrt{\frac{Y_{22}}{Y_{11} \Delta^h}}$ | $\sqrt{\frac{h_{11} \Delta^h}{h_{22}}}$ | $\sqrt{\frac{Y_{22}}{(Y_{11} + Y_{12} + Y_{21} + Y_{22}) \Delta^h}}$ |
| $R_{вх}$ | $\frac{h_{11} + \Delta^h R_H}{1 + h_{21} - h_{12} + \Delta^h + h_{22} R_H}$ | $\frac{1 + (Y_{11} + Y_{12} + Y_{21} + Y_{22}) R_H}{Y_{11} + \Delta^h R_H}$ | $\frac{h_{11} + (1 + h_{21} - h_{12} + \Delta^h) R_H}{1 + h_{22} R_H}$ |
| $R_{вых}$ | $\frac{h_{21} + (1 + h_{21} - h_{12} + \Delta^h) R_C}{\Delta^h + h_{22} R_C}$ | $\frac{1 + Y_{11} R_C}{Y_{11} + Y_{12} + Y_{21} + Y_{22} + \Delta^h R_C}$ | $\frac{h_{21} + R_C}{1 + h_{21} - h_{12} + \Delta^h + h_{22} R_C}$ |
| K_u | $\frac{(h_{21} + \Delta^h) R_H}{h_{11} + \Delta^h R_H}$ | $\frac{(Y_{11} + Y_{21}) R_H}{1 + (Y_{11} + Y_{12} + Y_{21} + Y_{22}) R_H}$ | $\frac{(1 + h_{21}) R_H}{h_{11} + (1 + h_{21} - h_{12} + \Delta^h) R_H}$ |
| K | $-\frac{h_{21} + \Delta^h}{1 + h_{21} - h_{12} + \Delta^h + h_{22} R_H}$ | $-\frac{Y_{11} + Y_{21}}{Y_{11} + \Delta^h R_H}$ | $-\frac{1 + h_{21}}{1 + h_{22} R_H}$ |

Продолжение табл. 9.2

| Параметры каскада | Схема О.Б. | | Схема О.К. | |
|------------------------|--|---|---|---|
| | h | Y | h | Y |
| K_P | $\frac{(h_{21} + \Delta^h)^2 R_E}{(h_{11} + \Delta^h R_{01})(1 + h_{21} - h_{12} + \Delta^h + h_{22} R_{01})}$ | $\frac{(Y_{11} + Y_{21})^2 R_E}{[1 + (Y_{11} + Y_{12} + Y_{21} + Y_{22})R_{01}](Y_{11} + \Delta^h Y_{21})}$ | $\frac{(1 + h_{21})^2 R_E}{(1 + h_{21} - h_{12} + \Delta^h) R_{01}}$ | $\frac{(1 + h_{21})^2 R_E}{(1 + h_{21} - h_{12} + \Delta^h) R_{01}}$ |
| $K_P \text{ согл.}$ | $\frac{(h_{21} + \Delta^h)^2}{(1 + h_{21} - h_{12} + \Delta^h) \left(\sqrt{\frac{h_{11} h_{22}}{1 + h_{21} - h_{12} + \Delta^h + \Delta^h}} + \sqrt{\Delta^h} \right)^2}$ | $\frac{(Y_{11} + Y_{21})^2}{[Y_{11}(Y_{11} + Y_{12} + Y_{21} + Y_{22}) + \sqrt{\Delta^h}]^2}$ | $\frac{(1 + h_{21})^2}{(\sqrt{h_{11} h_{22}} + \sqrt{1 + h_{21} - h_{12} + \Delta^h})^2}$ | $\frac{(1 + h_{21})^2}{(\sqrt{h_{11} h_{22}} + \sqrt{1 + h_{21} - h_{12} + \Delta^h})^2}$ |
| $R_H \text{ согл.}$ | $\sqrt{\frac{h_{11}(1 + h_{21} - h_{12} + \Delta^h)}{h_{22} \Delta^h}}$ | $\sqrt{\frac{Y_{11}}{(Y_{11} + Y_{12} + Y_{21} + Y_{22}) \Delta^h}}$ | $\sqrt{\frac{h_{11}}{h_{22}(1 + h_{21} - h_{12} + \Delta^h)}}$ | $\sqrt{\frac{h_{11}}{h_{22}(1 + h_{21} - h_{12} + \Delta^h)}}$ |
| $R_H \text{ согл. л.}$ | $\sqrt{\frac{h_{11} \Delta^h}{h_{22}(1 + h_{21} - h_{12} + \Delta^h)}}$ | $\sqrt{\frac{Y_{11} \Delta^h}{(Y_{11} + Y_{12} + Y_{21} + Y_{22}) \Delta^h}}$ | $\sqrt{\frac{h_{11} \Delta^h}{h_{22}(1 + h_{21} - h_{12} + \Delta^h)}}$ | $\sqrt{\frac{h_{11} \Delta^h}{h_{22}(1 + h_{21} - h_{12} + \Delta^h)}}$ |

9.2. УСИЛИТЕЛИ КЛАССА А С RC-СВЯЗЬЮ

Усилительные каскады с RC-связью применяются в предварительных каскадах УНЧ для усиления слабых сигналов и в предоконечных каскадах для возбуждения выходных усилителей. Следует учесть, что КПД усилителя с RC-связью невелик. Однако из-за простой конструкции, малых габаритов, равномерности усиления и небольших фазовых сдвигов в диапазоне звуковых частот каскад с RC-связью широко используется в УНЧ на транзисторах. Наибольшее распространение получили резистивные каскады с резистором в цепи эмиттера (рис. 9.2, 9.3) и автоматическим смещением (рис. 9.4).

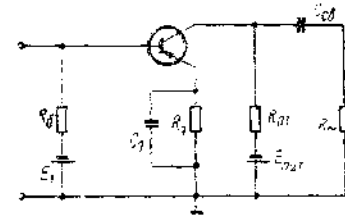


Рис. 9.2. Резистивный каскад с резистором в цепи эмиттера

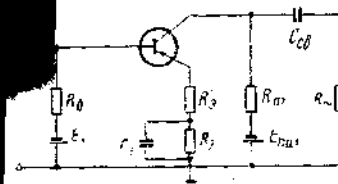


Рис. 9.3. Резистивный каскад с резистором в цепи эмиттера, не шунтированным емкостью

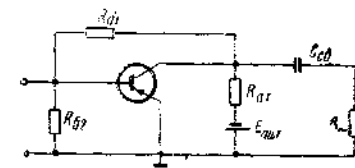


Рис. 9.4. Резистивный каскад с автоматическим смещением

9.2.1. Каскад, стабилизированный резистором в цепи эмиттера

Рассчитать усилительный каскад с RC-связью — значит определить его режим и сопротивление нагрузки постоянному току, найти элементы цепи питания, обеспечивающие необходимый режим и заданную режимную стабильность, рассчитать величины переходных и шунтирующих емкостей, входное и выходное сопротивления, коэффициенты усиления по току, напряжению и мощности, КПД каскада.

При расчете усилителя заданные величины — требуемая выходная мощность $P_{\text{вых}}$, сопротивление нагрузки усилителя R_{\sim} , напряжение источника питания $E_{\text{пит}}$, допустимое относительное изменение коллекторного тока $\frac{\Delta I_K}{I_K}$, допустимый уровень частотных искажений на нижней граничной частоте диапазона M_{\sim} , параметры транзистора.

Для амплитуд переменного напряжения на нагрузке U_m и тока коллектора i_m оптимально рассчитанного усилителя найдем следующие уравнения:

$$\left. \begin{aligned} U_m &= E_{\text{пит}} - I_K R_{\text{пт}} - I_3 R_3 - U_{\text{кнач}} - \Delta U_K \\ i_m &= I_K - I_{\text{кнач}} \end{aligned} \right\}; \quad (9.9)$$

В ур-ниях (9.9) $U_{\text{кнач}}$ — напряжение, характеризующее величину нелинейного участка характеристики транзистора $I_K = f(U_K)$; $I_{\text{кнач}}$ — ток, характеризующий величину нелинейного участка характеристики транзистора $I_K = f(I_3)$; ΔU_K — изменение коллекторного напряжения, вызванное приращением коллекторного тока за счет дестабилизирующих факторов (разброс $B_{\text{ст}}$, изменение температуры окружающей среды);

$$\Delta U_K = \Delta I_3 R_3 + \Delta I_K R_{\text{пт}} = \frac{\Delta I_3}{I_3} I_3 R_3 + \frac{\Delta I_K}{I_K} I_K R_{\text{пт}}. \quad (9.10)$$

Подставляя соотношение (9.10) в ур-ние (9.9), заменяя в нем с достаточной для практики точностью $\frac{\Delta I_3}{I_3}$ на $\frac{\Delta I_K}{I_K}$ и выражая U_m и i_m через $P_{\text{вых}}$ и R_{\sim} , получим

$$\left. \begin{aligned} \sqrt{2P_{\text{вых}} R_{\sim}} &= E_{\text{пит}} - I_K R_{\text{пт}} \left(1 + \frac{\Delta I_K}{I_K}\right) - I_3 R_3 \left(1 + \frac{\Delta I_K}{I_K}\right) - U_{\text{кнач}} \\ \sqrt{\frac{2P_{\text{вых}}}{R_{\sim}}} \frac{R_{\text{пт}} + R_{\sim}}{R_{\text{пт}}} &= I_K - I_{\text{кнач}} \end{aligned} \right\}. \quad (9.11)$$

Решая совместно ур-ния (9.11), найдем:

$$R_{\text{пт}} = \frac{\sqrt{\frac{R_{\sim}}{2P_{\text{вых}}} \left[E_{\text{пит}} - I_3 R_3 \left(1 + \frac{\Delta I_K}{I_K}\right) - U_{\text{кнач}} \right] - 2R_{\sim}}}{\left(1 + \frac{\Delta I_K}{I_K}\right) \left(1 + I_{\text{кнач}} \sqrt{\frac{R_{\sim}}{2P_{\text{вых}}}}\right)}; \quad (9.12)$$

$$I_K = I_{\text{кнач}} + \frac{R_{\text{пт}} + R_{\sim}}{R_{\text{пт}}} \sqrt{\frac{2P_{\text{вых}}}{R_{\sim}}}. \quad (9.13)$$

Как указывалось в гл. 5, выбор величины $I_3 R_3 (E_1)$ подчинен требуемой температурной стабильности коллекторного тока, так как в соответствии с (5.32)

$$I_3 R_3 (R_3 \neq 0) \geq - \frac{a_2(T_2) C (T_2 - T_1)}{a_1(T_1) \left(1 + \frac{\Delta I_K}{I_K} - \frac{I_{\text{к02}}(T_2)}{I_K}\right) - a_2(T_2)}, \quad (9.14)$$

где

$$C = \frac{dU_{36}}{dT}. \quad (9.15)$$

Взяв запас относительно минимальной величины $I_3 R_3$ из неравенства (9.14)

$$I_3 R_3 (R_3 \neq 0) \approx (1,5 \div 3) I_3 R_3 (R_3 = 0), \quad (9.16)$$

учитывающий наличие резистора в базовой цепи реальной схемы, ухудшающего температурную стабильность при $R_3 > R_{3 \text{ мин}}$, можно по заданной величине относительного изменения коллекторного тока $\frac{\Delta I_K}{I_K}$ найти $R_{\text{пт}}$ и I_K из выражений (9.12), (9.13).

При питании базовой цепи от отдельного источника E_1 выбор $I_3 R_3$ производится из соотношения, справедливого для стабилизированных каскадов:

$$E_1 - U_{36} \approx (1,1 \div 1,5) I_3 R_3, \quad (9.17)$$

(соотношение (9.17) выполняется и при питании базовой цепи от общего источника, при этом под E_1 понимают эдс эквивалентного источника постоянного напряжения в цепи базы). После определения $R_{\text{пт}}$ и I_K рассчитывают элементы цепи смещения каскада по заданным значениям I_K и $\frac{\Delta I_K}{I_K}$ в соответствии с методикой, изложенной в гл. 5.

КПД КАСКАДА

Для оценки максимальной выходной мощности, которую может отдать каскад с RC-связью при заданной мощности рассеяния на коллекторе, целесообразно определить его КПД (η):

$$\eta = \frac{P_{\text{вых}}}{P_{\text{потр}}} = \frac{U_m^2}{2R_{\sim} E_{\text{пит}} I_K}. \quad (9.18)$$

бозначив

$$\frac{U_m}{U_K} = \xi_1, \quad \frac{i_m}{I_K} = \xi_2,$$

получим

$$\eta = \frac{\xi_1^2}{2R_{\sim} \left[\frac{I_K}{U_K} + \left(\frac{I_K}{U_K}\right)^2 R_{\text{пт}} \right]}. \quad (9.19)$$

Учитывая, что

$$\frac{I_K}{U_K} = \frac{\xi_1}{\xi_2} \frac{R_{\sim} + R_{\text{пт}}}{R_{\sim} R_{\text{пт}}}. \quad (9.20)$$

Из соотношений (9.19) и (9.20) найдем

$$\eta = \frac{\xi_1 \xi_2^2 R_{\sim} R_{\text{пт}}}{2R_{\sim}^2 (\xi_1 + \xi_2) + 2R_{\sim} R_{\text{пт}} (2\xi_1 + \xi_2) + 2\xi_1 R_{\text{пт}}^2}. \quad (9.21)$$

Определим величину максимального кпд. Дифференцируя выражение (9.21) и пренебрегая зависимостью от $R_{пт}$ ξ_1 и ξ_2 , получим

$$R_{пт} = R_{\sim} \sqrt{\frac{\xi_1 + \xi_2}{\xi_1}}, \quad (9.22)$$

откуда

$$\eta_{\max} = \frac{\xi_1 \xi_2^2}{4 \sqrt{\xi_1 (\xi_1 + \xi_2)} + 2(2\xi_1 + \xi_2)}. \quad (9.23)$$

Самое высокое значение η_{\max} может быть получено в случае равенства нулю сопротивления резистора в эмиттерной цепи транзистора, но и при этом кпд усилителя будет меньше 8,6% (значение 8,6% соответствует $\xi_1 = \xi_2 = 1$).

Частотная характеристика каскада в области низших частот

Частотные искажения усилителя рис. 9.2 в области низших частот целиком определяются величинами емкостей C_3 и $C_{св}$.

Для расчета частотной характеристики схемы рис. 9.2 напомним ее матрицу проводимости с учетом емкостей C_3 и $C_{св}$:

| | 1 | 2 | 3 | 4 |
|---|--------------------------|--|---|---------------------------------------|
| 1 | $Y_{11} + \frac{1}{R_6}$ | Y_{12} | $-(Y_{11} + Y_{12})$ | |
| 2 | Y_{21} | $Y_{22} + \frac{1}{R_{пт}} + i\omega C_{св}$ | $-(Y_{21} + Y_{22})$ | $-i\omega C_{св}$ |
| 3 | $-(Y_{11} + Y_{21})$ | $-(Y_{11} + Y_{22})$ | $Y_{11} + Y_{12} + Y_{21} + Y_{22} + \frac{1}{R_3} + i\omega C_3$ | |
| 4 | | $-i\omega C_{св}$ | | $i\omega C_{св} + \frac{1}{R_{\sim}}$ |

(9.24)

Из матрицы (9.24), пренебрегая членами, содержащими сомножитель ΔY , по сравнению с аналогичными членами, содержащими сомножители $Y_{21} i\omega C_3$, $(Y_{11} + Y_{12} + Y_{21} + Y_{22}) \frac{1}{R_{пт}}$, $(Y_{11} + Y_{12} + Y_{21} + Y_{22}) \times \left(\frac{1}{R_{\sim}} + \frac{1}{R_{пт}}\right)$, что в практических случаях вполне допустимо, можно найти

$$K_u = \frac{\Delta_{12}}{\Delta_{11}} = \frac{Y_{21} \left(\omega^2 C_{св} C_3 - i \frac{1}{R_3} \omega C_{св} \right)}{i\omega \left[C_{св} \left(\Sigma Y \frac{1}{R_{пт}} + \frac{1}{R_3} Y_{22} + \frac{1}{R_3} \frac{1}{R_{пт}} + \Sigma Y \frac{1}{R_{\sim}} + \frac{1}{R_{\sim}} \frac{1}{R_3} \right) + \right. \\ \left. + C_3 \left(\frac{1}{R_{\sim}} Y_{22} + \frac{1}{R_{\sim}} \frac{1}{R_{пт}} \right) \right] + \frac{1}{R_{\sim}} \left(\Sigma Y \frac{1}{R_{пт}} + \frac{1}{R_3} Y_{22} + \frac{1}{R_3} \frac{1}{R_{пт}} \right) - \\ \rightarrow - \omega^2 C_{св} C_3 \left(Y_{22} + \frac{1}{R_{пт}} + \frac{1}{R_{\sim}} \right)} \quad (9.25)$$

[в ур-нии (9.25) и последующих выражениях $\Sigma Y = Y_{11} + Y_{12} + Y_{21} + Y_{22}$], откуда коэффициент частотных искажений на низших звуковых частотах

$$M_H = \left| \frac{K_{усл}}{K_{нч}} \right| = \frac{\sqrt{\omega_c^2 C_3^2 + \frac{1}{R_3^2}} \sqrt{\omega_H^2 \left[C_{св} \left(\Sigma Y \left(\frac{1}{R_{пт}} + \frac{1}{R_{\sim}} \right) + \right. \right. \\ \left. \left. + \frac{1}{R_3} \left(Y_{22} + \frac{1}{R_{пт}} + \frac{1}{R_{\sim}} \right) \right] + C_3 \frac{1}{R_{\sim}} \left(Y_{22} + \frac{1}{R_{пт}} \right) \right]^2 + \left. \right. \\ \left. \left. + \frac{1}{R_3} \left(Y_{22} + \frac{1}{R_{пт}} + \frac{1}{R_{\sim}} \right) \right]^2 + \right. \\ \left. + \left(\frac{1}{R_{\sim}} \left[\Sigma Y \frac{1}{R_{пт}} + \frac{1}{R_3} \left(Y_{22} + \frac{1}{R_{пт}} \right) \right] - \omega_H^2 C_{св} C_3 \left(Y_{22} + \frac{1}{R_{пт}} + \frac{1}{R_{\sim}} \right) \right]^2} \sqrt{\omega_c^2 C_3^2 \left(Y_{22} + \frac{1}{R_{пт}} + \frac{1}{R_{\sim}} \right)^2} \quad (9.26)$$

где ω_c и ω_H — соответственно средняя и низкая частоты.

Выражение (9.26) — исходное для определения емкостей C_3 и $C_{св}$ при любых значениях R_3 и C_3 .

Рассмотрим несколько частных случаев.

1. $C_3 = 0$; $R_3 = 0$:

$$M_H = \frac{\sqrt{\omega_H^2 C_{св}^2 \left(Y_{22} + \frac{1}{R_{пт}} + \frac{1}{R_{\sim}} \right)^2 + \frac{1}{R_{\sim}^2} \left(Y_{22} + \frac{1}{R_{пт}} \right)^2}}{\omega_H C_{св} \left(Y_{22} + \frac{1}{R_{пт}} + \frac{1}{R_{\sim}} \right)} \quad (9.27)$$

Из ур-ния (9.27) можно найти $C_{св}$:

$$C_{св} \geq \frac{\frac{1}{R_{\sim}} \left(Y_{22} + \frac{1}{R_{пт}} \right)}{2\pi f_H \sqrt{M_H^2 - 1} \left(Y_{22} + \frac{1}{R_{пт}} + \frac{1}{R_{\sim}} \right)}$$

$$= \frac{\frac{1}{R_{\sim}} \left(\frac{\Delta^h}{h_{11}} + \frac{1}{R_{пт}} \right)}{2\pi f_n \sqrt{M_n^2 - 1} \left(\frac{\Delta^h}{h_{11}} + \frac{1}{R_{пт}} + \frac{1}{R_{\sim}} \right)} \quad (9.28)$$

2.

$$M_n = \frac{\sqrt{\omega_n^2 \left[C_{св} \Sigma Y \left(\frac{1}{R_{пт}} + \frac{1}{R_{\sim}} \right) + C_3 \frac{1}{R_{\sim}} \left(Y_{22} + \frac{1}{R_{пт}} \right) \right]^2 + \dots}}{\omega_n^2 C_{св} C_3 \left(Y_{22} + \frac{1}{R_{пт}} + \frac{1}{R_{\sim}} \right)} + \dots \quad (9.29)$$

Если, в частности, емкость конденсатора, шунтирующего резистор в цепи эмиттера, велика и не влияет на частотные искажения, для расчета емкости переходного конденсатора можно пользоваться соотношением (9.28). Напротив, если емкость переходного конденсатора велика и не влияет на частотные искажения, для определения емкости шунтирующего конденсатора следует пользоваться ур-нием (9.30), полученным из выражения (9.29):

$$C_3 = \frac{\Sigma Y \left(\frac{1}{R_{пт}} + \frac{1}{R_{\sim}} \right)}{2\pi f_n \sqrt{M_n^2 - 1} \left(Y_{22} + \frac{1}{R_{пт}} + \frac{1}{R_{\sim}} \right)} = \frac{\frac{1}{h_{11}} (1 - h_{12} + h_{21} + \Delta^h) \left(\frac{1}{R_{пт}} + \frac{1}{R_{\sim}} \right)}{2\pi f_n \sqrt{M_n^2 - 1} \left(\frac{\Delta^h}{h_{11}} + \frac{1}{R_{пт}} + \frac{1}{R_{\sim}} \right)} \quad (9.30)$$

В общем случае расчет интересующих емкостей необходимо вести в соответствии с ур-нием (9.31):

$$C_{св} = \frac{K + \sqrt{K^2 + L}}{\omega_n} \quad (9.31)$$

где

$$K = \frac{\omega_n C_3 \Sigma Y \frac{Y_{22}}{R_{\sim}^2}}{(M_n^2 - 1) \omega_n^2 C_3^2 \left(Y_{22} + \frac{1}{R_{пт}} + \frac{1}{R_{\sim}} \right)^2 - (\Sigma Y)^2 \left(\frac{1}{R_{пт}} + \frac{1}{R_{\sim}} \right)^2}$$

$$L = \frac{\omega_n^2 C_3^2 \frac{1}{R_{\sim}^2} \left(Y_{22} + \frac{1}{R_{пт}} \right)^2 + \frac{1}{R_{\sim}^2} (\Sigma Y)^2 \frac{1}{R_{пт}^2}}{(M_n^2 - 1) \omega_n^2 C_3^2 \left(Y_{22} + \frac{1}{R_{пт}} + \frac{1}{R_{\sim}} \right)^2 - (\Sigma Y)^2 \left(\frac{1}{R_{пт}} + \frac{1}{R_{\sim}} \right)^2} \quad (9.32)$$

РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ КАСКАДА

Для расчета входного и выходного сопротивлений каскада с *RC*-связью, коэффициентов усиления по току, напряжению и мощности следует пользоваться формулами табл. 9.2 со следующими уточнениями:

$$R_n = \frac{R_{пт} R_{\sim}}{R_{пт} + R_{\sim}},$$

$$R_{г\text{ каск}} = \frac{R_{г} R_{б}}{R_{г} + R_{б}}, \quad (9.33)$$

$$R_{вх\text{ каск}} = \frac{R_{вх} R_{б}}{R_{вх} + R_{б}}, \quad K_{i\text{ каск}} = -K_u \frac{R_{вх\text{ каск}}}{R_n},$$

$$K_{p\text{ каск}} = K_u K_{i\text{ каск}}$$

(в (9.33) R_b — эквивалентное сопротивление в цепи смещения базы).

Практически усилительный каскад с *RC*-связью нагружен на входное сопротивление следующего каскада и потому выполняется условие

$$Y_{22} \ll \frac{1}{R_n} \gg h_{22}. \quad (9.34)$$

При этом для расчета параметров усилителя можно пользоваться приближенными ф-лами (9.35)

$$\left. \begin{aligned} R_{вх\text{ каск}} &\approx \frac{R_b}{1 + Y_{11} R_b} \approx \frac{h_{11} R_b}{h_{11} + R_b} \\ K_u &= -Y_{21} R_n \approx -\frac{h_{21} R_n}{h_{11}} \\ K_{i\text{ каск}} &\approx \frac{Y_{21} R_b}{1 + Y_{11} R_b} \approx \frac{h_{21} R_b}{h_{11} + R_b} \end{aligned} \right\} \quad (9.35)$$

9.2.2. Каскад с резистором в цепи эмиттера, не шунтированным емкостью

Для стабилизации параметров каскада, улучшения его качественных характеристик и уменьшения габаритов резистор в эмиттерной цепи транзистора в некоторых *УНЧ* не шунтируется конденсатором. По постоянному току схема рис. 9.3 идентична схеме рис. 9.2, но их усилительные параметры различны. Для определения показателей каскада рис. 9.3 запишем матрицу проводимости транзистора с включенным в эмиттерную цепь резистором:

| | | | |
|---|----------------------|----------------------|----------------------------|
| | 1 | 2 | 3 |
| 1 | Y_{11} | Y_{12} | $-(Y_{11} + Y_{12})$ |
| 2 | Y_{21} | Y_{22} | $-(Y_{21} + Y_{22})$ |
| 3 | $-(Y_{11} + Y_{21})$ | $-(Y_{12} + Y_{22})$ | $\Sigma Y + \frac{1}{R_3}$ |

(9.36)

Из матрицы (9.36) могут быть определены результирующие Y -параметры последовательного соединения транзистора и резистора на основании известных [44] формул:

$$\left. \begin{aligned} Y_{11s} &= \frac{\Delta_{33}}{\Delta_{11,33}}, & Y_{12s} &= -\frac{\Delta_{31}}{\Delta_{11,33}} \\ Y_{21s} &= -\frac{\Delta_{13}}{\Delta_{11,33}}, & Y_{22s} &= \frac{\Delta_{11}}{\Delta_{11,33}} \end{aligned} \right\} \quad (9.37)$$

в ф-лах (9.37) Δ_{11} , Δ_{33} , Δ_{31} , Δ_{13} — соответствующие алгебраические дополнения определителя матрицы (9.36), а $\Delta_{11,33}$ — соответствующее двойное алгебраическое дополнение.

В табл. 9.3 приведены значения эквивалентных Y -параметров некоторых наиболее распространенных вариантов схем соединения транзистора с резисторами (в том числе и рассматриваемой схемы).

Показатели и элементы каскада рис. 9.3 рассчитываются по тем же формулам, что и каскада рис. 9.2 с заменой Y -параметров соответствующими эквивалентными параметрами. Из табл. 9.2 и 9.3 очевидно, что усилитель с нешунтированным резистором в цепи эмиттера обладает большими входным и выходным сопротивлениями и меньшим коэффициентом усиления по напряжению.

9.2.3. Каскад с автоматическим смещением

В отличие от усилителя рис. 9.2, каскад с автоматическим смещением содержит меньшее число элементов в цепи питания, и, что особенно ценно, отсутствует электролитический конденсатор большой емкости, шунтирующий резистор. К недостаткам рассматриваемого усилителя следует отнести обратную связь, снижающую входное сопротивление. В усилителе рис. 9.4 невозможно также обеспечить любую заданную стабильность по постоянному току при известном режиме каскада и напряжении источника питания. Для оптимально рассчитанного усилителя, пренебрегая $\frac{1}{R_{61}}$ по сравнению с $\frac{1}{R_{\sim}} + \frac{1}{R_{пт}}$, что для практических схем вполне допу-

стимо, можно составить уравнения, аналогичные (9.11). Задавшись некоторой величиной относительного изменения коллекторного тока $\frac{\Delta I_k}{I_k}$ и выбрав

$$I_3 R_3 \approx - (1,5 \div 3) \frac{a_2(T_2) C(T_2 - T_1)}{a_1(T_1) \left(1 + \frac{\Delta I_k}{I_k} - \frac{I_{k02}(T_2)}{I_k} \right) - a_2(T_2)}, \quad (9.38)$$

находят значения $R_{пт}$ и I_k из выражений (9.12), (9.13). Полученное значение $R_{пт}$ следует проверить по ф-ле

$$R_{пт} = \frac{R_3 E_{птт}}{E_1}. \quad (9.39)$$

Если величины $R_{пт}$, найденные из уравнений (9.12) и (9.39), различны, необходимо задаться новым значением $\frac{\Delta I_k}{I_k}$, обеспечивающим их совпадение.

Далее определяют R_{61} и R_{62} :

$$\left. \begin{aligned} R_{61} &= \frac{R_6 E_{птт}}{E_1} \\ R_{62} &= \frac{E_1 (R_{61} + R_{пт})}{E_{птт} - E_1} \end{aligned} \right\} \quad (9.40)$$

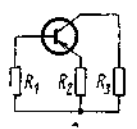
в (9.39) и (9.40) R_3 , R_6 — эквивалентные сопротивления в эмиттерной и базовой цепях каскада, рассчитанные по заданным значениям I_k и $\frac{\Delta I_k}{I_k}$ в соответствии с методикой, изложенной в гл. 5, $E_1 = U_{96} (1,1 \div 1,5) I_3 R_3$.

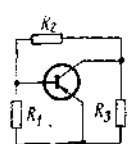
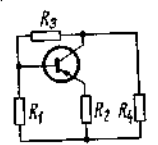
Для определения показателей усилителя с автоматическим смещением целесообразно найти результирующие Y -параметры части схемы усилителя, находящейся слева от $C_{св}$. Составив матрицу проводимости этой части схемы:

| | | |
|---|--|--|
| | 1 | 2 |
| 1 | $Y_{11} + \frac{1}{R_{62}} + \frac{1}{R_{61}}$ | $Y_{12} - \frac{1}{R_{61}}$ |
| 2 | $Y_{21} - \frac{1}{R_{61}}$ | $Y_{22} + \frac{1}{R_{61}} + \frac{1}{R_{пт}}$ |

(9.41)

можно по ф-лам (9.37) получить расчетные выражения искомых величин. В табл. 9.3 эти выражения приводятся. Параметры усилителя могут быть определены по ф-лам табл. 9.2 с заменой Y -параметров соответствующими результирующими параметрами

| Схемы |  | |
|--------------------|--|---|
| Эквивал. параметры | Y | h |
| Y_{113} | $\frac{Y_{11}}{R_2} + \Delta Y + \frac{1}{\Sigma Y + \frac{1}{R_2}} + \frac{1}{R_1}$ | $\frac{\frac{1}{R_2} + h_{22}}{1 + h_{21} - h_{12} + \Delta^h + \frac{h_{11}}{R_2}} + \frac{1}{R_1}$ |
| Y_{123} | $\frac{Y_{12}}{R_2} - \Delta Y + \frac{1}{\Sigma Y + \frac{1}{R_2}}$ | $\frac{\frac{h_{12}}{R_2} + h_{22}}{1 + h_{21} - h_{12} + \Delta^h + \frac{h_{11}}{R_2}}$ |
| Y_{213} | $\frac{Y_{21}}{R_2} - \Delta Y + \frac{1}{\Sigma Y + \frac{1}{R_2}}$ | $\frac{\frac{h_{21}}{R_2} - h_{22}}{1 + h_{21} - h_{12} + \Delta^h + \frac{h_{11}}{R_2}}$ |
| Y_{223} | $\frac{Y_{22}}{R_2} + \Delta Y + \frac{1}{\Sigma Y + \frac{1}{R_2}} + \frac{1}{R_3}$ | $\frac{\frac{\Delta^h}{R_2} + h_{22}}{1 + h_{21} - h_{12} + \Delta^h + \frac{h_{11}}{R_2}} + \frac{1}{R_3}$ |
| Δ^{Y_3} | $\Delta^{Y_3} = Y_{113} Y_{223} - Y_{123} Y_{213}$ | |

|  | |  | |
|---|---|--|---|
| Y | h | Y | h |
| $Y_{11} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}$ | $\frac{1}{h_{11}} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}$ | $\frac{Y_{11}}{R_2} + \Delta Y + \frac{1}{\Sigma Y + \frac{1}{R_2}} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_3}$ | $\frac{\frac{1}{R_2} + h_{22}}{1 + h_{21} - h_{12} + \Delta^h + \frac{h_{11}}{R_2}} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_3}$ |
| $Y_{12} - \frac{1}{R_3}$ | $-\frac{h_{12}}{h_{11}} - \frac{1}{R_2}$ | $\frac{Y_{12}}{R_2} - \Delta Y + \frac{1}{\Sigma Y + \frac{1}{R_2}} - \frac{1}{R_3}$ | $\frac{\frac{h_{12}}{R_2} + h_{22}}{1 + h_{21} - h_{12} + \Delta^h + \frac{h_{11}}{R_2}} - \frac{1}{R_3}$ |
| $Y_{21} - \frac{1}{R_2}$ | $\frac{h_{21}}{h_{11}} - \frac{1}{R_2}$ | $\frac{Y_{21}}{R_2} - \Delta Y + \frac{1}{\Sigma Y + \frac{1}{R_2}} - \frac{1}{R_3}$ | $\frac{\frac{h_{21}}{R_2} - h_{22}}{1 + h_{21} - h_{12} + \Delta^h + \frac{h_{11}}{R_2}} - \frac{1}{R_3}$ |
| $Y_{22} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4}$ | $\frac{\Delta^h}{h_{11}} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}$ | $\frac{Y_{22}}{R_2} + \Delta Y + \frac{1}{\Sigma Y + \frac{1}{R_2}} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4}$ | $\frac{\frac{\Delta^h}{R_2} + h_{22}}{1 + h_{21} - h_{12} + \Delta^h + \frac{h_{11}}{R_2}} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4}$ |

из табл. 9.3 и сопротивления нагрузки R_H сопротивлением R_{\sim} , емкость конденсатора связи находят из ур-ния (9.28), заменив Y_{22} $Y_{22\beta}$ и положив $\frac{1}{R_{\sim}} = 0$:

$$C_{св} = \frac{\frac{1}{R_{\sim}} Y_{22\beta}}{2\pi f_H \sqrt{M_H^2 - 1} \left(Y_{22\beta} + \frac{1}{R_{\sim}} \right)} \quad (9.42)$$

9.3. УСИЛИТЕЛИ КЛАССА А С НЕПОСРЕДСТВЕННОЙ СВЯЗЬЮ

В миниатюрных моделях приемников находят применение схемы однотактных выходных каскадов класса А с непосредственной связью с нагрузкой (рис. 9.5) и схемы двухкаскадных усилителей с непосредственной межкаскадной связью. Усилители с непосредственной связью выгодно отличаются от резистивных усилителей своей простотой (содержат меньшее количество деталей), более высокими качественными характеристиками (шире диапазон воспроизводимых частот) и большей экономичностью.

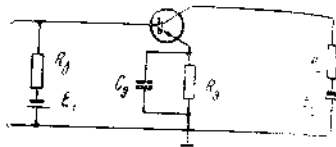


Рис. 9.5. Однотактный выходной каскад с непосредственной связью с нагрузкой

Для амплитуд переменного напряжения на нагрузке и тока коллектора оптимально рассчитанного усилителя могут быть написаны следующие уравнения:

$$\left. \begin{aligned} U_m &= E_{пит} - I_K R_H - I_3 R_3 - U_{кнач} - \Delta U_K \\ I_m &= I_K - I_{кнач} \end{aligned} \right\} \quad (9.4)$$

[обозначения величин в ур-нии (9.43) те же, что и в ур-нии (9.9)]. Используя соотношение (9.10), заменяя в нем с достаточной для практики точностью $\frac{\Delta I_3}{I_3}$ на $\frac{\Delta I_K}{I_K}$ и выражая I_m и U_m через $P_{вых}$ и R_H , получим

$$\left. \begin{aligned} \sqrt{2P_{вых} R_H} &= E_{пит} - I_K R_H \left(1 + \frac{\Delta I_K}{I_K} \right) - I_3 R_3 \left(1 + \frac{\Delta I_K}{I_K} \right) - U_{кнач} \\ \sqrt{\frac{2P_{вых}}{R_H}} &= I_K - I_{кнач} \end{aligned} \right\} \quad (9.44)$$

Решая ур-ния (9.44) совместно, найдем

$$R_H = \left[\frac{\sqrt{2P_{вых}}}{2I_{кнач}} \frac{2 + \frac{\Delta I_K}{I_K}}{1 + \frac{\Delta I_K}{I_K}} \left[1 - \sqrt{1 + \frac{2I_{кнач}}{P_{вых}} \frac{1 + \frac{\Delta I_K}{I_K}}{\left(2 + \frac{\Delta I_K}{I_K} \right)^2}} \right] \right] \times \rightarrow$$

$$\left. \left. \rightarrow \left(E_{пит} - I_3 R_3 \left(1 + \frac{\Delta I_K}{I_K} \right) - U_{кнач} \right) \right\}^2 \quad (9.45)$$

Если второй член подкоренного выражения меньше единицы, что обычно выполняется при работе каскада в качестве оконечного усилителя мощности, то соотношение (9.45) может быть значительно упрощено. В этом случае

$$\left. \begin{aligned} R_H &= \frac{\left[E_{пит} - I_3 R_3 \left(1 + \frac{\Delta I_K}{I_K} \right) - U_{кнач} \right]^2}{2P_{вых} \left(2 + \frac{\Delta I_K}{I_K} \right)^2} \\ I_K &= I_{кнач} + \sqrt{\frac{2P_{вых}}{R_H}} \end{aligned} \right\} \quad (9.46)$$

Выбрав значение $I_3 R_3$ в соответствии с ур-ниями (9.16) и (9.17), можно по заданной величине относительного изменения коллекторного тока $\frac{\Delta I_K}{I_K}$ найти R_H и I_K из выражений (9.45) и (9.46).

Определим кпд каскада рис. 9.5:

$$\eta = \frac{P_{вых}}{P_{потр}} = \frac{U_m^2}{2R_H E_{пит} I_K} \quad (9.47)$$

Обозначив

$$\frac{U_m}{U_K} = \xi_1, \quad \frac{I_m}{I_K} = \xi_2,$$

получим

$$\eta = \frac{\xi_1^2}{2R_H \left[\frac{I_K}{U_K} + \left(\frac{I_K}{U_K} \right)^2 R_H \right]} \quad (9.48)$$

Учитывая, что

$$\frac{I_K}{U_K} = \frac{\xi_1}{\xi_2 R_H} \quad (9.49)$$

из ур-ний (9.48) и (9.49) найдем

$$\eta = \frac{\xi_1^2}{2 \left(\frac{\xi_1}{\xi_2} + \frac{\xi_1^2}{\xi_2^2} \right)} = \frac{\xi_1 \xi_2^2}{2(\xi_1 + \xi_2)} \quad (9.50)$$

Наибольшее значение η может быть получено в случае $R_3=0$. Из соотношения (9.50) кпд усилителя при $\xi_1 = \xi_2 \rightarrow 1$

$$\eta \approx \frac{1}{4} \approx 25\%$$

Мощность, рассеиваемая на коллекторе транзистора, работающего в каскаде класса А, достигает максимальной величины в отсутствие сигнала. При $R_3 \ll R_H$ можно написать, учитывая ур-ние (9.50):

$$P_{\text{рас}} = P_{\text{потр}} - \frac{I_m^2 R_H}{\xi_1^2 \xi_2^2} = P_{\text{вых}} \frac{2}{\xi_1 \xi_2}, \quad (9.51)$$

откуда максимальная выходная мощность каскада

$$P_{\text{вых макс}} \leq \frac{P_{\text{к доп}} \xi_1 \xi_2}{2}. \quad (9.52)$$

Интересно отметить, что оптимально рассчитанный каскад обеспечивает высокое постоянство $P_{\text{рас}}$ даже при отсутствии режим-

Таблица 9.4

| Схемы | | |
|--------------------|---|--|
| Эквив. Y-параметры | | |
| Y_{11} | $\frac{Y'_{11} Y''_{11} + \Delta Y'_{11}}{\Sigma Y'_{11} + Y''_{11}}$ | $\frac{\Delta Y'_{11} + \Sigma Y'_{11} \Sigma Y''_{11}}{Y'_{11} + \Sigma Y''_{11}}$ |
| Y_{12} | $\frac{Y'_{12} Y''_{11} + Y'_{12} (Y'_{11} + Y'_{12}) - \Delta Y'_{11}}{\Sigma Y'_{11} + Y''_{11}}$ | $\frac{\Delta Y'_{11} + (Y'_{12} + Y'_{22}) \Sigma Y''_{11} + \rightarrow}{Y'_{11} + \Sigma Y''_{11}}$ $\rightarrow + (Y'_{11} + Y'_{21}) (Y'_{12} + Y'_{22})$ |
| Y_{21} | $\frac{Y'_{21} Y''_{11} + Y'_{21} (Y'_{11} + Y'_{21}) - \Delta Y'_{11}}{\Sigma Y'_{11} + Y''_{11}}$ | $\frac{\Delta Y'_{11} + (Y'_{21} + Y'_{22}) \Sigma Y''_{11} + \rightarrow}{Y'_{11} + \Sigma Y''_{11}}$ $\rightarrow + (Y'_{11} + Y'_{12}) (Y'_{21} + Y'_{22})$ |
| Y_{22} | $\frac{\Delta Y'_{11} + \Delta Y'_{22} + Y'_{22} \Sigma Y'_{11} + \rightarrow}{\Sigma Y'_{11} + Y''_{11}}$ $\rightarrow + Y'_{12} (Y'_{21} + Y'_{22}) + Y'_{21} (Y'_{12} + Y'_{22})$ | $\frac{\Delta Y'_{11} + \Delta Y'_{22} + Y'_{11} Y'_{22} + Y'_{22} \Sigma Y''_{11} + \rightarrow}{Y'_{11} + \Sigma Y''_{11}}$ $\rightarrow + Y'_{21} (Y'_{12} + Y'_{22}) + Y'_{12} (Y'_{21} + Y'_{22})$ |

ной стабилизации. В самом деле, пренебрегая $U_{\text{к нач}}$, $I_{\text{к нач}}$, из ур-ний (9.43), (9.44), (9.46) имеем, что

$$\frac{\partial P_{\text{рас}}}{\partial I_{\text{к}}} \approx 0. \quad (9.53)$$

Учитывая, что в оптимально рассчитанной схеме при $R_3 \ll R_H$:

$$U_{\text{к}} \approx E_{\text{пит}} - I_{\text{к}} R_H \approx \frac{E_{\text{пит}}}{2},$$

$$U_m \approx U_{\text{к}}, \quad (9.54)$$

величину напряжения источника питания необходимо выбирать из соотношения

$$E_{\text{пит}} \leq U_{\text{к доп}}. \quad (9.55)$$

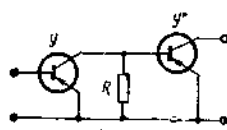
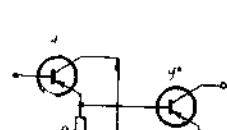
Расчет цепи смещения и параметров усилителя рис. 9.5 по переменному току аналогичен расчету усилителя с RC-связью.

В табл. 9.4—9.6 даны значения эквивалентных Y-параметров для наиболее часто встречающихся на практике схем двухкаскадных усилителей с непосредственной межкаскадной связью. Зная Y-параметры усилителей, можно найти их основные характеристики по низкой частоте, пользуясь формулами табл. 9.2.

Таблица 9.5

| Схемы | | |
|--------------------|---|--|
| Эквив. Y-параметры | | |
| Y_{11} | $\frac{\Delta Y'_{11} + Y'_{11} Y''_{11}}{\Sigma Y'_{11} + Y''_{11}}$ | $\frac{\Delta Y'_{11} + Y'_{11} Y''_{11}}{Y'_{22} + Y''_{11}}$ |
| Y_{12} | $\frac{(Y'_{11} + Y'_{12}) (Y'_{11} + Y'_{12})}{\Sigma Y'_{11} + Y''_{11}}$ | $\frac{\Delta Y'_{11} + Y'_{11} Y''_{11} + Y'_{12} Y''_{11} + Y'_{12} Y''_{12}}{Y'_{22} + Y''_{11}}$ |
| Y_{21} | $\frac{(Y'_{11} + Y'_{21}) (Y'_{11} + Y'_{21})}{\Sigma Y'_{11} + Y''_{11}}$ | $\frac{\Delta Y'_{11} + Y'_{11} Y''_{11} + Y'_{21} Y''_{11} + Y'_{21} Y''_{21}}{Y'_{22} + Y''_{11}}$ |
| Y_{22} | $\frac{\Sigma Y'_{11} \Sigma Y''_{11} + \Delta Y'_{11}}{\Sigma Y'_{11} + Y''_{11}}$ | $\frac{\Delta Y'_{11} + \Delta Y'_{22} + Y'_{22} Y''_{22} + \Sigma Y'_{11} Y''_{11} + \rightarrow}{Y'_{22} + Y''_{11}}$ $\rightarrow + Y'_{21} (Y'_{21} + Y'_{22}) + Y'_{12} (Y'_{12} + Y'_{22})$ |

Таблица 9.

| Схемы |  |  |
|--------------------|---|---|
| Эквив. Y-параметры | Левому транзистору соответствует y' | |
| Y_{11} | $\frac{\Delta Y' + Y'_{11} \left(\frac{1}{R} + Y'_{11} \right)}{Y'_{22} + \frac{1}{R} + Y'_{11}}$ | $\frac{\Delta Y'' + Y''_{11} \left(\frac{1}{R} + Y''_{11} \right)}{\Sigma Y'' + \frac{1}{R} + Y''_{11}}$ |
| Y_{12} | $\frac{Y'_{12} Y'_{21}}{Y'_{22} + \frac{1}{R} + Y'_{11}}$ | $\frac{Y''_{12} (Y'_{11} + Y'_{12})}{\Sigma Y'' + \frac{1}{R} + Y''_{11}}$ |
| Y_{21} | $\frac{Y'_{21} Y'_{12}}{Y'_{22} + \frac{1}{R} + Y'_{11}}$ | $\frac{Y''_{21} (Y'_{11} + Y'_{21})}{\Sigma Y'' + \frac{1}{R} + Y''_{11}}$ |
| Y_{22} | $\frac{\Delta Y'' + Y''_{22} \left(\frac{1}{R} + Y''_{22} \right)}{Y'_{22} + \frac{1}{R} + Y'_{11}}$ | $\frac{\Delta Y'' + Y''_{22} \left(\frac{1}{R} + \Sigma Y'' \right)}{\Sigma Y'' + \frac{1}{R} + Y''_{11}}$ |

Расчет режима работы и стабильности подобных усилителей рассмотрен в гл. 5.

9.4. УСИЛИТЕЛИ КЛАССА А С ТРАНСФОРМАТОРНОЙ СВЯЗЬЮ

Усилительные каскады с трансформаторной связью применяются в выходной ступени усилителя и в предоконечной ступени для возбуждения мощного выходного каскада. Трансформаторные усилители сложнее резистивных усилителей и усилителей с непосредственной связью; в них труднее получить малые нелинейные и частотные искажения, однако они имеют высокий кпд и благодаря этому способны отдать большие выходные мощности. Кроме того, трансформатор позволяет осуществить простой переход от однотактного каскада к двухтактному.

При расчете трансформаторного каскада необходимо определить электрические параметры трансформатора, режим работы транзистора и элементы цепи питания, входное и выходное сопротивление усилителя, коэффициенты усиления по току, напряжению и мощности, кпд каскада. При этом заданными параметрами являются требуемая выходная мощность $P_{\text{вых}}$, сопротивление нагрузки усилителя R_n , напряжение источника питания $E_{\text{пит}}$, допустимое относительное изменение коллекторного тока $\frac{\Delta I_k}{I_k}$, допустимый уровень частотных искажений на нижней граничной частоте диапазона M_n , параметры транзистора.

В приемниках наибольшее распространение получили трансформаторные каскады с резистором в цепи эмиттера (рис. 9.6).

9.4.1. Расчет коллекторного тока каскада и коэффициента трансформации переходного трансформатора

В оптимально рассчитанном усилителе рис. 9.6 для амплитуд переменного напряжения на нагрузку U_m и тока коллектора I_m запишем уравнения, аналогичные (9.9) и (9.11).

$$\left. \begin{aligned} U_m &= \frac{\sqrt{2P_{\text{вых}}R_n}}{\eta_{\text{тр}} n} = E_{\text{пит}} - I_k r_1 \left(1 + \frac{\Delta I_k}{I_k} \right) - \\ &\quad - I_s R_s \left(1 + \frac{\Delta I_k}{I_k} \right) - U_{\text{к нач}} \\ I_m &= n \sqrt{\frac{2P_{\text{вых}}}{R_n}} = I_k - I_{\text{к нач}} \end{aligned} \right\} \quad (9.56)$$

В ур-ниях (9.56) n , $\eta_{\text{тр}}$, r_1 — соответственно коэффициент трансформации, кпд и сопротивление первичной обмотки трансформатора. Величина $I_s R_s$ выбирается из соотношения (9.16), а значение $I_k r_1 \left(1 + \frac{\Delta I_k}{I_k} \right)$ для УНЧ радиовещательного приемника мало и не превышает величины

$$I_k r_1 \left(1 + \frac{\Delta I_k}{I_k} \right) \leq (0,2 \div 0,5) \left[I_s R_s \left(1 + \frac{\Delta I_k}{I_k} \right) + U_{\text{к нач}} \right]. \quad (9.57)$$

Из выражений (9.56) и (9.57) получим:

$$\left. \begin{aligned} n &= \frac{\sqrt{2P_{\text{вых}}R_n}}{\eta_{\text{тр}} \left\{ E_{\text{пит}} - (1,2 \div 1,5) \left[I_s R_s \left(1 + \frac{\Delta I_k}{I_k} \right) + U_{\text{к нач}} \right] \right\}} \\ I_k &= I_{\text{к нач}} + n \sqrt{\frac{2P_{\text{вых}}}{R_n}} \end{aligned} \right\} \quad (9.58)$$

Определив коллекторный ток каскада из ур-ний (9.58), рассчитывают элементы цепи смещения каскада в соответствии с методикой, изложенной в гл. 5.

Определим кпд трансформаторного каскада. Кпд усилителя с трансформаторной связью зависит, в частности, от кпд трансфор-

Из выражения (9.68) определяется индуктивность первичной обмотки трансформатора

$$L_1 \geq \frac{1}{2\pi f_H \sqrt{M_H^2 - 1} \left(\frac{1}{r_2' + R_H'} + \frac{Y_{22}}{Y_{22} r_1 + 1} \right)} = \frac{1}{2\pi f_H \sqrt{M_H^2 - 1} \left(\frac{1}{r_2' + R_H'} + \frac{\Delta^h}{\Delta^h r_1 + h_{11}} \right)} \quad (9.69)$$

Практически $Y_{22} \ll \frac{1}{r_1}$.

Отсюда

$$L_1 \geq \frac{1}{2\pi f_H \sqrt{M_H^2 - 1} \left(\frac{1}{r_2' + R_H'} + Y_{22} \right)} = \frac{1}{2\pi f_H \sqrt{M_H^2 - 1} \left(\frac{1}{r_2' + R_H'} + \frac{\Delta^h}{h_{11}} \right)}$$

$$L_2 \geq \frac{1}{2\pi f_H \sqrt{M_H^2 - 1} \left(\frac{1}{r_2 + R_H} + \frac{Y_{22}}{n^2} \right)} = \frac{1}{2\pi f_H \sqrt{M_H^2 - 1} \left(\frac{1}{r_2 + R_H} + \frac{\Delta^h}{n^2 h_{11}} \right)} \quad (9.70)$$

В том случае, если завал частотной характеристики на низших звуковых частотах определяется не только трансформатором, но и величиной емкости конденсатора, шунтирующего резистор в цепи эмиттера, расчет индуктивности первичной обмотки следует вести в соответствии с ур-нием (9.71):

$$L_1 \geq \frac{-K + \sqrt{K^2 + L}}{\omega_H} \quad (9.71)$$

где

$$\left. \begin{aligned} K &= \frac{\omega_H C_3 (r_2' + R_H') (r_1 + r_2' + R_H') Y_{22} \Sigma Y}{(M_H^2 - 1) \{ \omega_H^2 C_3^2 [Y_{22} (r_1 + r_2' + R_H') + 1] + (\Sigma Y)^2 \}} \\ L &= \frac{(r_2' + R_H')^2 [(\Sigma Y)^2 + \omega_H^2 C_3^2]}{(M_H^2 - 1) \{ \omega_H^2 C_3^2 [Y_{22} (r_1 + r_2' + R_H') + 1] + (\Sigma Y)^2 \}} \end{aligned} \right\} \quad (9.72)$$

Уравнение (9.71) получено из выражения (9.66) при подстановке в него эквивалентных Y -параметров последовательного соединения транзистора с комплексной проводимостью в эмиттерной

цепи и следующих допущениях, справедливых для практических случаев работы трансформаторного каскада: $i\omega C_3 \gg \frac{1}{R_3}$; $Y_{22} \ll \frac{1}{r_1}$; $\Delta^h (r_1 + r_2' + R_H') \ll \Sigma Y$.

9.4.3. Расчет параметров каскада

Для расчета входного и выходного сопротивлений трансформаторного каскада, его коэффициентов усиления по току, напряжению и мощности необходимо пользоваться формулами табл. 9.2 с подстановкой в них $r_1 + r_2' + R_H'$ вместо R_H и следующими уточнениями:

$$\left. \begin{aligned} R_{г \text{ каск}} &= \frac{R_r R_6}{R_r + R_6} \\ R_{вх \text{ каск}} &= \frac{R_{вх} R_6}{R_{вх} + R_6} \\ R_{вых \text{ каск}} &= R_{вых} n^2 \\ K_{и \text{ каск}} &= K_{и} (\pm n \eta_{тр}) \\ K_{I \text{ каск}} &= -K_{и \text{ каск}} \frac{R_{вх \text{ каск}}}{R_H} \\ K_{P \text{ каск}} &= K_{и \text{ каск}} K_{I \text{ каск}} \end{aligned} \right\} \quad (9.73)$$

в соотношениях (9.73) R_6 — эквивалентное сопротивление цепи смещения базы; $r_1 + r_2' + R_H'$ — эквивалентная нагрузка транзистора трансформаторного каскада.

При работе такого каскада в качестве предоконечного усилителя чаще не выполняется условие согласования с нагрузкой. Это объясняется применением в радиовещательных приемниках низковольтных ($E_{пит} \leq 9$ в) источников питания и необходимостью подведения значительной мощности к оконечной ступени. Если же требуемая мощность возбуждения мала и коэффициент трансформации, рассчитанный из соотношения (9.58), получается меньше

$$n_{опт} = \sqrt{\frac{R_H \eta_{тр}}{R_{вых}}} \quad (9.74)$$

то оптимальным режимом работы каскада является режим согласования с нагрузкой ($r_1 + r_2' + R_H' = R_{вых}$; $n = n_{опт}$), при котором обеспечивается максимальный коэффициент усиления по мощности. Таким образом, при любых условиях в трансформаторном усилителе «коэффициент трансформации

$$n \geq n_{опт} \quad (9.75)$$

В случае согласования с нагрузкой и при отсутствии согласования по входу

$$\left. \begin{aligned} R_{вх} &= \frac{2Y_{22}(1+Y_{11}R_r) - Y_{12}Y_{21}R_r}{2\Delta^Y(1+Y_{11}R_r) + Y_{12}Y_{21}} = \frac{2\Delta^h(h_{11}+R_r) + h_{12}h_{21}R_r}{2(h_{22}R_r + \Delta^h) + h_{12}h_{21}} \\ K_u &= -\frac{Y_{21}(1+Y_{11}R_r)}{2Y_{22}(1+Y_{11}R_r) - Y_{12}Y_{21}R_r} = -\frac{h_{21}(h_{11}+R_r)}{2\Delta^h(h_{11}+R_r) + h_{12}h_{21}R_r} \\ K_i &= \frac{Y_{21}(Y_{22} + \Delta^Y R_r)}{2\Delta^Y(1+Y_{11}R_r) + Y_{12}Y_{21}} = \frac{h_{21}(\Delta^h + h_{22}R_r)}{2(h_{22}R_r + \Delta^h) + h_{12}h_{21}} \end{aligned} \right\} (9.76)$$

Параметры каскада, работающего в режиме оптимального согласования с нагрузкой, могут быть найдены из выражений (9.73), (9.74).

Расчет характеристик трансформаторного усилителя с нешунтированным резистором в эмиттерной цепи транзистора производится по приведенным выше формулам с заменой Y - и h -параметров соответствующими эквивалентными параметрами из табл. 9.3.

9.5. ДВУХТАКТНЫЕ ТРАНСФОРМАТОРНЫЕ УСИЛИТЕЛИ КЛАССА АВ

Двухтактные каскады класса АВ применяются в оконечной ступени УНЧ приемников с автономным питанием, так как обладают высокими качественными и экономическими показателями. С энергетической точки зрения рассматриваемые каскады близки к усилителям класса В, и от последних они отличаются лишь наличием минимально необходимого смещения во входной цепи, устраняющего нелинейные искажения типа «ступенька», обусловленные кривизной начального участка сквозной динамической характеристики разностного коллекторного тока. Поэтому в дальнейшем при расчете амплитуды импульса и постоянной составляющей коллекторного тока, а также КПД каскада используются соотношения, справедливые для усилителя класса В.

Двухтактная оконечная ступень радиоприемника работает в нелинейном режиме, и использование малосигнальных параметров транзисторов, обеспечивающее удовлетворительную точность при расчете предварительных реостатных и трансформаторных каскадов, в данном случае недопустимо. Для расчета выходного усилителя обычно рекомендуется применять графические методы, использующие семейства статических характеристик транзисторов. Однако снятие этих характеристик и последующие построения очень трудоемки, а типовые характеристики в условиях большого разброса параметров транзисторов не обеспечивают необходимую точность расчета. По указанным причинам графические методы расчета выходного каскада в инженерной практике применяются редко.

Приводимая ниже методика расчета показателей оконечной двухтактной ступени класса В базируется на знании некоторых специфических параметров транзисторов для режима усиления сильных сигналов. Эти параметры измеряются простыми приборами. Расчет усилителя класса В заключается в определении электрических параметров выходного трансформатора, амплитуды импульса $i_{к макс}$ и постоянной составляющей $I_{к пост}$ коллекторного тока кпд каскада, элементов стабилизации в базовой цепи, коэффициента усиления по мощности и входного сопротивления усилителя. При этом заданными параметрами являются максимальная выходная мощность $P_{вых макс}$, сопротивление нагрузки усилителя R_n , напряжение источника питания $E_{пит}$, диапазон рабочих температур $t_{мин}^{\circ} \div t_{макс}^{\circ}$, допустимый уровень частотных искажений на нижней граничной частоте диапазона M_n , параметры транзистора.

9.5.1. Определение коэффициента трансформации и индуктивностей обмоток выходного трансформатора

При сильной связи между половинами первичной и вторичной обмотками трансформатора можно написать следующее выражение для выходной мощности симметричного двухтактного каскада класса В рис. 9.8:

$$P_{вых макс} = \frac{i_{к макс}^2}{2.4 n^2} \times R_n = \frac{i_{к макс}^2 R_n}{8 n^2} \quad (9.77)$$

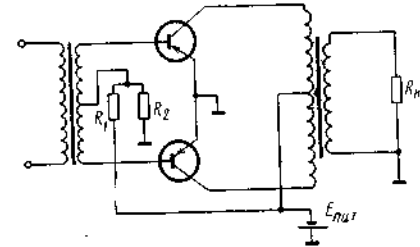


Рис. 9.8. Выходной двухтактный каскад класса АВ

Учитывая, что

$$E_{пит} - U_{к нач} \approx \frac{i_{к макс} R_n}{4 n^2 \eta_{Тр}} \quad (9.7)$$

и подставляя значение $i_{к макс}$ из соотношения (9.78) в ур-ние (9.77), получим

$$P_{вых макс} = \frac{2(E_{пит} - U_{к нач})^2 \eta_{Тр}^2 n^2}{R_n} \quad (9.79)$$

откуда

$$n = \frac{\sqrt{\frac{P_{вых макс} R_n}{2}}}{\eta_{Тр} (E_{пит} - U_{к нач})} \quad (9.80)$$

Выходное сопротивление неохваченного обратной связью оконечного двухтактного каскада, как правило, значительно превышает сопротивление нагрузки. В связи с этим можно упростить

выражения (9.70), определяющие индуктивности обмоток трансформатора.

$$\left. \begin{aligned} L_2 &\geq \frac{R_H + r_2}{2\pi f_H \sqrt{M_H^2 - 1}} \\ L_1 &\geq \frac{R_H + r_2}{2\pi f_H \sqrt{M_H^2 - 1}} \frac{1}{n^2} \end{aligned} \right\} \quad (9.81)$$

При проектировании выходного трансформатора двухтактного каскада класса В оптимальные значения сопротивлений обмоток следует рассчитывать по формулам [45]:

$$\left. \begin{aligned} r_1 &= 0,29 \frac{1 - \eta_{TP}}{\eta_{TP} n^2} R_H \\ r_2 &= 0,41 \frac{1 - \eta_{TP}}{\eta_{TP}} R_H \\ r_2 &= 1,41 r_1 n^2 \end{aligned} \right\} \quad (9.81')$$

9.5.2. Расчет режима работы каскада

Из соотношений (9.77), (9.78) можно найти

$$i_{k \text{ макс}} = \frac{2P_{\text{вых макс}}}{\eta_{TP}(E_{\text{пит}} - U_{k \text{ нач}})} \quad (9.82)$$

откуда

$$I_{k \text{ пост}} = \frac{i_{k \text{ макс}}}{\pi} = \frac{2P_{\text{вых макс}}}{\pi \eta_{TP}(E_{\text{пит}} - U_{k \text{ нач}})} \quad (9.83)$$

Ток, потребляемый каскадом от источника питания в режиме максимальной выходной мощности ($P_{\text{вых макс}}$):

$$I_{\text{потр}} \approx \frac{4P_{\text{вых макс}}}{\pi \eta_{TP}(E_{\text{пит}} - U_{k \text{ нач}})} + I_{\text{дел}} \quad (9.84)$$

Ток каскада при отсутствии сигнала

$$I_{\text{потр нач}} \approx 2I_{k \text{ нач}} + I_{\text{дел}} \quad (9.85)$$

$I_{\text{дел}}$ — ток делителя в цепи базы.

Определим КПД усилителя в режиме максимальной мощности. Из выражения (9.84) найдем, обозначив:

$$\left. \begin{aligned} \frac{I_{\text{потр}} - I_{\text{дел}}}{I_{\text{потр}}} &= \xi_1 \\ \frac{E_{\text{пит}} - U_{k \text{ нач}}}{E_{\text{пит}}} &= \xi_{2 \text{ макс}} \end{aligned} \right\} \quad (9.86)$$

$$\eta = \frac{P_{\text{вых макс}}}{P_{\text{потр}}} = \frac{\pi}{4} \eta_{TP} \xi_1 \xi_{2 \text{ макс}} \quad (9.87)$$

Необходимо отметить, что транзисторы двухтактного каскада класса В рассеивают наибольшую мощность не в режиме максимальной выходной мощности, а при некотором среднем уровне сигнала, соответствующем [46]:

$$\xi_{2 \text{ ср}} \approx \frac{2}{\pi} \quad (9.88)$$

Последнее соотношение вытекает из выражения, определяющего мощность рассеяния на коллекторе транзистора $P_{\text{рас}}$. Используя ур-ния (9.78) и (9.82), найдем:

$$P_{\text{рас}} = \frac{P_{\text{потр ср}} - P_{\text{вых ср}}}{2} = \frac{4E_{\text{пит}}^2 n^2 \eta_{TP} \xi_{2 \text{ ср}}}{\pi R_H} \left(1 - \frac{\pi \xi_{2 \text{ ср}}}{4}\right) \quad (9.89)$$

в ур-нии (9.89) $P_{\text{потр ср}}$ и $P_{\text{вых ср}}$ — мощности соответственно потребляемая и отдаваемая выходной цепью транзисторов.

Подставляя значение $\xi_{2 \text{ ср}}$ из соотношения (9.88) в выражение (9.89), получим

$$P_{\text{рас макс}} = \frac{4E_{\text{пит}}^2 n^2 \eta_{TP}}{\pi^2 R_H} \quad (9.90)$$

Установим связь между предельно допустимыми режимами транзистора и величинами максимальной выходной мощности и напряжения источника питания. Очевидно, что

$$P_{\text{рас макс}} \leq P_{k \text{ доп}} \quad (9.91)$$

Решая совместно ур-ния (9.79), (9.90), (9.91), найдем

$$P_{\text{вых макс}} \leq \frac{\pi^2 \xi_{2 \text{ макс}}^2 \eta_{TP}}{2} P_{k \text{ доп}} \quad (9.92)$$

Учитывая, что напряжение на коллекторе закрытого в течение полупериода транзистора достигает приблизительно удвоенного значения напряжения источника питания, величину $E_{\text{пит}}$ во избежание пробоя следует выбирать из соотношения:

$$E_{\text{пит}} \leq \frac{U_{k \text{ доп}}}{2} \quad (9.93)$$

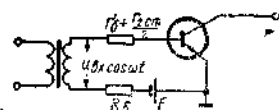
Величина $I_{k \text{ доп}}$ для режима переключения, указываемая в ТУ на транзистор, характеризует граничное значение тока коллектора, превышение которого, не вызывая порчи прибора, приводит к значительному снижению его усилительных свойств и росту коэффициента гармоник каскада. Поэтому выбор $i_{k \text{ макс}} > I_{k \text{ доп}}$ возможен при глубокой отрицательной обратной связи, охватывающей УНЧ.

9.5.3. Расчет параметров каскада

На рис. 9.9. показана эквивалентная схема входной цепи одного плеча усилителя, где R_6 , E — соответственно эквивалентные внутреннее сопротивление и эдс источника постоянного смещения в

базовой цепи; r'_6 — сопротивление базовой области, $r_{2\text{ст}}$ — сопротивление вторичной обмотки согласующего трансформатора. С допустимым для практики приближением (пренебрегая высшими гар-

Рис. 9.9. Эквивалентная схема входной цепи одного плеча двухтактного каскада класса АВ



моническими составляющими сигнала на входе каскада и транзистора) можно полагать, что напряжение на переходе эмиттер—база транзистора в схеме рис. 9.9

$$U_{\text{эб}} \approx \frac{u_{\text{вх}} \cos \omega t R_{\text{вх}}}{r'_6 + \frac{r_{2\text{ст}}}{2} + R_{\text{вх}}} + E - I_{6\text{пост}} \left(r'_6 + \frac{r_{2\text{ст}}}{2} + 2R_6 \right) \quad (9.94)$$

в выражении (9.94) коэффициент 2 перед R_6 учитывает постоянную составляющую тока базы второго плеча, равную $I_{6\text{пост}}$ и направленную в ту же сторону.

Подставляя выражение (9.94) в соотношение (8.68), связывающее величину базового тока с напряжением эмиттер—база, можно определить амплитуду первой гармоники входного тока

$$\frac{i_{6\text{макс}}}{2} = 2i_0 e^{\gamma \left[E - I_{6\text{пост}} \left(r'_6 + \frac{r_{2\text{ст}}}{2} + 2R_6 \right) \right]} I_1 \left(\frac{\gamma u_{\text{вх}} R_{\text{вх}}}{r'_6 + \frac{r_{2\text{ст}}}{2} + R_{\text{вх}}} \right), \quad (9.95)$$

где $I_1 \left(\frac{\gamma u_{\text{вх}} R_{\text{вх}}}{r'_6 + \frac{r_{2\text{ст}}}{2} + R_{\text{вх}}} \right)$ — модуль бесселевой функции мнимого

аргумента первого порядка, а i_0 определяется из ур-ния (8.69).

С другой стороны, амплитуда первой гармоники и постоянная составляющая базового тока могут быть найдены по значениям аналогичных составляющих коллекторного тока. Связь между импульсами токов в коллекторной и базовой цепях (предполагается, что импульсы токов близки по форме к импульсам усилителя класса В) можно характеризовать с достаточной точностью статическим коэффициентом усиления по току K_i . Он определяется при токе коллектора, равном амплитуде импульса, и напряжении коллектора в пределах 0,7 ÷ 1,5 в.

Учитывая сказанное и используя соотношения (9.82) и (9.83), получим:

$$\frac{i_{6\text{макс}}}{2} = \frac{P_{\text{вх макс}}}{\eta_{\text{ТД}} \xi_{2\text{ макс}} E_{\text{пит}} K_i} \quad (9.96)$$

$$I_{6\text{пост}} = \frac{2}{\pi} \frac{P_{\text{вх макс}}}{\eta_{\text{ТД}} \xi_{2\text{ макс}} E_{\text{пит}} K_i} \quad (9.97)$$

Подставляя значения $i_{6\text{макс}}$ и $I_{6\text{пост}}$ в ур-ние (9.95), определим

$$I_1 \left(\frac{\gamma u_{\text{вх}} R_{\text{вх}}}{r'_6 + \frac{r_{2\text{ст}}}{2} + R_{\text{вх}}} \right) = \frac{\frac{1}{2} i_{6\text{макс}}}{2i_0 e^{\gamma \left[E - I_{6\text{пост}} \left(r'_6 + \frac{r_{2\text{ст}}}{2} + 2R_6 \right) \right]}} \quad (9.98)$$

Таблица 9.7

| X | $I_1(X)$ | X | $I_1(X)$ | X | $I_1(X) \cdot 10^{-3}$ | X | $I_1(X) \cdot 10^{-5}$ |
|---|----------|----|----------|----|------------------------|----|------------------------|
| 1 | 0,56 | 6 | 61,3 | 11 | 6,88 | 16 | 8,6 |
| 2 | 1,59 | 7 | 156,04 | 12 | 17,95 | 17 | 22,5 |
| 3 | 3,95 | 8 | 399 | 13 | 47,1 | 18 | 59,7 |
| 4 | 9,76 | 9 | 1030,91 | 14 | 124 | 19 | 159 |
| 5 | 24,3 | 10 | 2671 | 15 | 325 | 20 | 420 |

Найдя функцию $I_1 \left(\frac{\gamma u_{\text{вх}} R_{\text{вх}}}{r'_6 + \frac{r_{2\text{ст}}}{2} + R_{\text{вх}}} \right)$, можно по табл. 9.7 определить

аргумент $\frac{\gamma u_{\text{вх}} R_{\text{вх}}}{r'_6 + \frac{r_{2\text{ст}}}{2} + R_{\text{вх}}}$, а затем и входное сопротивление двухтактного каскада

$$R_{\text{вх каск}} = \frac{\gamma u_{\text{вх}} R_{\text{вх}}}{r'_6 + \frac{r_{2\text{ст}}}{2} + R_{\text{вх}}} \frac{4}{\gamma i_{6\text{макс}}} + 2r'_6 + r_{2\text{ст}} \quad (9.99)$$

Входная мощность каскада

$$P_{\text{вх макс}} \approx \frac{i_{6\text{макс}}^2 R_{\text{вх каск}}}{8} \quad (9.100)$$

Из соотношений (9.77) и (9.100) получим расчетные формулы для определения коэффициентов усиления по мощности, напряжению и току усилителя:

$$K_{\text{Р каск}} = \frac{K_i^2 R_{\text{н}}}{n^2 R_{\text{вх каск}}} \quad (9.101)$$

$$K_{\text{н каск}} = K_i \frac{R_{\text{н}}}{n R_{\text{вх каск}}} \quad (9.102)$$

$$K_{\text{I каск}} = \frac{K_i}{n} \quad (9.103)$$

9.5.4. Выбор напряжения смещения и расчет делителя напряжения во входной цепи двухтактного каскада

Для устранения нелинейных искажений типа «ступенька», как уже отмечалось ранее, на базы выходных транзисторов двухтактного каскада подается напряжение смещения около $0,1 \div 0,16$ в для германиевых и $0,6 \div 0,7$ в для кремниевых транзисторов. Выбор его величины определяется в значительной степени внутренним сопротивлением источника сигнала, которое, в свою очередь, зависит от требуемой входной мощности оконечной ступени и напряжения источника питания.

При возбуждении выходного каскада источником с большим внутренним сопротивлением нелинейные искажения выходного сигнала обусловлены нелинейностью характеристики $I_k = f(I_b)$, начальный участок которой искривлен. В случае работы оконечного усилителя в режиме, близком к согласованию по входу, к нелинейности упомянутой характеристики добавляется и нелинейность входного сопротивления. В итоге результирующая характеристика $I_k = f(u_{вх})$ имеет обычно более криволинейный начальный участок. Поэтому во втором случае необходимое напряжение смещения должно быть больше, приближаясь к верхней границе указанного выше интервала напряжений.

Требуемое смещение создается низкоомным делителем напряжения в базовой цепи. Делитель напряжения на входе каскада уменьшает его коэффициент усиления по мощности. При этом чем меньше сопротивление между средней точкой согласующего трансформатора и общим проводом, тем ближе коэффициент усиления по мощности K_p и максимальному значению, но тем больше потребляемый делителем ток. Разумный компромисс в выборе сопротивлений цепи смещения может обеспечить существенное снижение потребляемого ею тока при незначительном проигрыше в K_p по сравнению с вариантом, в котором эквивалентное сопротивление источника питания в базовой цепи R_6 близко к нулю. Установим связь между величиной этого сопротивления и допустимым уменьшением коэффициента усиления по мощности K .

Обозначив через $P_{вх}(R_6=0)$, потребляемую на входе мощность при $R_6=0$ и используя соотношение (9.100), запишем

$$\frac{P_{вх}}{P_{вх}(R_6=0)} = K = \frac{R_{к\text{ каск}}}{R_{вх\text{ каск}}(R_6=0)} \quad (9.104)$$

Из ур-ний (9.98) и (9.104) получим

$$\frac{I_1 \left[\frac{2\gamma u_{вх}(R_6=0) \left(\frac{\kappa R_{вх\text{ каск}}(R_6=0)}{2} - r'_6 - \frac{r_{2ст}}{2} \right)}{R_{вх\text{ каск}}(R_6=0)} \right]}{I_1 \left[\frac{2\gamma u_{вх}(R_6=0) \left(\frac{R_{вх\text{ каск}}(R_6=0)}{2} - r'_6 - \frac{r_{2ст}}{2} \right)}{R_{вх\text{ каск}}(R_6=0)} \right]} = e^{2\gamma I_6 \text{ пот } R_6}$$

откуда

$$R_6 = \frac{1}{2\gamma I_6 \text{ пот}} \ln \frac{I_1 \left[\frac{2\gamma u_{вх}(R_6=0) \left(\frac{\kappa R_{вх\text{ каск}}(R_6=0)}{2} - r'_6 - \frac{r_{2ст}}{2} \right)}{R_{вх\text{ каск}}(R_6=0)} \right]}{I_1 \left[\frac{2\gamma u_{вх}(R_6=0) \left(\frac{R_{вх\text{ каск}}(R_6=0)}{2} - r'_6 - \frac{r_{2ст}}{2} \right)}{R_{вх\text{ каск}}(R_6=0)} \right]} \quad (9.105)$$

Знаменатель выражения (9.105) определяется по известным из предыдущего расчета значениям $I_6 \text{ пот}$ и $i_6 \text{ макс}$ при $R_6=0$. Определив знаменатель и зная r'_6 и $\frac{r_{2ст}}{2}$, можно по ф-ле (9.99) рассчитать $R_{вх\text{ каск}}(R_6=0)$, а затем найти $u_{вх}(R_6=0)$ по рассчитанному значению $R_{вх\text{ каск}}$ и известным r'_6 и $\frac{r_{2ст}}{2}$. Сопротивления делителя в базовой цепи нестабилизированного усилителя могут быть найдены из следующих соотношений:

$$\left. \begin{aligned} R_1 &= R_6 \frac{E_{пит}}{E} \\ R_2 &= \frac{R_1 R_6}{R_1 - R_6} \end{aligned} \right\} \quad (9.106)$$

Для температурной стабилизации выходного двухтактного каскада напряжение смещения E должно быть температурнозависимым. Способы создания температурнозависимого источника смещения и методика расчета элементов питания в базовой цепи приведены в гл. 5.

9.6. ДВУХТАКТНЫЕ УСИЛИТЕЛИ КЛАССА АВ БЕЗ ВЫХОДНЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ

В радиовещательных приемниках наибольшее распространение получили трансформаторные УНЧ, обладающие высокой экономичностью. Однако получение высоких качественных показателей в трансформаторных усилителях затруднительно вследствие неидеальности используемых трансформаторов (наличие индуктивности рассеяния, собственных емкостей обмоток и конечные значения индуктивностей обмоток).

В малогабаритных транзисторных приемниках трансформаторы низкой частоты являются узлами, в значительной степени определяющими вес и габариты приемника. Таким образом, исключение трансформаторов из схемы УНЧ дает возможность конструировать широкополосные усилители с малым коэффициентом гармоник во всей полосе частот, позволяет снизить их вес и габариты.

Из различных схем транзисторных УНЧ без выходных трансформаторов в радиовещательных приемниках нашли применение схема выходного каскада, работающего на громкоговоритель со средней точкой (рис. 9.10), схемы выходных каскадов с параллельным включением нагрузки (рис. 9.11), мостовые схемы выходных каскадов (рис. 9.13). Рассмотрим особенности работы и расчета указанных типов бестрансформаторных усилителей.

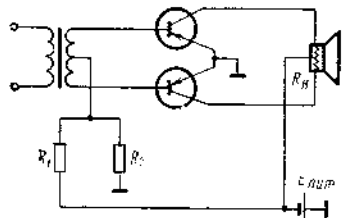


Рис. 9.10. Выходной двухтактный каскад, нагруженный на громкоговоритель со средней точкой

9.6.1. Выходной каскад, работающий на громкоговоритель со средней точкой

В узком диапазоне частот нагрузка такого каскада может быть представлена в виде последовательного соединения резисторов сопротивлением $\frac{R_H}{2}$ (R_H — сопротивление звуковой катушки громкоговорителя). Учитывая это, а также тот факт, что через половину сопротивления звуковой катушки протекает импульс тока и, значит, величина импульса напряжения на $\frac{R_H}{2}$ равна $E_{пит} - U_{к нач}$ получим значение полезной выходной мощности

$$P_{вых макс} = \frac{0,5 (E_{пит} - U_{к нач})^2}{R_H} \quad (9.107)$$

Ток, потребляемый усилителем от источника питания при максимальной выходной мощности:

$$I_{потр} = \frac{2(E_{пит} - U_{к нач})}{\pi \frac{R_H}{2}} + I_{дел} = \frac{8 P_{вых макс}}{\pi (E_{пит} - U_{к нач})} + I_{дел} \quad (9.108)$$

$I_{дел}$ — ток делителя в цепи базы).

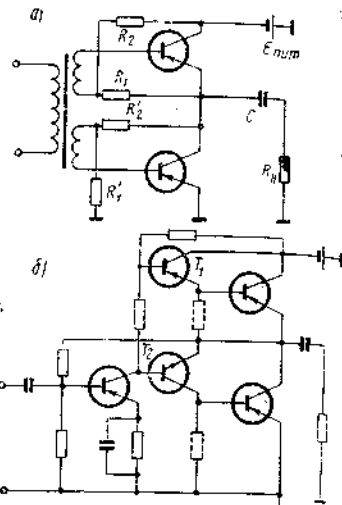


Рис. 9.11. УНЧ, имеющий выходной каскад с параллельной нагрузкой:

а) выходной каскад с трансформаторной связью с предыдущим каскадом; б) выходной каскад с гальванической связью с предыдущим каскадом

Используя соотношения (9.86), (9.107) и (9.108), получим следующее выражение для кпд каскада, работающего на громкоговоритель со средней точкой:

$$\eta = \frac{P_{вых макс}}{E_{пит} I_{потр}} = \frac{\pi}{8} \xi_1 \xi_2 макс \quad (9.109)$$

Из сравнения ур-ний (9.87) и (9.109) видно, что экономичность рассматриваемого каскада приблизительно в два раза ниже экономичности обычного двухтактного усилителя, выходной трансформатор которого имеет высокий кпд. Величина сопротивления звуковой катушки громкоговорителя со средней точкой однозначно связана (при заданном напряжении источника питания) со значением максимальной выходной мощности. Из соотношений (9.107), (9.86)

$$R_H = \frac{\xi_2^2 макс E_{пит}^2}{2 P_{вых макс}} \quad (9.110)$$

Аналогично трансформаторному каскаду можно показать, что

$$P_{вых макс} \leq \frac{\pi^2 \xi_2^2 макс}{4} P_{к доп} \quad (9.111)$$

$$E_{пит} \leq U_{к доп} \quad (9.112)$$

Входное сопротивление двухтактного усилителя класса В, работающего на громкоговоритель со средней точкой, определяется из выражений (9.98), (9.99) при подстановке в них:

$$i_{б макс} = \frac{4 P_{вых макс}}{\xi_2 макс E_{пит} K_I} \quad (9.113)$$

$$I_{б пост} = \frac{4 P_{вых макс}}{\pi \xi_2 макс E_{пит} K_I} \quad (9.114)$$

Коэффициенты усиления по мощности, напряжению и току каскада будут соответственно:

$$K_{P_{каск}} = K_I^2 \frac{R_H}{R_{вх каск}} \quad (9.115)$$

$$K_{U_{каск}} = K_I \frac{R_H}{R_{вх каск}} \quad (9.116)$$

$$K_{I_{каск}} = K_I \quad (9.117)$$

Приведем более полное сравнение рассматриваемого бестрансформаторного усилителя с обычным двухтактным каскадом, имеющим выходной трансформатор с высоким кпд: $\eta_{тр} \rightarrow 1$.

1. Потребляемая от источника питания мощность для бестрансформаторной схемы в два раза больше.

2. Пиковое значение коллекторного тока в каскаде рис. 9.10 в два раза больше, чем в трансформаторном, двухтактном усилителе.

ле. В связи с этим коэффициент гармоник при прочих равных условиях в бестрансформаторном усилителе выше (вследствие зависимости K_i от I_k при больших токах).

3. Коэффициент усиления по мощности бестрансформаторного каскада приблизительно в 4 раза меньше, чем трансформаторной ступени.

4. Сопротивление звуковой катушки громкоговорителя со средней точкой должно быть высоким, в то время как в трансформаторном усилителе возможно применение и низкоомных громкоговорителей. Технология изготовления высокоомного громкоговорителя сложнее, так как при намотке его звуковой катушки используется тонкий провод.

Отмеченные преимущества трансформаторного каскада перед бестрансформаторным теряются (исключая необходимость применения в последнем высокоомного громкоговорителя) при использовании малогабаритных трансформаторов с кпд около 60%. Таким образом, применение оконечной ступени, работающей на громкоговоритель со средней точкой, оправдано в миниатюрных моделях радиоприемников, где изготовление высококачественного трансформатора встречает трудности.

9.6.2. Выходной каскад с параллельным включением нагрузки

На рис. 5.6 показана схема оконечного бестрансформаторного каскада, питание которого осуществляется от батареи со средней точкой. Каскад работает следующим образом: к каждому плечу его между эмиттером и базой подводятся равные и противофазные напряжения. Небольшое начальное смещение, устраняющее нелинейные искажения типа «ступенька», создается на резисторах R_2 и R'_2 током, проходящим через делитель напряжения R_1, R_2, R'_1, R'_2 .

В нагрузке токи обоих плеч текут в противоположные стороны, а значит, результирующий ток равен их разности. Очевидно, что в случае идентичных транзисторов разностный ток не содержит постоянной составляющей и четных гармоник.

При работе каскада рис. 5.6 в классе В через каждый транзистор протекает импульс, а через нагрузку течет синусоидальный ток (на рис. 9.12 представлена диаграмма токов каскада). В этом случае максимальная выходная мощность оконечной ступени

$$P_{\text{вых макс}} = \frac{i_{k \text{ макс}}^2 R_H}{2} = \frac{\left(\frac{E_{\text{пит}}}{2} - U_{k \text{ нач}}\right)^2}{2R_H}. \quad (9.118)$$

Обозначив

$$\frac{E_{\text{пит}} - 2U_{k \text{ нач}}}{E_{\text{пит}}} = \xi'_{2 \text{ макс}}, \quad (9.119)$$

получим соотношения для амплитуды импульса и постоянной составляющей коллекторного тока:

$$i_{k \text{ макс}} = \frac{\xi'_{2 \text{ макс}} E_{\text{пит}}}{2R_H} = \frac{4 P_{\text{вых макс}}}{\xi'_{2 \text{ макс}} E_{\text{пит}}}, \quad (9.120)$$

$$I_{k \text{ пост}} = \frac{4 P_{\text{вых макс}}}{\pi \xi'_{2 \text{ макс}} E_{\text{пит}}}, \quad (9.121)$$

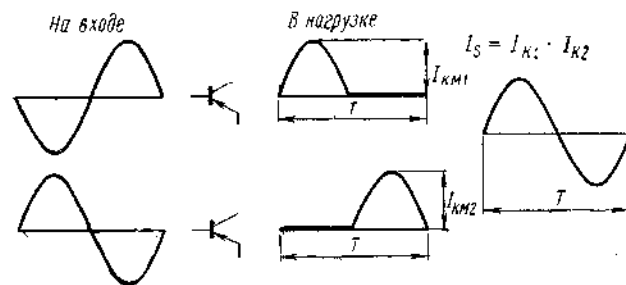


Рис. 9.12. Диаграмма токов каскада на рис. 5.6

откуда потребляемый усилителем ток и его кпд при максимальной выходной мощности будут соответственно:

$$I_{\text{потр}} = \frac{4 P_{\text{вых макс}}}{\pi \xi'_{2 \text{ макс}} E_{\text{пит}}} + I_{\text{дел}}, \quad (9.122)$$

($I_{\text{дел}}$ — ток делителя напряжения R_1, R'_1, R_2, R'_2);

$$\eta = \frac{\pi}{4} \xi_1 \xi'_{2 \text{ макс}}, \quad (9.123)$$

ξ_1 определяется из ур-ния (9.86).

Сравнение выражений (9.87), (9.109), (9.123) показывает, что при $E_{\text{пит}} \geq 9$ в и $U_{k \text{ нач}} \leq 1$ в выходной каскад с параллельным включением нагрузки превосходит по экономичности не только каскад, работающий на громкоговоритель со средней точкой, но и обычный трансформаторный усилитель, если кпд его выходного трансформатора $\eta_{\text{тр}} \leq 0,9$.

Из ур-ния (9.118) можно написать расчетную формулу для определения сопротивления звуковой катушки громкоговорителя при заданном напряжении источника питания и требуемой максимальной выходной мощности

$$R_H = \frac{\xi'^2_{2 \text{ макс}} E_{\text{пит}}^2}{8 P_{\text{вых макс}}}. \quad (9.124)$$

Для бестрансформаторного усилителя так же, как и для трансформаторного оконечного каскада, работающего в классе В, можно

установить связь предельно допустимых режимов транзистора с $P_{\text{вых макс}}$ и $E_{\text{пит}}$:

$$P_{\text{вых макс}} \leq \frac{\pi^2 \xi_2'^2}{2} P_{\text{к доп}} \quad (9.125)$$

$$E_{\text{пит}} \leq U_{\text{к доп}} \quad (9.126)$$

Аналогично трансформаторному двухтактному каскаду можно наметить следующую последовательность расчета входного сопротивления бестрансформаторного каскада класса АВ, работающего от источника питания со средней точкой.

1. Рассчитывают значение функции

$$I_1 \left(\frac{\gamma u_{\text{вх}} R_{\text{вх}}}{r_6' + r_{2 \text{ ст}} + R_6 + R_{\text{вх}}} \right) = \frac{0,5 i_{6 \text{ макс}}}{2 i_6 e^{\gamma [E - I_6 \text{ пост} (r_6' + r_{2 \text{ ст}} + R_6)]}} \quad (9.127)$$

2. По табл. 9.7 определяют величину аргумента функции (9.127)

$$\frac{\gamma u_{\text{вх}} R_{\text{вх}}}{r_6' + r_{2 \text{ ст}} + R_6 + R_{\text{вх}}} \quad (9.128)$$

3. Находят входное сопротивление каскада

$$R_{\text{вх каск}} = 2 \left[\frac{\gamma u_{\text{вх}} R_{\text{вх}}}{r_6' + r_{2 \text{ ст}} + R_6 + R_{\text{вх}}} \frac{2}{\gamma i_{6 \text{ макс}}} + r_6' + r_{2 \text{ ст}} + R_6 \right] \quad (9.129)$$

В выражениях (9.127) — (9.129) $r_{2 \text{ ст}}$ — сопротивление одной из вторичных обмоток согласующего трансформатора:

$$i_{6 \text{ макс}} = \frac{4 P_{\text{вых макс}}}{\xi_2' \text{ макс} E_{\text{пит}} K_i} \quad (9.130)$$

$$I_6 \text{ пост} = \frac{4 P_{\text{вых макс}}}{\pi \xi_2' \text{ макс} E_{\text{пит}} K_i} \quad (9.131)$$

Остальные параметры такие же, как и в трансформаторном усилителе. Из ур-ний (9.96) — (9.99) и (9.127) — (9.131) очевидно, что при реальных значениях R_6 разница во входных сопротивлениях трансформаторной и бестрансформаторной схем весьма мала. Можно показать, используя соотношение (9.100), что для бестрансформаторного выходного каскада с параллельным включением нагрузки:

$$K_{P \text{ каск}} = 4 K_i^2 \frac{R_{\text{н}}}{R_{\text{вх каск}}} \quad (9.132)$$

$$K_{\text{н каск}} = 2 K_i \frac{R_{\text{н}}}{R_{\text{вх каск}}} \quad (9.133)$$

$$K_{I \text{ каск}} = 2 K_i \quad (9.134)$$

Сопоставление выражений (9.120), (9.129), (9.132) с выражениями (9.82), (9.99), (9.101) показывает, что при малом R_6 и η близком к 1, бестрансформаторный усилитель, работающий от источника напряжения величиной $E_{\text{пит}}$, эквивалентен трансформаторному двухтактному усилителю, у которого напряжение источника питания в два раза меньше.

Большой интерес представляет, однако, сравнение двух типов усилителей, работающих от источников с одинаковой эдс. Это сравнение позволит установить область применения бестрансформаторного оконечного каскада с параллельным включением нагрузки. Рассмотрим его преимущества и недостатки.

1. Требуемая мощность возбуждения оконечной ступени без выходного трансформатора приблизительно в 4 раза больше мощности возбуждения трансформаторного усилителя. Этот вывод предполагает равенство коэффициентов усиления по току K_i транзисторов, работающих в двух схемах. Однако применяемые в настоящее время в маломощных УНЧ п/п приборы имеют сильную зависимость K_i от тока коллектора (при больших $I_{\text{к}}$ K_i падает). Из-за того, что в бестрансформаторном усилителе через транзистор протекает в два раза больший ток, уменьшение K_i весьма существенно. В результате разница в $K_{P \text{ каск}}$ двух рассматриваемых схем может быть значительно больше 4 раз.

2. Пиковое значение коллекторного тока в схеме рис. 5.6 в два раза больше, а пиковое значение коллекторного напряжения в два раза меньше, чем в симметричной двухтактной схеме.

3. Потребляемая от источников питания мощность в обеих схемах одинакова.

4. Коэффициент гармоник бестрансформаторного выходного каскада, не охваченного отрицательной обратной связью, больше, чем у трансформаторного каскада вследствие зависимости K_i от $I_{\text{к}}$ при больших токах.

5. Сопротивление звуковой катушки громкоговорителя, используемого в бестрансформаторном каскаде, должно быть вполне определенным (при известных $P_{\text{вых макс}}$ и $E_{\text{пит}}$) и достаточно высоким.

6. В базовой цепи схемы рис. 5.6 необходимо иметь два делителя напряжения.

7. Источник питания бестрансформаторного усилителя должен иметь отвод от средней точки, а выключатель питания должен быть двухполюсным.

Приведенное сравнение справедливо для случая, когда кпд выходного трансформатора близок к единице. В малогабаритных приемниках, где эффективность используемых трансформаторов низка, рассмотренные выше преимущества трансформаторной схемы (исключая конструктивные и технологические) практически теряются.

Сравнение двух типов выходных каскадов показывает, что в настольных и переносных моделях радиоприемников АМ сигнала (т. е. в моделях с относительно узкой полосой пропускания), для которых могут быть сконструированы высококачественные выходные трансформаторы, предпочтение следует отдать трансформаторной схеме. В малогабаритных переносных и карманных радиоприемниках более оправдано применение бестрансформаторной схемы.

К радиоприемникам, имеющим вход для звукоснимателя и укв диапазон, предъявляются повышенные требования к частотной характеристике всего тракта усиления. Поскольку в приемниках с укв диапазоном полоса пропускания тракта укв значительно шире требуемой полосы пропускания радиоприемника, его частотная характеристика формируется УНЧ.

Трансформаторы — основные элементы, влияющие на частотную и фазовую характеристику усилителя. Искажения фазовой характеристики, вносимые неидеальными трансформаторами, ограничивают возможность введения глубоких отрицательных обратных связей, повышающих качественные показатели усилителя. Поэтому в высококачественных моделях радиоприемников с широкой частотной характеристикой и малым коэффициентом гармоник во всей полосе частот выгоднее бестрансформаторная схема. При этом, чтобы полностью использовать преимущества ее с точки зрения высококачественного усиления, следует рекомендовать для рассматриваемых бестрансформаторных каскадов высокие напряжения питания (для устранения нелинейности, обусловленной зависимостью K_i от I_k при больших токах).

На рис. 9.11а показана модификация схемы рис. 5.6. В этой схеме не нужен отвод от средней точки батареи, но в ней необходим конденсатор большой емкости. При идентичных транзисторах напряжение источника питания делится поровну между обоими плечами усилителя. При этом каскад рис. 9.11а ведет себя так же, как и каскад на рис. 5.6.

Если используемые в оконечной ступени приборы неидентичны, то напряжение источника питания распределяется между плечами неравномерно, что приводит к снижению максимальной мощности, отдаваемой усилителем при заданной нагрузке.

Необходимо учесть, что при использовании схемы выходного каскада рис. 9.11а, требуется особенно тщательная отбраковка парных транзисторов. Каскад рис. 9.11а, гальванически связанный с транзисторами T_1, T_2 , используется в качестве оконечного каскада полностью бестрансформаторного усилителя рис. 9.11б.

Расчет режима его работы и сопротивления нагрузки производится по ф-лам (9.120)—(9.124).

Усилительные параметры ступени можно оценить из соотношений табл. 9.2 и 9.4—9.6, подставляя в них средние за период изменения сигнала значения У-параметров.

9.6.3. Выходной каскад, собранный по мостовой схеме

На рис. 9.13а показан один из вариантов мостовой схемы выходного каскада.

Независимо от того, используются ли в мостовой схеме транзисторы одного или разного типа проводимости, при работе каскада в классе В (АВ) фазы возбуждающих сигналов выбираются таким образом, чтобы в течение одного полупериода синусоидального входного сигнала транзисторы T_1, T_4 были открыты и транзисторы T_2, T_3 — закрыты, а в течение следующего полупериода — наоборот. В результате через транзисторы протекают импульсы токов, а через нагрузку течет разностный синусоидальный ток (разностный ток не содержит постоянной составляющей и четных гармоник при условии, что транзистор T_1 идентичен транзистору T_2 а транзистор T_3 — транзистору T_4). В этом случае максимальная выходная мощность оконечной ступени

$$P_{\text{вых макс}} = \frac{i_{\text{к макс}}^2 R_H}{2} = \frac{(E_{\text{пит}} - 2U_{\text{к нач}})^2}{2R_H} \quad (9.135)$$

Учитывая соотношение (9.119), можно получить выражения для амплитуды импульса и постоянной составляющей коллекторного тока:

$$i_{\text{к макс}} = \frac{\xi'_{2 \text{ макс}} E_{\text{пит}}}{R_H} = \frac{2 P_{\text{вых макс}}}{\xi'_{2 \text{ макс}} E_{\text{пит}}} \quad (9.136)$$

$$I_{\text{к пост}} = \frac{2 P_{\text{вых макс}}}{\pi \xi'_{2 \text{ макс}} E_{\text{пит}}} \quad (9.137)$$

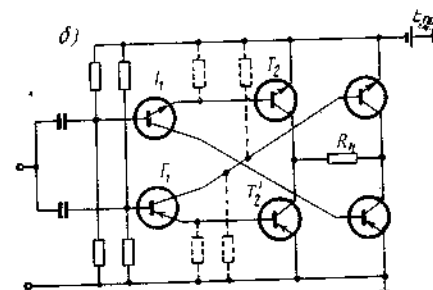
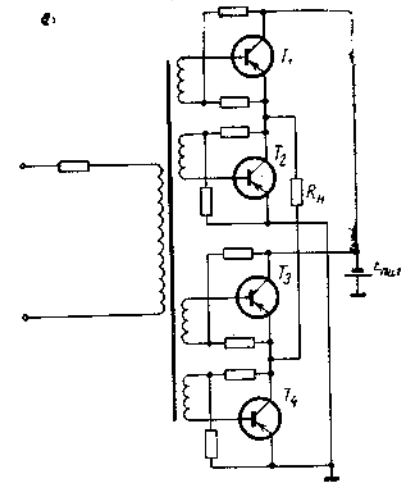


Рис. 9.13. Мостовая схема выходного каскада:

а) с трансформаторной связью с предыдущим каскадом; б) с гальванической связью с предыдущим каскадом

откуда потребляемый усилителем ток и его КПД при максимальной выходной мощности будут соответственно:

$$I_{\text{потр}} = \frac{4 P_{\text{вых макс}}}{\pi \xi_2'_{\text{макс}} E_{\text{пит}}} + I_{\text{дел}} \quad (9.138)$$

($I_{\text{дел}}$ — ток делителей напряжения в цепи смещения),

$$\eta = \frac{\pi}{4} \xi_1 \xi_2'_{\text{макс}} \quad (9.139)$$

ξ_1 определяется из ур-ния (9.86).

Сравнение выражений (9.139) и (9.123) показывает, что экономичность каскада, собранного по мостовой схеме, и каскада с параллельным включением нагрузки одинакова.

Из ур-ний (9.135) и (9.119) можно получить расчетную формулу для определения сопротивления звуковой катушки громкоговорителя

$$R_{\text{н}} = \frac{\xi_2'^2_{\text{макс}} E_{\text{пит}}^2}{2 P_{\text{вых макс}}} \quad (9.140)$$

Для оконечной ступени, собранной по мостовой схеме и работающей в классе В, связь максимальной выходной мощности и напряжения источника питания с предельно допустимыми режимами транзистора характеризуется зависимостями (9.141) и (9.142):

$$P_{\text{вых макс}} \leq \pi^2 \xi_2'^2_{\text{макс}} P_{\text{к доп}} \quad (9.141)$$

$$E_{\text{пит}} \leq U_{\text{к доп}} \quad (9.142)$$

Входное сопротивление каскада можно рассчитать по ф-ле (9.145), предварительно определив вспомогательные величины из ур-ний (9.127) и (9.128) и значения амплитуды импульса и постоянной составляющей базового тока:

$$I_{\text{б макс}} = \frac{2 P_{\text{вых макс}}}{\xi_2'_{\text{макс}} E_{\text{пит}} K_i} \quad (9.143)$$

$$I_{\text{б пост}} = \frac{2 P_{\text{вых макс}}}{\pi \xi_2'_{\text{макс}} E_{\text{пит}} K_i} \quad (9.144)$$

$$R_{\text{вх каск}} = \frac{2}{\gamma i_{\text{б макс}}} \left(\frac{\gamma u_{\text{ак}} R_{\text{вх}}}{r_6' + r_{2 \text{ ст}} + R_6 + R_{\text{вх}}} \right) + r_6' + r_{2 \text{ ст}} + R_6 \quad (9.145)$$

В ур-нии (9.145) $r_{2 \text{ ст}}$ — сопротивление одной из обмоток согласующего трансформатора, r_6' — сопротивление базовой области транзистора, R_6 — эквивалентное внутреннее сопротивление источника постоянного смещения в базовой цепи. Из соотношений (9.143) — (9.145) видно, что входное сопротивление каскада, собранного по мостовой схеме, приблизительно в два раза меньше входного сопротивления трансформаторного каскада. Входная мощность усилителя рис. 9.13.

$$P_{\text{вх каск}} = \frac{i_{\text{б макс}}^2}{2} R_{\text{вх каск}} \quad (9.146)$$

Используя выражения (9.135) и (9.146), покажем, что

$$K_{P \text{ каск}} = K_i^2 \frac{R_{\text{н}}}{R_{\text{вх каск}}} \quad (9.147)$$

$$K_{\text{н каск}} = K_i \frac{R_{\text{н}}}{R_{\text{вх каск}}} \quad (9.148)$$

$$K_i \text{ каск} = K_i \quad (9.149)$$

Анализ полученных соотношений позволяет сделать следующие важные выводы при сравнении двух вариантов бестрансформаторных схем рис. 5.6 и рис. 9.13.

1. Мощность возбуждения оконечного каскада, собранного по мостовой схеме, приблизительно в два раза меньше мощности возбуждения бестрансформаторного каскада с параллельным включением нагрузки (сделанный вывод предполагает постоянство K_i при изменении тока $I_{\text{н}}$).

2. Пиковое значение коллекторного тока в схеме на рис. 9.13 в два раза меньше, чем в схеме на рис. 5.6, а пиковое значение коллекторного напряжения и потребляемая от источников питания мощность в обеих схемах одинаковы.

3. Коэффициент гармоник мостового каскада меньше, чем бестрансформаторного каскада с параллельным включением нагрузки вследствие зависимости K_i от $I_{\text{н}}$ при больших токах.

4. Сопротивление звуковой катушки громкоговорителя, используемого в каскаде рис. 9.13, должно быть в 4 раза больше, чем в каскаде рис. 5.6.

Последнее наряду с ростом числа транзисторов может создать определенные трудности на пути широкого внедрения мостовых схем оконечных каскадов.

Вариант мостовой схемы оконечного каскада, используемой в бестрансформаторных УНЧ, показан на рис. 9.13б. Здесь мостовая схема гальванически связана с двумя транзисторами предварительного усиления. При расчете параметров усилителя такое соеди-

ение удобно рассматривать как один каскад. Сопротивление нагрузки такого каскада, а также режим его работы рассчитываются по ф-лам (9.136) — (9.140), а усилительные параметры — по ф-лам (9.147) — (9.149). При этом коэффициент усиления по току K_i для составного транзистора определяется так: $K_i \approx K_{i1}K_{i2}$.

Нагрузкой драйвера, возбуждающего усилитель, собранный по схеме рис. 9.13б, является параллельное соединение двух плеч оконечного каскада, выполненных на составных транзисторах типа ОЭ—ОЭ.

Для расчета входного сопротивления одного плеча $R_{вх II}$ необходимо найти значение функции

$$I_1 \left(\frac{\frac{\gamma}{2} u_{вх} R_{вх II}}{r'_{61} + r'_{62} (1 + K_{i1}) + R_{вх II}} \right) = \frac{i_{62 \text{ макс}}}{4 \sqrt{i_{61} i_{62} (1 + K_{i1})} e^{\frac{\gamma}{2} \left\{ E - \frac{I_0 \text{ пост}}{1 + K_{i1}} [r'_{61} + r'_{62} (1 + K_{i1}) + R_0] \right\}}}$$

Определив затем ее аргумент, рассчитывают $R_{вх II}$:

$$R_{вх II} = \left[\frac{\frac{\gamma}{2} u_{вх} R_{вх II}}{r'_{61} + r'_{62} (1 + K_{i1}) + R_{вх II}} \right] \frac{2(1 + K_{i1})}{\gamma i_{62 \text{ макс}}} + r'_{61} + r'_{62} (1 + K_{i1})$$

В приведенных соотношениях индексы 1 и 2 означают первый и второй транзисторы; E и R_0 — соответственно эквивалентные напряжение и сопротивление источника смещения на входе плеча; $i_{62 \text{ макс}}$ и $I_0 \text{ пост}$ определяются по ф-лам (9.143), (9.144).

9.7. НЕЛИНЕЙНЫЕ ИСКАЖЕНИЯ В КАСКАДАХ УНЧ

Нелинейные искажения сигнала возникают, главным образом, в предоконечных и оконечных каскадах УНЧ. Искажения предварительных усилителей незначительны из-за малой величины усиливаемых токов и напряжений. Нелинейность характеристик транзисторов — причина нелинейных искажений УНЧ.

Если пренебречь влиянием коллекторного напряжения на величину коллекторного тока, то с допустимым приближением можно оценивать нелинейные искажения усилительного каскада по статическим характеристикам транзисторов. При этом в случае $R_G = 0$ (R_G — сопротивление возбуждающего генератора), т. е. при подаче синусоидального напряжения между эмиттером и базой, искажения каскада определяются кривизной характеристики $I_K =$

$= f(U_{36})$, а в случае $R_G = \infty$, т. е. при синусоидальном базовом токе, — нелинейностью характеристики $I_K = f(I_0)$. Обе зависимости изображены на рис. 9.14. Форма зависимости $I_K = f(U_{36})$ у всех типов транзисторов аналогична показанной на рис. 9.14. Что касается характеристики $I_K = f(I_0)$, то она может быть различной как у разных типов приборов, так и у отдельных экземпляров одного типа. Есть такие транзисторы, у которых указанная характеристика прямолинейна, и такие, у которых наблюдается заметное уменьшение коэффициента усиления по току при увеличении тока коллектора (пунктирная линия на рис. 9.14).

Наиболее наглядно видно различие между транзисторами с линейной и нелинейной зависимостью $I_K = f(I_0)$ из рис. 9.15, на котором представлены характеристики $V_{ст} = f(I_K)$. Характер кривых на рис. 9.14 и 9.15 обуславливает появление в выходном сигнале усилителя класса А четных гармоник и в усилителе класса АВ — нечетных. В общем случае возбуждения каскада от источника с любым внутренним сопротивлением нелинейные искажения в усилителе отсутствуют при условиях:

1. $\frac{dI_K}{dU_{36}} = \text{const.}$
2. $\frac{dI_K}{dI_0} = \text{const.}$

При работе оконечного двухтактного каскада в классе АВ, кроме выполнения условий 1, 2, требуется также совпадение характеристик $I_K = f(U_{36})$ и $I_K = f(I_0)$ обоих транзисторов.

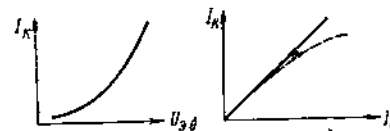


Рис. 9.14. Типовые зависимости $I_K = f(U_{36})$ и $I_K = f(I_0)$

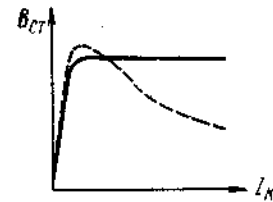


Рис. 9.15. Типовые зависимости $V_{ст} = f(I_K)$

Условие 1 практически неосуществимо, поэтому режим возбуждения каскада от генератора напряжения вообще не может быть использован. Если же не выполняется условие 2, то оптимальным выбором сопротивления генератора можно получить результирующую характеристику связи между входным и выходным сигналами, близкую к линейной. В самом деле, как видно из рис. 9.14, загиб характеристик $I_K = f(I_0)$ и $I_K = f(U_{36})$ направлен в противоположные стороны, и это обеспечивает линейризацию зависимости $I_K = f(E_0)$ при некотором $R_G \text{ опт.}$, т. е. в промежуточном между двумя крайними случаями возбуждения (генератор тока и генератор напряжения) режиме.

Однако величина $R_{G \text{ опт}}$ зависит от степени падения коэффициента усиления по току с ростом коллекторного тока, а поскольку она различна даже у разных экземпляров приборов одного типа, то значение оптимального сопротивления генератора колеблется в широких пределах. Чем больше падение $B_{ст}$, тем меньше $R_{G \text{ опт}}$ и наоборот. Значительные колебания $R_{G \text{ опт}}$ вызывают практические трудности в реализации рассмотренного метода линеаризации зависимости $I_k = f(E_0)$. Кроме того, требование получения необходимой мощности возбуждения каскада (особенно это касается выходных каскадов) ограничивает возможности выбора $R_{G \text{ опт}}$.

9.7.1. Коэффициент гармоник двухтактного каскада класса АВ

При сильных сигналах на входе двухтактных оконечных усилителей большинства транзисторных радиоприемников имеет место режим генератора тока. В этих условиях линейность характеристики $I_k = f(I_0)$ и равенство коэффициентов усиления по току транзисторов пары обеспечивают неискаженное усиление низкочастотного сигнала. Практически достаточно задать определенные нормы на изменение коэффициента усиления по току с ростом коллекторного тока и на отличие транзисторов пары между собой, чтобы гарантировать требуемую величину коэффициента гармоник. Установим связь между указанными величинами, для чего воспользуемся уравнение Вебстера [47], положив, что коллекторное напряжение не влияет на величину коллекторного тока

$$i_0 = \frac{1}{B_{ст}} \left(i_k + \frac{1}{i_{k \text{ гран}}} i_k^2 \right). \quad (9.150)$$

В ур-нии (9.150) $B_{ст}$ — коэффициент усиления по току при сравнительно малых величинах i_k , $i_{k \text{ гран}}$ — величина коллекторного тока, при которой коэффициент усиления по току падает в два раза. Решение (9.150) относительно i_k при небольших нелинейностях $\left(B_{ст} i_0 \leq \frac{i_{k \text{ гран}}}{4} \right)$ может быть аппроксимировано выражением

$$i_k = B_{ст} i_0 - \frac{B_{ст}^2 i_0^2}{i_{k \text{ гран}}} + \frac{2 B_{ст}^3 i_0^3}{i_{k \text{ гран}}^2}. \quad (9.151)$$

Соотношение (9.151) позволяет определить коэффициент гармоник двухтактного каскада, работающего в классе АВ (близком к В).

Входной ток каждого плеча (без учета постоянной составляющей)

$$i_0 = 0,5 i_{0 \text{ макс}} \cos \Omega t + 0,212 i_{0 \text{ макс}} \cos 2 \Omega t. \quad (9.152)$$

Подставляя это значение в ур-ние (9.151), обозначив параметрами транзисторов первого и второго плеча соответственно индексами 1 и 2 и произведя преобразования, получим следующие ве-

личины гармонических составляющих результирующего выходного сигнала:

Первая гармоника

$$\left(0,5 B_{ст_1} i_{0 \text{ макс}} + 0,5 B_{ст_2} i_{0 \text{ макс}} + \frac{0,75 B_{ст_1}^3 i_{0 \text{ макс}}^3}{4 i_{k1 \text{ гран}}^2} + \frac{0,75 B_{ст_2}^3 i_{0 \text{ макс}}^3}{4 i_{k2 \text{ гран}}^2} \right) \cos \Omega t,$$

Вторая гармоника

$$\left(0,212 B_{ст_1} i_{0 \text{ макс}} - 0,212 B_{ст_2} i_{0 \text{ макс}} - \frac{0,125 B_{ст_1}^2 i_{0 \text{ макс}}^2}{i_{k1 \text{ гран}}} + \frac{0,125 B_{ст_2}^2 i_{0 \text{ макс}}^2}{i_{k2 \text{ гран}}} \right) \cos 2 \Omega t, \quad (9.153)$$

Третья гармоника

$$\left(\frac{0,125 B_{ст_1}^3 i_{0 \text{ макс}}^3}{2 i_{k1 \text{ гран}}^2} + \frac{0,125 B_{ст_2}^3 i_{0 \text{ макс}}^3}{2 i_{k2 \text{ гран}}^2} \right) \cos 3 \Omega t$$

Выразим параметр $i_{k \text{ гран}}$ через величину допустимого изменения коэффициента усиления по току при максимальном импульсе тока (Д)

$$D = \frac{B_{ст}}{K_t}, \quad (9.154)$$

K_t — коэффициент усиления по току при максимальном импульсе тока.

Из ур-ний (9.150) и (9.154) получим

$$i_{k \text{ гран}} = \frac{K_t i_{0 \text{ макс}}}{D - 1}. \quad (9.155)$$

Используя соотношение (9.153) и пренебрегая гармониками сигнала выше третьей, найдем

$$K_f = \frac{\sqrt{\left\{ 0,212 (B_{ст_1} - B_{ст_2}) - 0,125 \left[\frac{B_{ст_1}^2 (D_1 - 1)}{K_{t1}} - \frac{B_{ст_2}^2 (D_2 - 1)}{K_{t2}} \right] \right\}^2 + 0,5 (B_{ст_1} + B_{ст_2}) + \frac{0,75}{4} \left[\frac{B_{ст_1}^3 (D_1 - 1)^2}{K_{t1}^2} + \frac{0,125}{2} \left[\frac{B_{ст_1}^3 (D_1 - 1)^2}{K_{t1}^2} + \frac{B_{ст_2}^3 (D_2 - 1)^2}{K_{t2}^2} \right] \right\}^2}}{\left[\frac{B_{ст_2}^3 (D_2 - 1)^2}{K_{t2}^2} \right]} \quad (9.156)$$

При малых величинах D_1 и D_2 ($D < 1,2 \div 1,3$ является условием получения малых нелинейных искажений) выражение (9.156) можно упростить:

$$K_f = \frac{0,212(V_{ст_1} - V_{ст_2}) - 0,125[V_{ст_1}D_1(D_1 - 1) - V_{ст_2}D_2(D_2 - 1)]}{0,5(V_{ст_1} + V_{ст_2})} \quad (9.157)$$

В случае линейной зависимости между коллекторным и базовым токами ($D_1 = D_2 = 1$) ур-ния (9.156) и (9.157) принимают вид

$$K_f = \frac{0,212(V_{ст_1} - V_{ст_2})}{0,5(V_{ст_1} + V_{ст_2})} \quad (9.158)$$

9.7.2. Критерии подбора пары транзисторов для работы в оконечном двухтактном каскаде

Выведенные соотношения дают возможность разработать требования парной поставки транзисторов для работы в двухтактном каскаде. Требования должны быть таковы, чтобы соответствующие им транзисторы обеспечивали удовлетворительный коэффициент гармоник в самых низкокласных моделях радиоприемников ($K_f \leq 7\%$), усилители которых не охвачены отрицательными обратными связями. Очевидно, что указанные требования позволят легко обеспечить высокие качественные показатели и в более совершенных моделях (последние содержат глубокне отрицательные обратные связи).

Для выработки критериев подбора пары транзисторов следует рассмотреть самый неблагоприятный случай:

$$V_{ст_1} > V_{ст_2}; \quad D_1 \rightarrow 1 < D_2.$$

При этом из ур-ния (9.157)

$$K_f = \frac{0,212(V_{ст_1} - V_{ст_2})}{0,5(V_{ст_1} + V_{ст_2})} + \frac{0,125V_{ст_2}D_2(D_2 - 1)}{0,5(V_{ст_1} + V_{ст_2})} \quad (9.159)$$

Из выражения (9.159) видно, что для получения коэффициента гармоник $K_f \leq 7\%$ различие между транзисторами пары по параметру $V_{ст}$ не должно превышать 20%, а отношение $\frac{V_{ст}}{K_f}$ не должно превышать 1,2.

Чтобы обеспечить симметрию каскада в точке покоя и малые нелинейные искажения при слабых сигналах, необходимо предъявить дополнительные требования к паре транзисторов. Удовлетворительную симметрию можно получить в том случае, если коллекторные токи обоих транзисторов в отсутствие сигнала отличаются не более чем в 1,5 раза, т. е.

$$\frac{I_{к1 \text{ нач}}}{I_{к2 \text{ нач}}} \leq 1,5. \quad (9.160)$$

При этом измерение $I_{к \text{ нач}}$ производят при постоянном напряжении $U_{эб}$, которое соответствует по величине напряжению смещения двухтактного каскада, устраняющему нелинейные искажения типа «ступенька». Учитывая связь между $I_{к}$ и $U_{эб}$:

$$I_{к} \approx I_{э0} e^{\gamma U_{эб}}, \quad (9.161)$$

можно заменить условие допустимого различия транзисторов пары по $I_{к \text{ нач}}$ условием возможного отличия приборов по величине напряжения $U_{эб}$ при постоянном значении коллекторного тока $I_{к \text{ нач}}$. Из соотношений (9.160) и (9.161)

$$\Delta U_{эб} \leq 10 \text{ мв.}$$

Для подбора двух транзисторов в соответствии с изложенными требованиями необходимы слишком большие затраты на измерения. Поэтому целесообразно разбраковывать транзисторы на группы так, чтобы все приборы из любой определенной группы могли применяться парами. При этом подбор пар желательно проводить по следующей схеме:

1. Измеряется отношение $\frac{V_{ст}}{K_f}$, которое не должно превышать заданную величину. Последнее обеспечивается технологией изготовления прибора.

2. Измеряется величина $V_{ст}$.

3. Измеряется напряжение $U_{эб}$ при заданном коллекторном токе.

На основании данных измерений по пунктам 2 и 3 формируются группы транзисторов таким образом, что в пределах каждой группы различие приборов по $V_{ст}$ не превосходит 20%, а по величине $U_{эб} - 10 \text{ мв.}$

9.8. ОБРАТНЫЕ СВЯЗИ В УСИЛИТЕЛЯХ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ

В УНЧ находит применение как местная обратная связь, так и связь, охватывающая несколько каскадов (обычно 2—3 каскада). Отрицательная обратная связь позволяет обеспечить взаимозаменяемость транзисторов УНЧ, повышает его температурную стабильность и улучшает качественные показатели радиоприемника (снижает коэффициент гармоник и расширяет полосу пропускания).

Как правило, глубокой отрицательной обратной связью охвачены два последних каскада (рис. 9.16). Встречаются, однако, модели приемников с целью обратной связи, охватывающей два предварительных каскада и весь УНЧ (преимущественно бестрансформаторные усилители — рис. 9.17, 9.18).

Охват обратной связью всего трансформаторного усилителя приводит к большим трудностям в его регулировке, так как для некоторых экземпляров транзисторов становится затруднительным

обеспечить устойчивую работу усилителя при всех положениях регулятора громкости. Из различных видов многокаскадных обратных связей в радиовещательных приемниках чаще всего используется последовательная и реже параллельная обратная связь по напряжению.

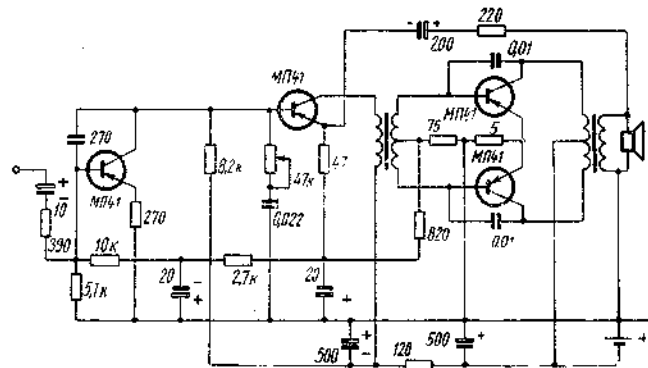


Рис. 9.16. Схема УНЧ радиоприемника «ВЭФ-12»

В радиоприемниках с трансформаторным выходом напряжение обратной связи подается со вторичной обмотки выходного трансформатора через делитель напряжения из двух резисторов или с

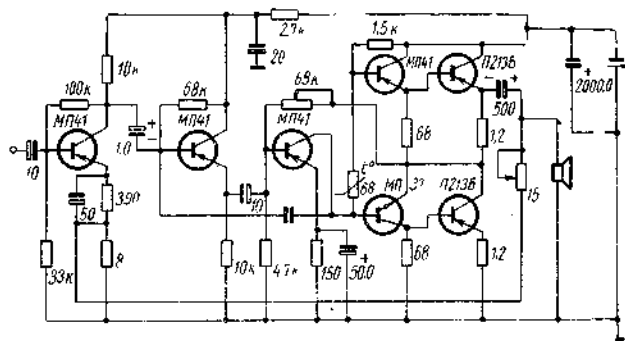


Рис. 9.17. Схема УНЧ радиоприемника «РИГА-103»

отвода от вторичной обмотки. Второе решение менее технологично и встречается реже. При параллельной обратной связи напряжение, снимаемое с выхода, подается на базу предыдущего каскада через резистор в цепи обратной связи.

В УНЧ выбор глубины обратной связи подчинен требованию получения заданного коэффициента гармоник и заданной стабильности усиления. Для оценки глубины обратной связи используется

понятие возвратной разности $F_{ос}$, равной отношению определительной схемы при наличии обратной связи и без нее:

$$F_{ос} = \frac{\Delta_{ос}}{\Delta} \quad (9.162)$$

Отрицательная обратная связь приблизительно в $F_{ос}$ раз уменьшает величину нелинейных искажений (при небольшой нелинейности) и нестабильность коэффициента передачи усилителя. Из соотношения (9.162) очевидно, что возвратная разность является функцией значений элементов петли обратной связи. Поэтому, задаваясь необходимой величиной $F_{ос}$, можно синтезировать цепь обратной связи для конкретных схем усилителей.

В табл. 9.8, 9.9 приведены выражения для возвратной разности наиболее распространенных в радиовещательных приемниках двухкаскадных усилителей с обратными связями. Там же даны формулы расчета основных параметров (K_u , $R_{вх}$) указанных усилителей. Необходимо лишь учесть, что, поскольку проводимость $1/R_1$ (см. табл. 9.8, 9.9) включает в себя проводимость источника сигнала $1/R_r$, при расчете входного сопротивления усилителя следует подставлять в выражение для $R_{вх}$ вместо величины $1/R_1$ величину

$$\frac{1}{R'_1} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_r}$$

Упомянутыми формулами расчета $F_{ос}$, K_u , $R_{вх}$ можно пользоваться с допустимым приближением и при наличии в усилителе с обратной связью двухтактного оконечного каскада. При этом двухтактный каскад следует заменить эквивалентным ему по усилительным свойствам однотактным каскадом, используя соотношения (9.101)–(9.103), (9.115)–(9.117), (9.132)–(9.134), (9.147)–(9.149), и положить $Y_{11э} \approx \frac{1}{R_{вхэ}}$; $Y_{21э} \approx \frac{K_{1э}}{R_{вхэ}}$; $Y_{12э} = Y_{22э} = 0$ ($R_{вхэ}$ и

$K_{1э}$ — входное сопротивление и коэффициент усиления по току транзистора эквивалентного однотактного каскада соответственно). Так, например, двухтактный трансформаторный каскад на рис. 9.8 необходимо заменить однотактным, у которого входное

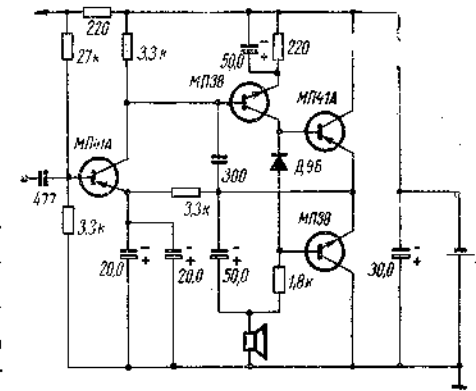
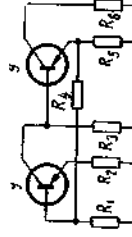
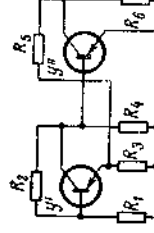


Рис. 9.18. Схема УНЧ радиоприемника «ЭТЮД»

Схемы

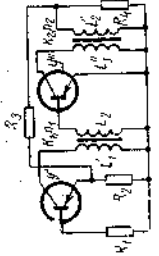
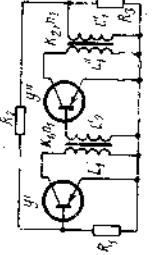
Левому трансформатору соответствует Y' , правому Y'' 

Приближенные выражения для случая

Параметры

| | | |
|--------------|--|---|
| | $R_3 \ll R_4 \gg R_6; Y_{13} < Y_{22} \ll Y_{11} < Y_{21}$ | $Y_{12} < Y_{22} \ll Y_{11} < Y_{21}; \frac{1}{R_2} \ll \frac{1}{R_3} \gg \frac{1}{R_5}; \frac{1}{R_5} \gg Y_{21}; \frac{1}{R_3} \ll Y_{21}$ |
| F_{∞} | $\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_4} + Y'_{11}\right) \Delta_{11} + Y'_{12} \Delta_{12} - Y'_{11} \Delta_{13} - \frac{1}{R_4} \Delta_{14}$ $\left(\frac{1}{R_1} + Y'_{11}\right) \Delta_{11} + Y'_{12} \Delta_{12} - Y'_{11} \Delta_{13}$ | $\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + Y'_{11}\right) \Delta_{11} + \left(Y'_{12} - \frac{1}{R_2}\right) \Delta_{12} - Y'_{11} \Delta_{13}$ $\left(\frac{1}{R_1} + Y'_{11}\right) \Delta_{11} \left(\frac{1}{R_5} = 0\right) + \left(Y'_{12} - \frac{1}{R_2}\right) \Delta_{12} \left(\frac{1}{R_5} = 0\right) - Y'_{11} \Delta_{13} \left(\frac{1}{R_5} = 0\right)$ |
| K_{11} | $\frac{\Delta_{16}}{\Delta_{11}}$ | $\frac{\Delta_{14}}{\Delta_{11}}$ |
| R_{ex} | $\frac{\Delta_{11}}{\left(\frac{1}{R'_1} + \frac{1}{R_4} + Y'_{11}\right) \Delta_{11} + Y'_{12} \Delta_{12} - Y'_{11} \Delta_{13} - \frac{1}{R_4} \Delta_{14}}$ | $\frac{\Delta_{11}}{\left(\frac{1}{R'_1} + \frac{1}{R_2} + Y'_{11}\right) \Delta_{11} + \left(Y'_{12} - \frac{1}{R_2}\right) \Delta_{12} - Y'_{11} \Delta_{13}}$ |

| | | |
|---------------|--|---|
| Δ_{11} | $\left(\frac{1}{R_5} + Y'_{11} + Y'_{21}\right) \left[\frac{1}{R_3 R_6 R_6} + \frac{1}{R_5 R_5} Y'_{22} + \frac{1}{R_5 R_6} (Y'_{11} + Y'_{21}) + \frac{1}{R_5 R_6} Y'_{11} + \frac{1}{R_5} \Delta Y''\right]$ | $\left(\frac{1}{R_5} + \frac{1}{R_6} + Y'_{22}\right) \left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_4} + Y'_{11}\right) \left(\frac{1}{R_3} + Y'_{11} + Y'_{21}\right) + \frac{1}{R_5} Y'_{21} Y'_{21} - \left(\frac{1}{R_5} + Y'_{11} + Y'_{21}\right) Y'_{12} Y'_{21}$ |
| Δ_{12} | $-\left[\frac{1}{R_6} \left(\frac{1}{R_5} + Y'_{11} + Y'_{21}\right) + \frac{1}{R_5} Y'_{22}\right] \frac{1}{R_2} Y'_{21}$ | $-\left(\frac{1}{R_5} + \frac{1}{R_6} + Y'_{22}\right) \frac{1}{R_3} Y'_{21}$ |
| Δ_{13} | $\left[\frac{1}{R_3 R_6 R_6} + \frac{1}{R_3 R_6} (Y'_{11} + Y'_{21}) + \frac{1}{R_5 R_6} Y'_{22} + \frac{1}{R_5 R_6} Y'_{11} + \frac{1}{R_5} \Delta Y''\right] (Y'_{11} + Y'_{21})$ | $\frac{1}{R_5} Y'_{21} Y'_{21} + \left(\frac{1}{R_5} + \frac{1}{R_6} + Y'_{22}\right) \left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_4} + Y'_{11}\right) (Y'_{11} + Y'_{21})$ |
| Δ_{14} | $-\frac{1}{R_5 R_6} Y'_{21} (Y'_{11} + Y'_{21})$ | $\frac{1}{R_5} Y'_{21} Y'_{21}$ |
| Δ_{15} | $\frac{1}{R_3 R_5} Y'_{21} Y'_{21}$ | |
| Примечание | $\frac{1}{R'_1} = \frac{1}{R_1} - \frac{1}{R_r}$ | R_r — сопротивление источника сигнала |

| Схема Параметры |  |  |
|--------------------|---|---|
| | Приближенные выражения для случая: $Y_{13} < Y_{22} \ll Y_{11} < Y_{21}; \quad \frac{1}{R_4} \gg \frac{1}{R_5} \gg \frac{1}{R_2};$ $n_1 \gg 0,14 \leq n_2; \quad \frac{1}{R_4} \gg \frac{Y_{22}'}{n_2^2}; \quad \frac{1}{R_5} \gg Y_{22}$ | |
| Fec | $\left(\frac{1}{R_1} + Y_{11}' \right) \Delta_{11} + Y_{12}' \Delta_{13} - Y_{11}' \Delta_{13}$ $\left(\frac{1}{R_1} + Y_{11}' \right) \Delta_{11} \left(\frac{1}{R_3} = 0 \right) + Y_{12}' \Delta_{13} - Y_{11}' \Delta_{13} \left(\frac{1}{R_3} = 0 \right)$ | $\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + Y_{11}' \right) \Delta_{11} + \frac{Y_{12}'}{n_1} \Delta_{13} - \frac{1}{R_2} \Delta_{13}$ $\left(\frac{1}{R_1} + Y_{11}' \right) \Delta_{11} \left(\frac{1}{R_3} = 0 \right) - \frac{Y_{12}' Y_{21}'}{n_1^2} - \left(\frac{1}{R_3} + \frac{Y_{22}'}{n_2^2} \right)$ |

Продолжение табл. 9.9

| | | |
|-----------------|--|--|
| K _u | $\frac{\Delta_{14}}{\Delta_{11}}$ | $\frac{\Delta_{15}}{\Delta_{11}}$ |
| R _{ex} | $\frac{\Delta_{11}}{\left(\frac{1}{R_1'} + Y_{11}' \right) \Delta_{11} + Y_{12}' \Delta_{13} - Y_{11}' \Delta_{13}}$ | $\frac{\Delta_{11}}{\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + Y_{11}' \right) \Delta_{11} + \frac{Y_{12}'}{n_1} \Delta_{13} - \frac{1}{R_2} \Delta_{13}}$ |
| Δ ₁₁ | $\frac{1}{R_4} \left[Y_{11}' n_1^2 \left(\frac{1}{R_3} + Y_{11}' + Y_{21}' \right) + \frac{1}{R_3} Y_{22}' + \Delta^{Y'} \right] +$ $+ \frac{1}{R_3} Y_{21}' \frac{n_1}{n_2} Y_{21}' - \left(\frac{1}{R_2} + Y_{11}' + Y_{21}' \right) Y_{12}' Y_{21}' - \frac{n_1^2}{n_2^2}$ | $\left(\frac{Y_{22}'}{n_1^2} + Y_{11}' \right) \left(\frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_2} + \frac{Y_{22}'}{n_2^2} \right) - \frac{Y_{12}' Y_{21}'}{n_2^2}$ |
| Δ ₁₂ | $- \frac{1}{R_2} Y_{21}' \left(\frac{1}{R_4} + \frac{Y_{22}'}{n_2^2} \right)$ | $\frac{Y_{12}'}{n_2} \frac{1}{R_3} - \frac{Y_{21}'}{n_1} \left(\frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_2} + \frac{Y_{22}'}{n_2^2} \right)$ |

| | | |
|---------------|---|--|
| Δ_{13} | $\frac{1}{R_3} Y'_{21} \frac{n_1}{n_3} + \left(\frac{1}{R_4} + \frac{Y'_{22}}{n_2^2} \right) (Y'_{11} + Y'_{21}) Y'_{11} n_1^2 -$ $- Y'_{12} Y'_{21} \frac{n_1^2}{n_2^2} (Y'_{11} + Y'_{21})$ | $\frac{1}{R_2} \left(\frac{Y'_{22}}{n_1^2} + Y'_{11} \right) - \frac{Y'_{21} Y'_{21}}{n_1 n_3}$ |
| Δ_{14} | $\frac{1}{R_2} Y'_{21} Y'_{21} \frac{n_1}{n_3}$ | |
| Примечание | $\frac{1}{R_1} = \frac{1}{R_1} - \frac{1}{R_C} \quad (R_C - \text{сопротивление источника сигнала}).$ $n_1 = \sqrt{\frac{L_2}{L_1}}; \quad n_2 = \sqrt{\frac{L_2^*}{L_1^*}}; \quad n_3 \approx \kappa_3 \approx 1 \quad (\kappa - \text{коэффициент связи между обмотками трансформатора}).$ | |

сопротивление и коэффициент усиления по току транзистора соответственно:

$$R_{\text{вх} \ominus} = R_{\text{вх каск}}; \quad K_{I \ominus} = 2K_I,$$

а нагрузка включена через трансформатор с коэффициентом трансформации $2n$ (n — коэффициент трансформации выходного трансформатора двухтактного каскада).

Расчет параметров усилителя, содержащего местные обратные связи, изложен в разд. 9.2. По приведенным в табл. 9.3 эквивалентным Y -параметрам можно найти $\Delta^{Y \ominus}$, а значит и $F_{\text{ос}}$ в соответствии с ур-нием (9.162).

РЕГУЛИРОВКИ В РАДИОПРИЕМНИКАХ

10.1. АВТОМАТИЧЕСКАЯ РЕГУЛИРОВКА УСИЛЕНИЯ

Для предотвращения перегрузки приемника сильными сигналами и обеспечения малого изменения выходного уровня при глубоких изменениях эдс в антенне используется автоматическая регулировка усиления (АРУ) высокочастотного тракта. Наибольшее распространение в радиовещательных приемниках получили схемы АРУ, регулирующие ток эмиттера (в одном или нескольких каскадах), напряжение на коллекторе, а также схемы АРУ, в которых регулировка тока эмиттера сочетается с применением нелинейных элементов, шунтирующих контуры и повышающих эффективность АРУ.

В простейших моделях радиоприемников (включая приемники третьего класса) требования ГОСТ легко обеспечиваются при использовании схем АРУ, регулирующих ток эмиттера в одном каскаде. Рассмотрим наиболее употребительные из них.

10.1.1. Схемы АРУ при регулировке усиления в одном каскаде

Регулирование усиления в схеме на рис. 10.1 происходит так: с увеличением уровня сигнала на входе усилительного каскада рас-

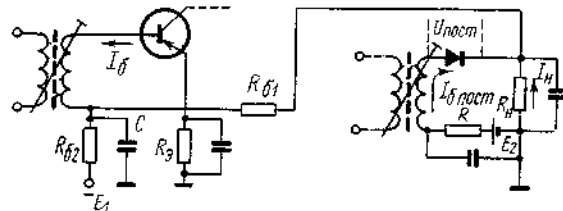


Рис. 10.1. Схема АРУ по току эмиттера при подаче выпрямленного напряжения между базой и общим проводом

тет напряжение, подводимое к детектору, и значит, увеличивается постоянное напряжение на его нагрузке. При этом приращение выпрямленного напряжения приложено плюсом к базе транзисто-

ра, что уменьшает ее отрицательный потенциал относительно общего провода. Последнее приводит к уменьшению эмиттерного тока каскада I_{β} . С уменьшением I_{β} падает проводимость $|Y_{21}|$ и, следовательно, усиление каскада (уменьшение I_{β} приводит также к снижению входной g_{11} и выходной g_{22} проводимостей транзистора,

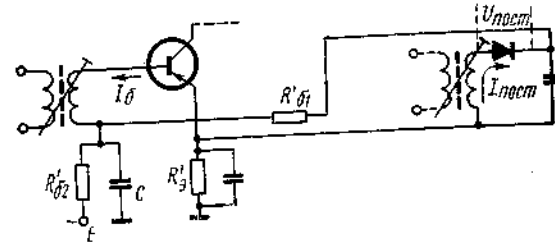


Рис. 10.2. Схема АРУ по току эмиттера при подаче выпрямленного напряжения между эмиттером и базой

однако при наличии в правильно спроектированном усилителе слабых связей транзистора с генератором и нагрузкой влияние уменьшения g_{11} и g_{22} на усиление незначительно).

Аналогично работает и схема АРУ на рис. 10.2. В диапазоне изменения эмиттерного тока от нескольких $\mu\text{ка}$ до $2 \div 3 \text{ ма}$ имеется практически линейная зависимость между $|Y_{21}|$ и I_{β} .

Чтобы оценить влияние элементов цепи АРУ на эффективность регулирования усиления тракта, найдем значения параметров эквивалентных схем по постоянному току регулируемого каскада и детектора.

Для схемы рис. 10.1 составим уравнения:

$$\left. \begin{aligned} E_1 &= E_2 + I_{\text{пост}}(R_{\beta 1} + R_{\beta 2} + R) + I_{\text{н}}(R_{\beta 1} + R_{\beta 2}) + I_{\beta} R_{\beta 2} + U_{\text{пост}} \\ E_2 + I_{\text{пост}} R + U_{\text{пост}} &= I_{\text{н}} R_{\text{н}} \\ E_2 + I_{\text{пост}}(R_{\beta 1} + R) + U_{\text{пост}} + I_{\text{н}} R_{\beta 1} &= I_{\beta} R_{\beta 3} + U_{\text{сб}} \end{aligned} \right\} (10.1)$$

Решая совместно уравнения (10.1), найдем

$$U_{\text{пост}} = E_{\text{экв д}} - I_{\text{пост}} R_{\text{пт}}. \quad (10.2)$$

В соотношении (10.2):

$$E_{\text{экв д}} = \frac{E_1 R_{\text{н}} R_{\beta 3} + I_{\text{н}} R_{\beta 2} R_{\text{н}} R_{\beta 3} + U_{\text{сб}} R_{\beta 2} R_{\text{н}} (1 - \alpha)}{R_{\beta 3} (R_{\beta 1} + R_{\beta 2} + R_{\text{н}}) + R_{\beta 2} (R_{\beta 1} + R_{\text{н}}) (1 - \alpha)} E_2, \quad (10.3)$$

$$R_{\text{пт}} = \frac{R_{\beta 3} [R_{\text{н}} (R_{\beta 1} + R_{\beta 2} + R) + R (R_{\beta 1} + R_{\beta 2})] + R_{\beta 2} (1 - \alpha) [R_{\text{н}} (R_{\beta 1} + R) + R R_{\beta 1}]}{R_{\beta 3} (R_{\beta 1} + R_{\beta 2} + R_{\text{н}}) + R_{\beta 2} (R_{\beta 1} + R_{\text{н}}) (1 - \alpha)} \quad (10.4)$$

В большинстве практических случаев

$$R_{61} \gg R \ll R_H \quad (10.5)$$

(R — эквивалентное сопротивление источника E_2).
При этом

$$R_{пт} = \frac{R_9 R_H (R_{61} + R_{62}) + R_{62} R_{61} R_H (1 - \alpha)}{R_9 (R_{61} + R_{62} + R_H) + R_{62} (R_{61} + R_H) (1 - \alpha)} \quad (10.6)$$

т. е. параллельному соединению R_H и

$$R'_{пт} = \frac{R_9 (R_{61} + R_{62}) + R_{61} R_{62} (1 - \alpha)}{R_9 + R_{62} (1 - \alpha)} \quad (10.7)$$

Таким образом, детектор в схеме АРУ рис. 10.1 может быть заменен по постоянному току эквивалентным детектором, в цепь которого включена эдс, определяемая выражением (10.3), и нагрузкой которого является сопротивление $R_{пт}$ из соотношений (10.4) и (10.6). Постоянную составляющую тока диода можно определить из ур-ния (10.8):

$$I_{пост} = E_1 \frac{R_{61} + R_H}{R_{62} R_H} - I_9 \frac{R_9 (R_{61} + R_{62} + R_H) + (R_{61} + R_H) R_{62} (1 - \alpha)}{R_{62} R_H} + I_{к0} \frac{R_{61} + R_H}{R_H} - U_{36} \frac{R_{61} + R_{62} + R_H}{R_{62} R_H} \quad (10.8)$$

При $R_H = \infty$ из ур-ний (10.3) и (10.8) получим:

$$E_{экр д} = \frac{E_1 R_9 + I_{к0} R_{62} R_9 + U_{36} R_{62} (1 - \alpha)}{R_9 + R_{62} (1 - \alpha)} - E_2 \quad (10.9)$$

$$I_{пост} = \frac{E_1 - U_{36}}{R_{62}} - I_9 \frac{R_9 + R_{62} (1 - \alpha)}{R_{62}} + I_{к0} \quad (10.10)$$

Заметим, что в практических схемах АРУ, где E_2 — функция E_1 или падения напряжения на сопротивлении в эмиттерной цепи каскада УВЧ (см. рис. 8.30), затруднительно создать при $R_H = \infty$, как это следует из выражений (10.9), (10.10), начальный режим смещения диода, близкий к нулевому. Последнее может оказаться необходимым, когда требуется обеспечить малые нелинейные искажения детектора при слабых сигналах, а детектор сигнала выполняет одновременно и функции детектора АРУ.

Определим теперь параметры эквивалентной схемы по постоянному току регулируемого каскада на рис. 10.1. Используя ур-ния (10.1), после преобразований найдем

$$I_9 R_{9 экв} + I_6 R_{6 экв} + U_{36} = E_{экр в} \quad (10.11)$$

где

$$R_{9 экв} = R_9,$$

$$R_{6 экв} = \frac{R_{62} \left(R_{61} + \frac{R R_{61}}{R_H} + R \right)}{R_{61} + \frac{R R_{61}}{R_H} + R + R_{62} \left(1 + \frac{R}{R_H} \right)} \quad (10.12)$$

$$E_{экр в} = \frac{E_1 \left(R_{61} + \frac{R R_{61}}{R_H} + R \right)}{R_{61} + \frac{R R_{61}}{R_H} + R + R_{62} \left(1 + \frac{R}{R_H} \right)} + \frac{E_2 R_{62}}{R_{61} + \frac{R R_{61}}{R_H} + R + R_{62} \left(1 + \frac{R}{R_H} \right)} + \frac{U_{пост} R_{62}}{R_{61} + \frac{R R_{61}}{R_H} + R + R_{62} \left(1 + \frac{R}{R_H} \right)}$$

При выполнении условия (10.5) соотношения (10.12) упрощаются:

$$\left. \begin{aligned} R_{9 экв} &= R_9 \\ R_{6 экв} &= \frac{R_{61} R_{62}}{R_{61} + R_{62}} \\ E_{экр в} &= \frac{E_1 R_{61}}{R_{61} + R_{62}} + \frac{E_2 R_{62}}{R_{61} + R_{62}} + \frac{U_{пост} R_{62}}{R_{61} + R_{62}} \end{aligned} \right\} \quad (10.13)$$

Таким образом, эквивалентная схема по постоянному току регулируемого каскада отличается от аналогичной схемы нерегулируемого усилителя (см. рис. 5.1) тем, что эквивалентный источник смещения в базовой цепи $E_{экр в}$ является функцией постоянного напряжения на диоде, а значит функцией напряжения входного сигнала.

На основе полученных соотношений сравним между собой некоторые модификации схемы рис. 10.1. Из выражений (10.8), (10.13) и рис. 10.1 очевидно, что если исключить из схемы источник напряжения E_2 , сохранив неизменными ток эмиттера и сопротивления резисторов в базовой цепи, то стабильность регулируемого каскада понизится, так как уменьшится сопротивление резистора в цепи эмиттера. Однако при этом возрастет ток, протекающий через диод, и увеличится стабильность детектора.

Что касается эффективности регулирования, то при $E_2 = 0$ она может быть не выше, чем при $E_2 \neq 0$, несмотря на меньшее значение R_9 . Это связано с тем, что в рассматриваемом случае режим работы детектора может оказаться менее оптимальным, что обусловит меньший коэффициент передачи тракта УПЧ — детектор.

При проектировании радиовещательных приемников наряду с упомянутой схемой АРУ (см. рис. 10.1 при $E_2 = 0$) находит при-

менение вариант этой схемы с $R_H = \infty$. В обеих схемах стабилизация работы детекторной цепи обеспечивается за счет тока $I_{\text{пост}} \gg I_0$ текущего через диод (I_0 — обратный ток диода). Сравним обе схемы при условии

$$\left. \begin{aligned} I_{\text{пост}} &= \text{const} \\ I_3 &= \text{const} \\ R_{3 \text{ экв}} + R_{6 \text{ экв}}(1 - \alpha) &= \text{const} \end{aligned} \right\} (10.14)$$

Из выражений (10.6), (10.13) и условия (10.14) следует, что в случае $R_H = \infty$ стабильность регулируемого каскада снижается, так как увеличивается $R_{6 \text{ экв}}$ и уменьшается $R_{3 \text{ экв}}$. Но при этом растет входное сопротивление детектора и увеличивается усиление тракта УПЧ—детектор, что повышает эффективность регулирования усиления. Однако, как было указано ранее, режим работы детектора при $R_H = \infty$ может оказаться неоптимальным с точки зрения нелинейных искажений.

Уменьшение $I_{\text{пост}}$ при $I_3 = \text{const}$ в схеме АРУ, где $R_H = \infty$, связано с уменьшением стабильности регулируемого каскада и детектора, ростом $R_{\text{пт}}$, а значит коэффициента передачи тракта УПЧ—детектор и эффективности регулирования.

Для схемы рис. 10.2 можно составить уравнения, аналогичные ур-ниям (10.1):

$$\left. \begin{aligned} E &= (I_{\text{пост}} + I_6) R_{62} + I_{\text{пост}} R_{61} + U_{\text{пост}} + (I_3 + I_{\text{пост}}) R_3 \\ U_{\text{пост}} + I_{\text{пост}} R_{61} &= U_{\text{эб}} \end{aligned} \right\} (10.15)$$

Из выражений (10.15) получим

$$\left. \begin{aligned} U_{\text{пост}} &= E_{\text{эб д}} - I_{\text{пост}} R_{\text{пт}} = U_{\text{эб}} - I_{\text{пост}} R_{61} \\ I_{\text{пост}} &= \frac{E - U_{\text{эб}} - I_3 [R_3 + R_{62}(1 - \alpha)] + I_{\text{к0}} R_{62}}{R_{62} + R_3} \end{aligned} \right\} (10.16)$$

где

$$\left. \begin{aligned} R_{3 \text{ экв}} &= \frac{R_3 R_{61}}{R_{61} + R_{62} + R_3} \\ R_{6 \text{ экв}} &= \frac{R_{61} R_{62}}{R_{61} + R_{62} + R_3} \\ E_{\text{эб}} &= \frac{E R_{61}}{R_{61} + R_{62} + R_3} + \frac{U_{\text{пост}} (R_{62} + R_3)}{R_{61} + R_{62} + R_3} \end{aligned} \right\} (10.17)$$

Сравним между собой схемы АРУ на рис. 10.1 (при $E_2 = 0$) и рис. 10.2. Найдем связь между элементами обеих схем при условии

$$\left. \begin{aligned} I_3 &= \text{const} \\ \frac{\Delta I_3}{I_3} &= \text{const} \\ I_{\text{пост}} &= \text{const} \end{aligned} \right\} (10.18)$$

Из ур-ний (10.13) и (10.17) получим

$$\left. \begin{aligned} R'_3 &= \frac{R_3 (R_{61} + R_{62})}{R_{61}} \\ R'_{62} &= R_{62} \\ R'_{61} &= \frac{R_{61} R_{62} + R_3 (R_{61} + R_{62})}{R_{62}} \end{aligned} \right\} (10.19)$$

$$\left. \begin{aligned} R_3 &= \frac{R'_3 R'_{61}}{R'_{61} + R'_{62} + R'_3}, & R_{61} &= \frac{R'_{61} R'_{62}}{R'_{62} + R'_3} \\ R_{62} &= R'_{62}, & R_H &= \frac{U_{\text{пост}} \frac{R_{62}}{R_3} \left(R_3 + \frac{R_{61} R_{62}}{R_{61} + R_{62}} \right)}{(E - U_{\text{эб}}) - I_3 \left(R_3 + \frac{R_{61} R_{62}}{R_{61} + R_{62}} - \alpha R_{62} \right) + I_{\text{к0}} R_{62}} \end{aligned} \right\} (10.20)$$

Как показывают расчеты, при выполнении условия (10.18) $R_H < R_{61}$, т. е. нагрузка детектора по постоянному току в схеме на рис. 10.2 больше, чем в схеме на рис. 10.1, что обеспечивает более высокую эффективность регулирования схемы АРУ рис. 10.2.

Схема рис. 10.2 так же, как и схема рис. 10.1 при $R_H = \infty$ и $E_2 = 0$, содержит минимальное число элементов, но, как видно из ур-ний (10.10) и (10.16), отличается от последней меньшим значением $I_{\text{пост}}$ при определенных режиме и стабильности регулируемого каскада.

Меньшее значение $I_{\text{пост}}$ может снизить коэффициент нелинейных искажений детектора сигнала. Уменьшение $I_{\text{пост}}$ в схеме АРУ рис. 10.1 достигается введением дополнительного резистора R_H .

ХАРАКТЕРИСТИКА АРУ

Найдем зависимость напряжения низкой частоты на выходе детектора от величины сигнала на входе регулируемого каскада. Используя выражения (8.35) и (8.38) и учитывая связь между напряжениями на входе оконечного ($u_{\text{вх}}$) и на входе регулируемого каскадов в соответствии с ур-нием (10.21)

$$u_{\text{вх}} = u'_{\text{вх}} K_{\text{к0}} I_3, \quad (10.21)$$

где $K_{\text{к0}}$ — коэффициент, численно равный усилению тракта высокой частоты от регулируемого до оконечного каскада при $I_3 = 1$ ма (I_3 — эмиттерный ток регулируемого каскада), получим

$$u_{\text{вых}} = m Y_{21} \frac{P_1}{P_2} K_{\text{к0}} u'_{\text{вх}} I_3 \frac{K_{d2} R_{\text{вх}}}{\frac{g_{\Gamma}}{g_{\text{вх}}} + \frac{Y_{\text{вх}2}}{g_{\text{вх}}}}, \quad (10.22)$$

(параметры ур-ния (10.22) аналогичны данным в гл. 8).

Установим связь между значением эмиттерного тока регулируемого каскада и величиной сигнала на его входе для схемы рис. 10.1 [полученные соотношения будут справедливы и для схемы рис. 10.2 с учетом эквивалентных преобразований (10.20)]. Учитывая зависимости (10.13) и представляя $E_{экв}$ как

$$E_{экв} = E_э + \frac{U_{пост} R_{б2}}{R_{б1} + R_{б2}}, \quad (10.23)$$

найдем

$$I_э = \frac{E_э + I_{к0} R_{б экв} - U_{эб} + U_{пост} \frac{R_{б2}}{R_{б1} + R_{б2}}}{R_э экв + R_{б экв} (1 - \alpha)}. \quad (10.24)$$

Используя соотношения (8.5) и (10.24), после преобразований получим

$$I_э = \frac{E_э + I_{к0} R_{б экв} - U_{эб} + U_{пост} \frac{R_{б2}}{R_{б1} + R_{б2}}}{R_э экв + R_{б экв} (1 - \alpha) + u'_{вх} \frac{R_{б2}}{R_{б1} + R_{б2}} \frac{K_{и0} Y_{21} \frac{P_1}{P_2} K_d}{g_r + g_{вх}}}. \quad (10.25)$$

Подставляя значение $I_э$ из ур-ния (10.25) в ур-ние (10.22), можно написать

$$u'_{вых} = \frac{u'_{вх} m K_{и0} Y_{21} \frac{P_1}{P_2} \left(E_э + I_{к0} R_{б экв} - U_{эб} + U_{пост} \frac{R_{б2}}{R_{б1} + R_{б2}} \right) \frac{K_{д0} R_{вх}}{g_r + \frac{Y_{вх2}}{g_{вх}}}}{R_э экв + R_{б экв} (1 - \alpha) + u'_{вх} \frac{R_{б2}}{R_{б1} + R_{б2}} \frac{K_{и0} Y_{21} \frac{P_1}{P_2} K_d}{g_r + g_{вх}}}. \quad (10.26)$$

Выражение (10.26), представляющее зависимость выходного низкочастотного сигнала от величины сигнала на входе регулируемого каскада (или в антенне), — характеристика АРУ.

Параметр радиоприемника «действие АРУ» характеризуется двумя величинами:

$$\left. \begin{aligned} \frac{E_{макс}}{E_{мин}} = \frac{u'_{вх макс}}{u'_{вх мин}} = m_a \\ \frac{u'_{вых макс}}{u'_{вых мин}} \leq P_a \end{aligned} \right\} \quad (10.27)$$

т. е. допустимым изменением выходного напряжения при изменении напряженности поля в определенных пределах. Зависимость между величинами P_a и m_a может быть получена из уравнения кривой АРУ (10.26):

$$P_a = m_a \frac{\left(\frac{K_{д0}}{g_r + Y_{вх0}} \right) (u'_{вх макс})}{\left(\frac{K_{д0}}{g_r + Y_{вх0}} \right) (u'_{вх мин})} \times \frac{R_{э экв} + u'_{вх мин} \frac{R_{б2} K_{и0} Y_{21} P_1}{(R_{б1} + R_{б2}) P_2} \left(\frac{K_{д0}}{g_r + g_{вх}} \right) (u'_{вх мин})}{R_{э экв} + u'_{вх макс} \frac{R_{б2} K_{и0} Y_{21} P_1}{(R_{б1} + R_{б2}) P_2} \left(\frac{K_{д0}}{g_r + g_{вх}} \right) (u'_{вх макс})} \quad (10.28)$$

[В соотношении (10.28) $R_{э экв} = R_э экв + R_{б экв} (1 - \alpha)$].
С допустимым приближением

$$P_a = m_a \frac{R_{э экв} + u'_{вх мин} K_{и0} Y_{21} \frac{P_1}{P_2} \frac{K_{д0}}{g_r + g_{вх}}}{R_{э экв} + u'_{вх макс} K_{и0} Y_{21} \frac{P_1}{P_2} \frac{K_{д0}}{g_r + g_{вх}}}. \quad (10.29)$$

Из выражения (10.29) следует, что чем больше усиление высокочастотного тракта (от первого регулируемого каскада при $I_э = 1$ ма до детектора включительно), тем большую стабильность регулируемого каскада можно обеспечить при заданном P_a или тем выше эффективность АРУ при заданной стабильности регулируемого каскада. Необходимо отметить, что, как видно из ур-ния (10.28), эффективность АРУ зависит также от соотношения сопротивлений в базовой цепи регулируемого каскада. Эффективность регулирования тем выше, чем больше $R_{б2}$ по сравнению с $R_{б1}$. При расчете АРУ считаются известными схема, а значит, и коэффициент усиления высокочастотного тракта до и после регулируемого каскада. Режим работы детектора и параметры связи его с предшествующим каскадом также считаются известными из расчета детектора сигнала (если в радиоприемнике детектор сигнала выполняет функции детектора АРУ).

Расчет АРУ заключается в определении эффективности регулирования при выбранных с точки зрения стабильности режима сопротивлений резисторов в цепи смещения регулируемого каскада [ф-лы (10.28), (10.29)] или в определении сопротивлений этих резисторов при заданном значении параметра «действие АРУ» ф-ла (10.30):

$$R_{э экв} = R_э экв + R_{б экв} (1 - \alpha) = \frac{u'_{вх макс} K_{и0} Y_{21} \frac{P_1}{P_2} \frac{K_{д0}}{g_r + g_{вх}} (P_a - 1)}{m_a - P_a} \quad (10.30)$$

Зная сопротивление резисторов в базовой цепи регулируемого каскада, можно найти сопротивление резистора в цепи эмиттера, пользуясь соотношением (10.30).

10.1.2. Схемы АРУ при регулировании усиления в двух каскадах

На рис. 10.3 приведена «эстафетная» схема АРУ. С ростом сигнала уменьшается эмиттерный ток транзистора регулируемого каскада T_2 . Поэтому уменьшается падение напряжения на резисторе в его эмиттерной цепи, являющееся источником смещения транзистора T_1 . Последнее снижает эмиттерный ток транзистора. Таким образом, в рассматриваемой схеме АРУ усиление высокочастотного тракта изменяется вследствие изменения эмиттерных токов двух регулируемых транзисторов. Благодаря этому эффективность регулирования возрастает.

Для эффективного регулирования усиления эмиттерное напряжение каскада T_2 должно быть невелико, из-за чего будет небольшим сопротивление резистора в цепи эмиттера каскада T_1 . Это уменьшает стабильность режима. К недостаткам описанной схемы АРУ следует отнести также увеличение входного сопротивления первого регулируемого каскада с ростом сигнала, что в

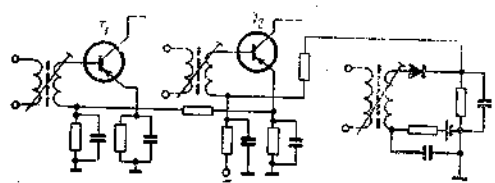


Рис. 10.3. Эстафетная схема АРУ по току эмиттера

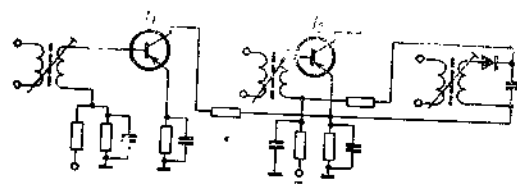


Рис. 10.4. Эстафетная схема АРУ по току эмиттера и напряжению коллектор-эмиттер

На большом сопротивлении в эмиттерной цепи создается большое падение напряжения, которое используется в качестве регулируемого коллекторного напряжения транзистора каскада T_1 . С уменьшением напряжения коллектор-эмиттер первого регулируемого каскада растут входные и выходные проводимости тран-

некоторых случаях может привести к сужению полосы пропускания радиоприемника.

Свободна от указанных недостатков схема АРУ рис. 10.4. Последний регулируемый каскад этой схемы идентичен каскаду рис. 10.2. А из ур-ния (10.19) видно, что при одинаковых эквивалентных сопротивлениях в эмиттерной цепи, сопротивление резистора в цепи эмиттера каскада T_2 на рис. 10.4 значительно превосходит аналогичное сопротивление последнего регулируемого каскада на рис. 10.3.

зистора, при этом падает коэффициент передачи и расширяется полоса пропускания входной цепи (при использовании УВЧ в качестве первого регулируемого каскада), что обеспечивает высококачественное воспроизведение программ радиостанций, создающих в месте приема большую напряженность поля.

Применение схемы АРУ на рис. 10.4 в диапазоне укв позволяет, кроме вышеуказанных преимуществ, ослабить мешающее воздействие на приемник сигналов телевизионных каналов.

10.1.3. Схемы АРУ, использующие управляемые нелинейные элементы

В радиоприемниках с автономным питанием широко распространены схемы АРУ, в которых усиление регулируется изменением эмиттерного тока каскада УПЧ в сочетании с регулированием усиления за счет изменения шунтирующего действия $p-n$ -переходов, оказываемого на контуры первой ступени усиления приемника.

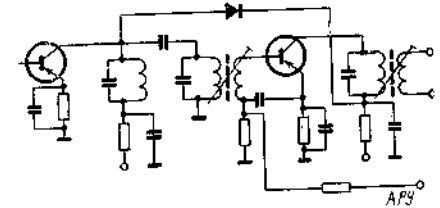


Рис. 10.5. Схема АРУ с шунтирующим диодом

На рис. 10.5 показан один из вариантов такой схемы. В качестве шунтирующего $p-n$ -перехода здесь используется обычный детекторный диод. При малых сигналах диод оказывается сильно смещенным в обратном направлении. С ростом сигнала уменьшается коллекторный ток регулируемого транзистора и, значит, падение напряжения на резисторе в коллекторной цепи. В результате этого уменьшается смещение, запирающее диод, и увеличивается шунтирование контура.

Последнее приводит к снижению усиления каскада. Шунтирующее действие диода можно характеризовать на основании выражения (8.9) величиной

$$R_{ш} = \frac{R_{пр}}{A + B_c K_d} \quad (10.31)$$

При этом во избежание нелинейных искажений система АРУ должна быть рассчитана таким образом, чтобы сопротивление $R_{ш}$ практически не зависело от величины сигнала, приложенного к шунтирующему диоду, т. е. должно выполняться условие

$$A \gg B_c K_d \quad (10.32)$$

и, следовательно,

$$R_{ш} \approx \frac{R_{пр}}{A} \approx \frac{1}{\gamma i_0 e^{\gamma u_{ш}}} \quad (10.33)$$

Таким образом, глубина регулирования усиления первого каскада определяется изменением величины $R_{ш}$ от R_y (сопротивление утечки диода) до значения, характеризуемого ур-нием (10.33).

На рис. 10.6 приведена схема АРУ, в которой для повышения эффективности регулирования в качестве элемента, шунтирующего контур, используется транзистор. В цепях АРУ находят применение и потенциометрические регуляторы уровня, т. е. делители напряжения с изменяющимся коэффициентом передачи.

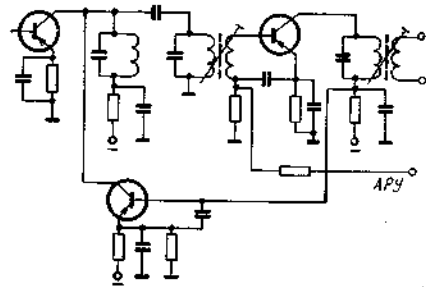


Рис. 10.6. Схема АРУ с дополнительным транзистором в качестве шунтирующего элемента

С ростом входного сигнала управляющее напряжение E_y изменяется так, что сопротивление диода или другого нелинейного элемента $R_{ид}$ падает, в результате чего уменьшается $K_{п}$.

Коэффициент передачи регулятора уровня на рис. 10.7а

$$K_{п} = \frac{R}{R_{ид} + R} \quad (10.35)$$

В этом регуляторе с ростом входного сигнала сопротивление диода увеличивается, что также приводит к уменьшению $K_{п}$.

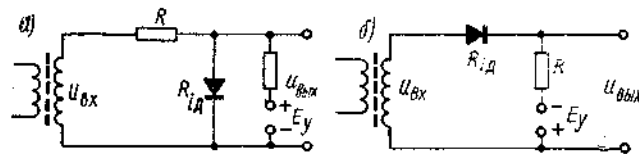


Рис. 10.7. Потенциометрические регуляторы уровня

В отношении вносимых регуляторами уровня нелинейных искажений более предпочтителен¹⁾ регулятор на рис. 10.7а. Нелинейные искажения, возникающие в потенциометрическом регуляторе уровня, можно значительно уменьшить, используя инверсное параллельное соединение нелинейных элементов в регуляторе.

¹⁾ Анализ вносимых регуляторами уровня нелинейных искажений проведен В. Д. Иванченко.

10.2. РЕГУЛИРОВАНИЕ ПОЛОСЫ ПРОПУСКАНИЯ В ТРАКТЕ УПЧ

В пч трактах приемников высших классов используются системы ступенчатой и плавной регулировок полосы пропускания. В первом случае задача наиболее просто решается применением двух электромеханических фильтров с шириной полосы пропускания 13 и 6 кГц соответственно.

Система плавного регулирования полосы пропускания применяется, как правило, в трактах УПЧ с распределенной селективностью. В этом случае полоса пропускания регулируется изменением коэффициента связи контуров полосового фильтра.

На практике, используются варианты построения тракта УПЧ, предусматривающие применение двух и трех полосовых фильтров, из которых один или два фильтра выполняются с переменной связью. При этом параметры связи между контурами $\eta = \kappa_{12}Q$ выбираются численно равными значениям, соответствующим максимальной η_{\max} или критической $\eta_{кр}$ расстройкам.

Рассмотрим на примере тракта с двумя полосовыми фильтрами (ПФ) методику определения $\eta_{пер}$ как функцию пределов изменения полосы пропускания $\frac{\Delta F_{\max}}{\Delta F_{\min}}$.

Пусть один ПФ с постоянной связью между контурами (const) имеет параметр связи, соответствующий максимальной расстройке $\eta = \eta_{\max} = 1,83$, а другой — с переменной связью (Var) — $\eta_{пер} = 1,83 - \eta_{var}$. Результирующая характеристика селективности такой системы $Y_{рез}$ определяется произведением (4.119) и (4.120).

В случае равных добротностей контуров ($q=1$) имеем:
а) $\eta_{пер} = 1 \div 1,83$.

$$Y_{рез} = \frac{2 \eta_{\max}}{f_1 \left(\frac{\Delta F}{\Delta F_s}, \eta_{\max} \right)} \frac{2 \eta_{пер}}{f_2 \left(\frac{\Delta F}{\Delta F_s}, \eta_{пер} \right)} \quad (10.34)$$

где

$$f_1 \left(\frac{\Delta F}{\Delta F_s}, \eta_{\max} \right) = \sqrt{\left(1 + \eta_{\max}^2 - \frac{\Delta F^2}{\Delta F_s^2} \right)^2 + \left(\frac{2 \Delta F}{\Delta F_s} \right)^2} \quad (10.35)$$

$$f_2 \left(\frac{\Delta F}{\Delta F_s}, \eta_{пер} \right) = \sqrt{\left(1 + \eta_{пер}^2 - \frac{\Delta F^2}{\Delta F_s^2} \right)^2 + \left(\frac{2 \Delta F}{\Delta F_s} \right)^2} \quad (10.36)$$

$\Delta F_s = \frac{f_{рез}}{Q}$ — значение эквивалентной полосы одного контура, определяемое из табл. 7.13.

Приравняв выражение (10.34) значению 0,707 (—3 дБ) и полагая $\Delta F = \Delta F_{\min}$, можно получить зависимость, устанавливающую

Таблица 10.1

| Вариант тракта УПЧ | Результирующая характеристика селективности $Y_{рез}$ |
|--|---|
| 1. Два ПФ с $\eta_{\max} = 1,83$ (один var) $\frac{\Delta F}{\Delta F_0} = 0,46.$ | <p>а) $\eta_{рег} = 1,0 \div 1,83$</p> $Y_{рез} = \frac{2\eta_{\max} 2\eta_{рег}}{f_1\left(\frac{\Delta F}{\Delta F_0}, \eta_{\max}\right) f_2\left(\frac{\Delta F}{\Delta F_0}, \eta_{рег}\right)}$ <p>б) $\eta_{рег} < 1$</p> $Y_{рез} = \frac{2\eta_{\max}(1 + \eta_{рег}^2)}{f_1\left(\frac{\Delta F}{\Delta F_0}, \eta_{\max}\right) f_2\left(\frac{\Delta F}{\Delta F_0}, \eta_{рег}\right)}$ |
| 2. Два ПФ с $\eta_{\max} = 1,83$ (оба var) $\frac{\Delta F}{\Delta F_0} = 0,46.$ | <p>а) $\eta_{рег} = 1,83 \div 1,0$</p> $Y_{рез} = \frac{4\eta^2}{f_2^2\left(\frac{\Delta F}{\Delta F_0}, \eta_{рег}\right)}$ <p>б) $\eta_{рег} < 1$</p> $Y_{рез} = \frac{(1 + \eta_{рег}^2)^2}{f_2^2\left(\frac{\Delta F}{\Delta F_0}, \eta_{рег}\right)}$ |
| 3. Три ПФ с $\eta_{\max} = 1,63$ (один var) $\frac{\Delta F}{\Delta F_0} = 0,55$ | <p>а) $\eta_{рег} = 1,63 \div 1,0$</p> $Y_{рез} = \frac{4\eta_{\max}^2 2\eta_{рег}}{f_1^2\left(\frac{\Delta F}{\Delta F_0}, \eta_{\max}\right) f_2\left(\frac{\Delta F}{\Delta F_0}, \eta_{рег}\right)}$ <p>б) $\eta_{рег} < 1$</p> $Y_{рез} = \frac{4\eta_{\max}^2 (1 + \eta_{рег}^2)}{f_1^2\left(\frac{\Delta F}{\Delta F_0}, \eta_{\max}\right) f_2\left(\frac{\Delta F}{\Delta F_0}, \eta_{рег}\right)}$ |
| 4. Три ПФ с $\eta_{\max} = 1,63$ (оба var) $\frac{\Delta F_0}{\Delta F_{\max}} = 0,55$ | <p>а) $\eta_{рег} = 1,63 \div 1,0$</p> $Y_{рез} = \frac{2\eta_{\max} 4\eta_{рег}^2}{f_1\left(\frac{\Delta F}{\Delta F_0}, \eta_{\max}\right) f_2^2\left(\frac{\Delta F}{\Delta F_0}, \eta_{рег}\right)}$ <p>б) $\eta_{рег} < 1$</p> $Y_{рез} = \frac{2\eta_{\max} (1 + \eta_{рег}^2)^2}{f_1\left(\frac{\Delta F}{\Delta F_0}, \eta_{\max}\right) f_2^2\left(\frac{\Delta F}{\Delta F_0}, \eta_{рег}\right)}$ |

взаимосвязь регулируемого параметра $\eta_{рег}$ с пределами изменения полосы $\frac{\Delta F_{\max}}{\Delta F_{\min}}$;

б) $\eta_{рег} < 1$.

При этом

$$Y_{рез} = \frac{2\eta_{\max}}{f_1\left(\frac{\Delta F}{\Delta F_0}, \eta_{\max}\right)} \frac{1 + \eta_{рег}^2}{f_2\left(\frac{\Delta F}{\Delta F_0}, \eta_{рег}\right)} \quad (10.37)$$

Для рассматриваемого варианта:

$$\frac{\Delta F_0}{\Delta F_{\max}} = 0,46.$$

Аналогично могут быть рассмотрены другие варианты тракта УПЧ с переменной полосой пропускания. В табл. 10.1 приведены

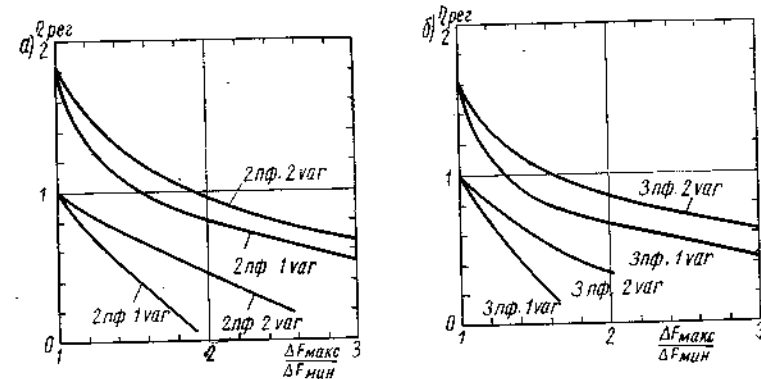


Рис. 10.8. Зависимости параметра связи регулируемых полосовых фильтров от пределов изменения полосы пропускания в тракте УПЧ: а) с двумя полосовыми фильтрами; б) с тремя полосовыми фильтрами

соответствующие выражения для четырех вариантов тракта УПЧ с одним и двумя регулируемыми полосовыми фильтрами при максимально допустимой связи между контурами — η_{\max} (провал между горбами равен 3 дБ). В табл. 10.2 приведены формулы для тех же вариантов при критической связи между контурами $\eta_{кр} = 1$. Регулировочные кривые $\eta_{рег} = f\left(\frac{\Delta F}{\Delta F_{\min}}\right)$, построенные по формулам табл. 10.1 и 10.2, представлены на рис. 10.8. Видно, что меньший диапазон изменений κ_{12} присущ полосовым фильтрам, у которых связь между контурами выбрана максимально допустимой (η_{\max}). При такой величине связи, как это видно из выражения (7.38), усиление каскада в меньшей степени подвержено влиянию регулировки полосы пропускания. Это позволяет рекомендовать для полосовых фильтров с переменной полосой выбор значения параметра связи $\eta = \eta_{\max}$.

Таблица 10.2

| Вариант расчета Y_{pec} | Результующая характеристика селективности Y_{pec} |
|--|---|
| 1. Два ПФ с $\eta_{\text{кр}} = 1$ (один var) $\frac{\Delta F_{\text{макс}}}{\Delta F_s} = 0,88$ | $Y_{\text{pec}} = \frac{\sqrt{4 + \left(\frac{\Delta F_s}{\Delta F}\right)^4} f_2 \left(\frac{\Delta F_s}{\Delta F}, \eta_{\text{пер}}\right)}{2(1 + \eta_{\text{пер}}^2)}$ |
| 2. Два ПФ с $\eta_{\text{кр}} = 1$ (оба var) $\frac{\Delta F_{\text{макс}}}{\Delta F_s} = 0,88$ | $Y_{\text{pec}} = \frac{f_2^2 \left(\frac{\Delta F_s}{\Delta F}, \eta_{\text{пер}}\right)}{(1 + \eta_{\text{пер}}^2)^2}$ |
| 3. Три ПФ с $\eta_{\text{кр}} = 1$ (один var) $\frac{\Delta F_{\text{макс}}}{\Delta F_s} = 0,98$ | $Y_{\text{pec}} = \frac{\left(4 + \frac{\Delta F_s}{\Delta F}\right) f_2 \left(\frac{\Delta F_s}{\Delta F}, \eta_{\text{пер}}\right)}{4(1 + \eta_{\text{пер}}^2)}$ |
| 4. Три ПФ с $\eta_{\text{кр}} = 1$ (оба var) $\frac{\Delta F_{\text{макс}}}{\Delta F_s} = 0,98$ | $Y_{\text{pec}} = \frac{\sqrt{4 + \left(\frac{\Delta F_s}{\Delta F}\right)^4} f_2^2 \left(\frac{\Delta F_s}{\Delta F}, \eta_{\text{пер}}\right)}{2(1 + \eta_{\text{пер}}^2)}$ |

ЛИТЕРАТУРА

- Баян Н. Д. и Удалов А. П. Лекции по теории цепей с сосредоточенными элементами. Гостехиздат УССР, 1955.
- Богдан С. Л. К проблеме одновременной работы радиоприемных элементов. Связьиздат, 1955.
- Калихман С. Г. Электронные фильтры. Гостехиздат УССР, 1955.
- Плихон Н. Е., Зингеренко А. М., Лаврин В. С., Климович В. Ф., Исаков В. К. Техника дальней связи. ВКАС, 1951.
- Аркадьев В. К. Электромеханические процессы в металлах. ОНТИ, 1935.
- Мизюк Л. В. Входные преобразователи для измерения напряженности низкочастотных магнитных полей. Изд-во Наукова Думка, 1964.
- Важнов В. И. и Мясоедов Н. А. Радиомаяки. Связьтехиздат, 1936.
- Nielsen O. K. A non-directional ferrite rod antenna. PIRE, July, 1961.
- Кошнев И. А. Основы теории электрической связи. Связьтехиздат, 1954.
- Дорохов А. П. Расчет и конструирование антенно-фидерных устройств. Изд-во Харьковского университета, 1960.
- Драбкин А. Л., Зувенко В. П. Антенно-фидерные устройства. Связьтехиздат, 1961.
- Колосов А. А. Резонансные системы и резонансные усилители. Связьтехиздат, 1949.
- Харинский А. Л. Основы конструирования элементов радиоприемных устройств. Гостехиздат, 1950.
- Луткина Л. С. Преобразование сверхвысоких частот и детектирование. Оборонгиз, 1953.
- Белюсов А. П. Расчет коэффициента шума радиоприемников. Оборонгиз, 1959.
- Левин Я. М. Обобщенная схема питания трансисторного каскада по постоянному току. «Радиотехника», 1965, № 1.
- Самохвалов М. М. Терминальные емкостные диффузионные триоды. Гостехиздат, 1962.
- Борисов А. И. Зависимость статических вольтамперных характеристик пьезоэлектрических приборов от окружающей температуры. Сборник статей, «Известия Академии наук СССР», Выпуск 2, 1968.
- Шнир Ф. Усилители частот на полупроводниковых приборах. Изд-во иностранной литературы, 1957.
- Шаниро Д. Н. Основы теории и расчета усилителей высокой частоты. Связьиздат, 1962.
- Калихман С. Г. Высокочастотные широкополосные трансформаторы. «Радиотехника», 1953, № 6.
- Калихман С. Г. Широкополосный усилитель. «Радиотехника», 1953, № 6.
- Лавулин В. К. Частотнозабирательные цепи с экстронной настройкой. Изд-во «Энергия», 1966.
- Моршачин М. Е. Параметры полупроводникового триода в режиме преобразования частоты. «Электросвязь», 1960, № 12.
- Сифоров В. И. Радиоприемные устройства. Воениздат, 1954.
- K. Franz und E. Henze. Die dreipunktgleichlauf von Überlagerungsempfänger. Telefunkenzeitung Heft 3/4, 1964.
- Зеллях Э. В. Основы общей теории линейных электрических схем. Изд-во Академии Наук СССР, 1951.
- Атабеков Г. И. Теория линейных электрических цепей. Изд-во «Советское радио», 1960.
- Шнир Т. Э. Четырехполосник и электрические фильтры. Связьтехиздат 1934.

30. Коган С. С. Теория и расчет фильтров для установок дальней связи. Связьиздат, 1950.
31. Braus. Nullstellen Baudfilter, Funktechnik, 1955, № 5.
32. Petrik G. Nullstellen Bandfilter, Hochfrequenztechnik und Elektroakustik, Band 64, Heft 3, 1955.
33. Калихман С. Г. Балансные фильтры сосредоточенной селекции. «Радиотехника», 1957, № 12.
34. Петров А. Н., Шматченко В. Ф. Полосовые электромеханические фильтры радиочастот. Госэнергоиздат, 1961.
35. Волин М. Л. Усилители промежуточной частоты. Госэнергоиздат, 1955.
36. Чистяков Н. И., Сидоров В. М., Мельников В. С. Радиоприемные устройства. Связьиздат, 1958.
37. Палшков В. В. Радиоприемные устройства. Изд-во «Связь», 1965.
38. Чистяков Н. И. Резонансные усилители и предварительные селекторы. Связьиздат, 1939.
39. J. Meinhardt. Die Germaniumdiode in der demodulatorschaltung, Nachrichtentechnik, 1958, № 11.
40. Гуткин Л. С., Лебедев В. Л., Сифоров В. И. Радиоприемные устройства. Изд-во «Советское радио», 1961.
41. Банк М. У. Некоторые вопросы анализа частотных детекторов на кристаллических диодах. Труды конференции, посвященной 50-летию Великой Октябрьской социалистической революции.
42. Арзуманов В. Н., Дехтярёв В. С. О подавлении амплитудной модуляции в дробном детекторе. Труды ЛПИ им. М. И. Калинина, 1958, № 194.
43. Сигорский В. П. Анализ электронных схем. Государственное издательство технической литературы, 1964.
44. Нагорный Л. Я. Анализ и расчет усилительных схем. Государственное издательство технической литературы, 1963.
45. Цыкин Г. С. Электронные усилители. Связьиздат, 1963.
46. Войшвилло Г. В. УНЧ на электронных лампах. Связьиздат, 1963.
47. Лоу и др. Основы полупроводниковой электроники. Изд-во «Советское радио», 1958.

ОГЛАВЛЕНИЕ

| | Стр. |
|---|------|
| Предисловие | 3 |
| Глава первая. Параметры радиовещательных приемников и методики их определения | |
| 1.1. Параметры приемников | 4 |
| 1.2. Методика определения параметров приемников по полю | 8 |
| 1.2.1. Прием на электрическую антенну | 8 |
| 1.2.2. Прием на магнитную антенну | 11 |
| Глава вторая. Параметры полупроводниковых приборов | |
| 2.1. Введение | 15 |
| 2.2. Характеристические параметры | 16 |
| 2.3. Параметры физической эквивалентной схемы | 18 |
| 2.4. Функциональные зависимости характеристических параметров | 21 |
| Глава третья. Радиоприемные наружные и встроенные антенны | |
| 3.1. Общие сведения о радиовещательных приемных антеннах | 26 |
| 3.2. Диапазон радиовещания | 29 |
| 3.3. Наружная электрическая антенна и согласование ее со входом приемника | 29 |
| 3.3.1. Идея метода диапозонной компенсации реактансов | 30 |
| 3.3.2. Аппроксимация реактанса антенны эквивалентным двухполюсником | 30 |
| 3.3.3. Система согласования антенны с питающим фидером | 33 |
| 3.4. Встроенная ферритовая антенна | 37 |
| 3.4.1. Принцип действия | 37 |
| 3.4.2. Функциональная связь коэффициента магнитной проницаемости сердечника с геометрией катушки и сердечника | 40 |
| 3.4.3. Магнитная проницаемость катушки | 43 |
| 3.4.4. Аналитическое выражение для действующей высоты ферритовой антенны при заданной индуктивности | 45 |
| 3.4.5. Коэффициент связи между обмотками антенны | 47 |
| 3.4.6. Пределы регулировки индуктивности | 48 |
| 3.4.7. Зависимости действующей высоты антенны от линейных размеров и числа сердечников | 50 |
| 3.5. Встроенная рамочная антенна | 52 |
| 3.5.1. Общие сведения о рамочных антеннах | 52 |
| 3.5.2. Аналитическое выражение для действующей высоты рамочной антенны при заданной индуктивности | 53 |
| 3.6. Многодиапазонная магнитная антенна | 54 |
| 3.6.1. Методы построения многодиапазонной антенны | 54 |
| 3.6.2. Двухдиапазонная, односердечная ферритовая антенна | 55 |
| 3.6.3. Четырехдиапазонная, двухсердечная ферритовая антенна | 61 |
| | 473 |

| | |
|---|----|
| 3.6.4. Многодиапазонная антенна с общим источником возбуждения | 63 |
| 3.6.5. Сравнительная эффективность ферритовых и рамочных антенн портативных радиоприемников | 64 |
| 3.7. Магнитная антенна с круговой диаграммой направленности | 66 |
| 3.7.1. Идея всенаправленной магнитной антенны | 66 |
| 3.7.2. Метод критической связи между антенными контурами | 67 |
| 3.7.3. Двухканальная антенна с фазовращателем | 71 |
| 3.8. Встроенные телескопические антенны | 73 |
| 3.8.1. Симметричные антенны для укв приемников | 74 |
| 3.8.2. Несимметричная антенна для укв вещания | 77 |
| 3.8.3. Несимметричная антенна для кв приемников | 80 |

Глава четвертая. Входные цепи радиоприемников

| | |
|--|-----|
| 4.1. Требования, предъявляемые к входным цепям приемников | 82 |
| 2. Одноконтурные входные цепи для диапазона АМ вещания | 83 |
| 4.2.1. Обобщенная схема со сложной связью контура с антенной и нагрузкой | 83 |
| 4.2.2. Коэффициент передачи по полю | 84 |
| 4.2.3. Входная цепь с ферритовой антенной при комбинированной связи контура с транзистором | 89 |
| 4.2.4. Входная цепь при трансформаторной связи контура ферритовой антенны с транзистором | 96 |
| 4.2.5. Входная цепь при емкостной связи контура ферритовой антенны с транзистором | 97 |
| 4.2.6. Сравнительные частотные характеристики входных цепей с трансформаторной и емкостной связью контура с транзистором | 98 |
| 4.2.7. Входная цепь со штыревой антенной при емкостной связи ее с контуром | 99 |
| 4.2.8. Входная цепь со штыревой антенной при автотрансформаторной связи ее с контуром | 102 |
| 4.3. Одноконтурные схемы входных цепей для УКВ ЧМ вещания | 103 |
| 4.3.1. Узкополосная цепь, возбуждаемая внешней настроенной антенной | 103 |
| 4.3.2. Узкополосная цепь с внутренней ненастроенной антенной | 106 |
| 4.3.3. Узкополосная цепь с внутренней настроенной антенной | 108 |
| 4.3.4. Универсальная широкополосная цепь | 108 |
| 4.4. Двухконтурные входные цепи для диапазона АМ вещания | 110 |
| 4.4.1. Схема преселектора | 110 |
| 4.4.2. Коэффициент передачи по полю | 110 |
| 4.4.3. Рабочая полоса двухконтурного фильтра | 112 |
| 4.4.4. Расчет элементов связи | 115 |
| 4.5. Частотные характеристики настройки приемника | 117 |
| 4.5.1. Понятие о неравномерности шкалы настройки | 117 |
| 4.5.2. Неравномерность шкалы в преселекторе с прямочастотным конденсатором | 118 |
| 4.5.3. Неравномерность шкалы при использовании прямоемкостного конденсатора | 120 |

| | |
|--|-----|
| 4.5.4. Особенности расчета элементов преселектора при работе от настроенной рамочной антенны | 121 |
| 4.6. Селективные свойства входных цепей | 124 |
| 4.6.1. Частотная зависимость затухания мешающего сигнала в одноконтурном преселекторе | 125 |
| 4.6.2. Затухание на частоте паразитной настройки | 127 |
| 4.6.3. Затухание на частоте зеркального канала | 129 |
| 4.6.4. Частотная зависимость затухания мешающего сигнала в двухконтурном преселекторе | 133 |
| 4.7. Чувствительность по полю приемника АМ | 135 |
| 4.7.1. Общее выражение для чувствительности приемника | 135 |
| 4.7.2. Коэффициент шума приемников с одноконтурными и двухконтурными преселекторами | 137 |
| 4.7.3. Коэффициент шума многодиапазонной антенны с общим источником возбуждения | 139 |
| 4.8. Чувствительность по полю приемника ЧМ | 143 |

Глава пятая. Цепи питания усилителей

| | |
|--|-----|
| 5.1. Введение | 145 |
| 5.2. Цепи питания маломощных однокаскадных усилителей | 146 |
| 5.2.1. Обобщенная схема питания транзисторного каскада | 146 |
| 5.2.2. Формула температурной стабильности коллекторного тока | 151 |
| 5.2.3. Режимная стабильность транзисторов при изменении параметров $V_{ст}$, $I_{ко}$, $(I_{во})$ | 155 |
| 5.2.4. Методика расчета цепи питания каскада | 156 |
| 5.3. Цепи питания двухкаскадных усилителей с непосредственной связью | 159 |
| 5.3.1. Анализ усилителя с непосредственной связью | 175 |
| 5.3.2. Определение значений элементов схемы | 176 |
| 5.4. Цепи питания оконечных двухтактных усилителей мощности класса АВ | 176 |
| 5.4.1. Особенность работы и построения схем стабилизации двухтактных оконечных усилителей класса АВ | 178 |
| 5.4.2. Стабилизация рабочей точки выходного каскада терморезистором | 182 |
| 5.4.3. Стабилизация рабочей точки выходного каскада диодом | 186 |
| 5.4.4. Стабилизация рабочей точки выходного каскада током предварительного усилителя с непосредственной связью | 187 |
| 5.5. Устойчивость усилителей с различными схемами включения по постоянному току к изменению напряжения источника питания | 187 |
| 5.5.1. Стабильность режима транзистора при изменении напряжения источника питания | 188 |
| 5.5.2. Пути построения схем радиоприемников, устойчивых к изменению напряжения источника питания | 191 |
| 5.5.3. Питание базовых цепей от отдельной батареи | 192 |
| 5.5.4. Питание базовых цепей с помощью нелинейных элементов — стабилизаторов напряжения и расчет цепи стабилизации | 192 |
| 5.5.5. Стабилизаторы напряжения питания базовых и коллекторных цепей | 195 |

Глава шестая. Тракт высокой частоты

| | |
|---|-----|
| 6.1. Усилители высокой частоты | 200 |
| 6.1.1. Основные положения | 200 |
| 6.1.2. Резонансный усилитель | 202 |
| 6.1.3. Широкополосный усилитель | 212 |
| 6.1.4. Аperiodический усилитель | 214 |
| 6.1.5. Резистивный усилитель | 215 |
| 6.1.6. Усилитель с цепочечным включением транзисторов | 216 |
| 6.2. Колебательные контуры с электронной перестройкой частоты | 218 |
| 6.2.1. Преимущества электронного метода управления частотой | 218 |
| 6.2.2. Связь емкостей и добротности контура с управляющим напряжением | 218 |
| 6.2.3. Синхронность изменения частоты в контурах с варикапами | 221 |
| 6.2.4. Режимная и температурная стабильность варикапов | 227 |
| 6.3. Нелинейные искажения в усилителях высокой частоты | 229 |
| 6.3.1. Искажения огибающей входного напряжения | 230 |
| 6.3.2. Перекрестная модуляция | 237 |
| 6.3.3. Помехи вида $2f_{н1} - f_{н2}$ | 239 |
| 6.4. Преобразователи частоты | 240 |
| 6.4.1. Параметры транзисторного преобразователя частоты | 240 |
| 6.4.2. Параметры диодного преобразователя частоты | 244 |
| 6.4.3. Схемы преобразователей частоты и гетеродинов | 248 |
| 6.5. Сопряжение настроек контуров гетеродина и преселектора | 251 |
| 6.5.1. Основные положения теории | 252 |
| 6.5.2. Эквивалентность различных схем сопряжения | 258 |
| 6.6. Нелинейные искажения в преобразователях частоты | 260 |
| 6.6.1. Искажения огибающей кривой входного напряжения | 260 |
| 6.6.2. Перекрестная модуляция | 263 |
| 6.7. Побочные каналы приема | 265 |
| 6.7.1. Реальная картина помехозащищенности современных транзисторных радиовещательных приемников | 265 |
| 6.7.2. Эффективность преобразования на гармонических частотах гетеродина | 266 |
| 6.7.3. Частотные характеристики коэффициента передачи преселекторов с различными схемами коммутации обмоток ферритовых антенн | 269 |

Глава седьмая. Тракт промежуточной частоты

| | |
|---|-----|
| 7.1. Различные пути построения трактов промежуточной частоты | 280 |
| 7.2. Трансформация импедансов в широкой полосе радиочастот | 281 |
| 7.2.1. Основные положения | 281 |
| 7.2.2. Схемы трансформаторных фильтров | 282 |
| 7.2.3. Частотные зависимости предельных коэффициентов трансформации | 290 |
| 7.3. Системы сосредоточенной селекции на LC контурах | 291 |
| 7.3.1. Типы полосовых звеньев | 291 |
| 7.3.2. Частотная характеристика усилителя | 292 |

| | |
|---|-----|
| 7.3.3. Собственное затухание звеньев | 295 |
| А. Затухание звена типа III_2 | 295 |
| 1. $A=0$ | 296 |
| 2. Затухание на частотах среза | 296 |
| 3. Затухание на дальних скатах | 296 |
| Б. Затухание в звене типа III_4 | 298 |
| 7.3.4. Затухание вследствие несогласованностей с нагрузками | 308 |
| 7.3.5. Построение многозвенных фильтров | 310 |
| 7.3.6. Балансные фильтры сосредоточенной селекции | 318 |
| 7.4. Система сосредоточенной селекции на пьезоэлектрических и электро-механических фильтрах | 313 |
| 7.4.1. Пьезоэлектрические фильтры | 315 |
| 7.4.2. Электромеханические фильтры | 318 |
| 7.4.3. Гьезомеханические фильтры | 322 |
| 7.5. Системы распределенной селекции | 322 |
| 7.5.1. Одноконтурные усилители с синхронно настроенными каскадами | 323 |
| 7.5.2. Одноконтурные усилители с взаиморасстроенными каскадами | 324 |
| 7.5.3. Двухконтурные усилители | 327 |
| 7.5.4. Аperiodические каскады усиления | 327 |

Глава восьмая. Детекторы АМ и ЧМ сигналов

| | |
|---|-----|
| 8.1. Детектирование АМ сигнала | 328 |
| 8.1.1. Особенность работы амплитудного диодного детектора транзисторного радиоприемника | 328 |
| 8.1.2. Параметры экспоненциального диодного детектора для немодулированного и амплитудномодулированного сигналов | 329 |
| 8.1.3. Коэффициент передачи тракта УПЧ-детектор | 340 |
| 1. Условие постоянства полосы пропускания оконечного каскада УПЧ | 342 |
| 2. Условие постоянства выходного напряжения детектора | 343 |
| 3. Условие постоянства входного напряжения УПЧ | 347 |
| 8.1.4. Нелинейные искажения детектора | 352 |
| 8.1.5. Влияние температуры окружающей среды и технологического разброса характеристик диодов на работу детекторной цепи | 353 |
| 8.1.6. Способы стабилизации параметров детекторной цепи | 356 |
| 8.1.7. Согласование детектора с УПЧ и УНЧ | 356 |
| Условия получения минимальных нелинейных искажений | 357 |
| Расчет оконечного каскада УПЧ и элементов связи с детектором | 358 |
| 8.1.8. Детектирование АМ сигнала триодными детекторами | 363 |
| 8.1.9. Некоторые задачи при проектировании тракта УПЧ-детектор-УНЧ. Методика их решения | 363 |
| I. Методика расчета | 369 |
| II. Методика расчета | 377 |
| III. Методика расчета | 379 |
| IV. Методика расчета | 380 |
| V. Методика расчета | 477 |

| | |
|---|-----|
| 8.2. Детектирование ЧМ сигнала | 384 |
| 8.2.1. Работа частотного детектора при подаче на вход немодулированного сигнала | 385 |
| 8.2.2. Параметры детектора ЧМ сигнала | 387 |
| 1. Определение глубины амплитудной модуляции m | 387 |
| 2. Детектор АМ сигнала, эквивалентный частотному детектору для токов низкой частоты | 388 |
| 3. Коэффициент передачи частотного детектора | 391 |
| 8.2.3. Подавление сопутствующей амплитудной модуляции | 392 |
| 8.2.4. Нелинейные искажения и дополнительные настройки в частотном детекторе | 394 |

Глава девятая. Усилители низкой частоты

| | |
|--|-----|
| 9.1. Схемы включения транзистора | 396 |
| 9.2. Усилители класса А с RC-связью | 403 |
| 9.2.1. Каскад, стабилизированный резистором в цепи эмиттера | 403 |
| Расчет коллекторного тока каскада и сопротивления нагрузки постоянному току | 404 |
| Кпд каскада | 405 |
| Частотная характеристика каскада в области низших частот | 406 |
| Расчет параметров каскада | 409 |
| 9.2.2. Каскад с резистором в цепи эмиттера, нешунтированным емкостью | 409 |
| 9.2.3. Каскад с автоматическим смещением | 410 |
| 9.3. Усилители класса А с непосредственной связью | 414 |
| 9.4. Усилители класса А с трансформаторной связью | 418 |
| 9.4.1. Расчет коллекторного тока каскада и коэффициента трансформации переходного трансформатора | 419 |
| 9.4.2. Частотная характеристика каскада в области низших частот | 420 |
| 9.4.3. Расчет параметров каскада | 423 |
| 9.5. Двухтактные трансформаторные усилители класса АВ | 424 |
| 9.5.1. Определение коэффициента трансформации и индуктивностей обмоток выходного трансформатора | 425 |
| 9.5.2. Расчет режима работы каскада | 426 |
| 9.5.3. Расчет параметров каскада | 427 |
| 9.5.4. Выбор напряжения смещения и расчет делителя напряжения во входной цепи двухтактного каскада | 430 |
| 9.6. Двухтактные усилители класса АВ без выходных трансформаторов | 431 |
| 9.6.1. Выходной каскад, работающий на громкоговоритель со средней точкой | 432 |
| 9.6.2. Выходной каскад с параллельным включением нагрузки | 434 |
| 9.6.3. Выходной каскад, собранный по мостовой схеме | 439 |
| 9.7. Нелинейные искажения в каскадах УНЧ | 442 |
| 9.7.1. Коэффициент гармоник двухтактного каскада класса АВ | 444 |
| 9.7.2. Критерии подбора пары транзисторов для работы в оконечном двухтактном каскаде | 446 |

| | |
|---|-----|
| 9.8. Обратные связи в усилителях низкой частоты | 447 |
|---|-----|

Глава десятая. Регулировки в радиоприемниках

| | |
|---|-----|
| 10.1. Автоматическая регулировка усиления | 456 |
| 10.1.1. Схемы АРУ при регулировании усиления в одном каскаде | 456 |
| 10.1.2. Схемы АРУ при регулировании усиления в двух каскадах | 464 |
| 10.1.3. Схемы АРУ, использующие управляемые нелинейные элементы | 465 |
| 10.2. Регулирование полосы пропускания в тракте УПЧ | 467 |
| Литература | 471 |

Семен Григорьевич Калихман, Ян Михайлович Левин
 ТЕОРИИ И РАСЧЕТА РАДИОВЕЩАТЕЛЬНЫХ ПРИЕМНИКОВ
 НА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРАХ

Редактор В. Л. Черняк
 Корректор Г. Г. Лев

Бор 27/V 1969 г. Подписано в печ. 15/VIII 1969 г. Форм. бум. 60×90/16
 4,06 б. л. (вклейка) 30,06 усл.-п. л. 27,89 уч.-изд. л.
 Тираж 30 000 экз. (2-й завод 12 000—30 000 экз.)
 Цена 1 р. 94 к.

Издательство «Связь», Москва-центр, Чистопрудный бульвар, 2
 Редакция издательства «Связь» Комитета по печати при Совете
 министров СССР, Москва-центр, ул. Кирова, 40. Зак. тип. 355

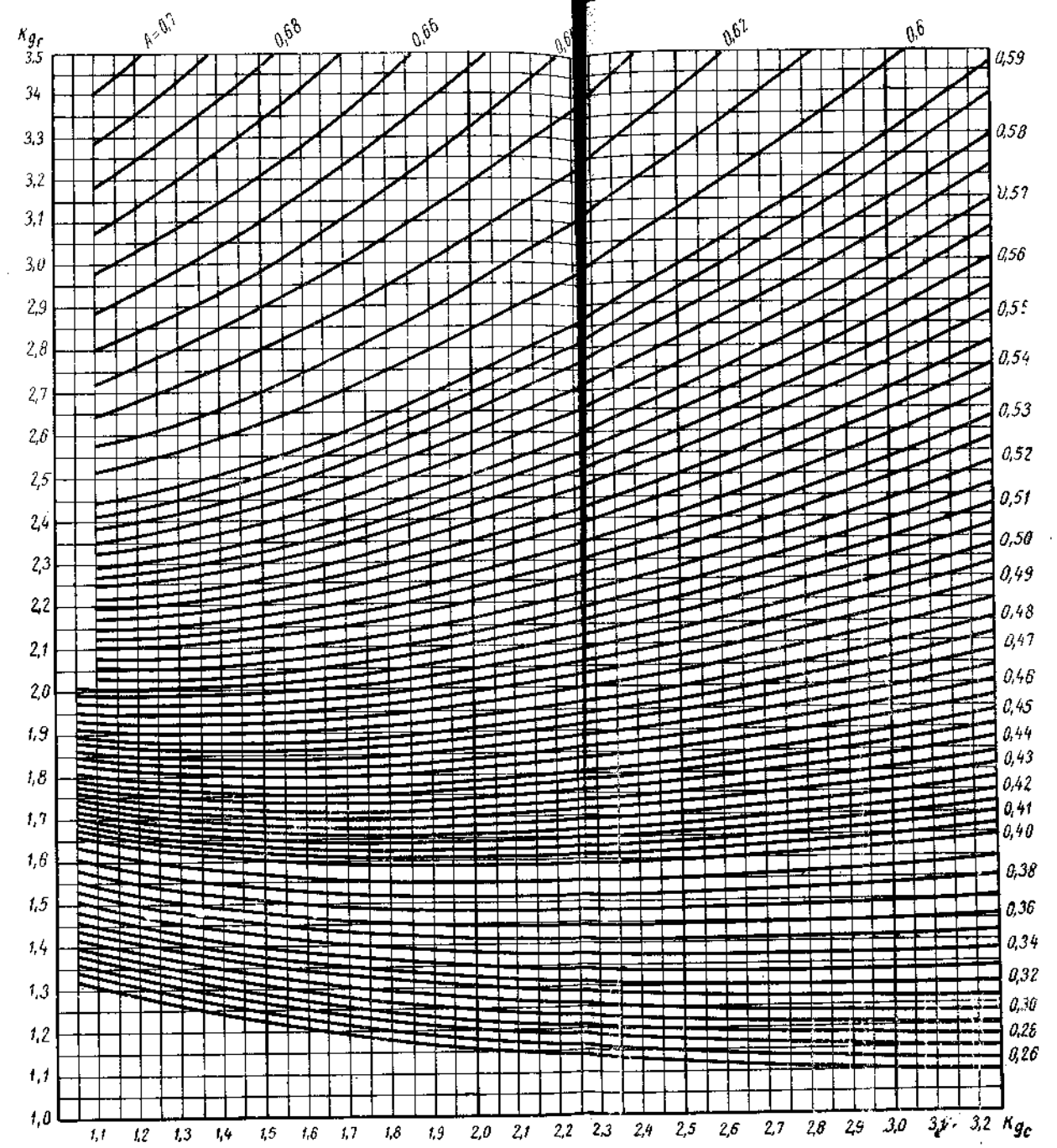


Рис 6.21. Связь вспомогательной функции (A) с коэффициентами перекрытия $K_{дг}$ и $K_{де}$