С. Г. КАЛИХМАН, Я. М. ЛЕВИН

ОСНОВЫ ТЕОРИИ И РАСЧЕТА РАДИОВЕЩАТЕЛЬНЫХ ПРИЕМНИКОВ НА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРАХ

А75045

ИЗДАТЕЛЬСТВО «СВЯЗЬ»
МОСКВА 1969

УДК 621.396.62

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

3-4-3
48-69

Центральна [illegible]ова
БІБЛІОТЕКА при ХДУ
Інв. №

ПРЕДИСЛОВИЕ

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., чьими ценными советами 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».

ГЛАВА ПЕРВАЯ

ПАРАМЕТРЫ РАДИОВЕЩАТЕЛЬНЫХ ПРИЕМНИКОВ И МЕТОДИКА ИХ ОПРЕДЕЛЕНИЯ

◆ ◆

1.1. ПАРАМЕТРЫ ПРИЕМНИКОВ [1])

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 $P_{тс}=5$ *мвт* для приемников с $P_{вых}\leqslant 150$ *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, нормали, 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 неодновременное 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 бо́льших 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 $P_{вых}\leqslant 150$ *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 интермодуляции [1]).

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

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

3. $f_{п1} - f_{п2} = f_c$, $f_{п1} > f_{п2}$, $10\ кгц < |f_{п2} - f_c| \ll f_c$.
4. $f_{п1} + f_{п2} = f_c$, $f_{п1} > \frac{1}{2} f_c > f_{п2}$, $10\ кгц < f_{п1} - f_{п2} \ll f_c$.
5. $f_{п1} + f_{п2} = f_{зк}$, $f_{п1} > \frac{1}{2} f_{зк} > f_{п2}$, $10\ кгц < |f_{п2} - f_{зк}| \ll f_{зк}$.
6. $2f_{п1} - f_{п2} = f_c$, $10\ кгц < |f_{п1} - f_c| \ll f_c$.

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

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

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:

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

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

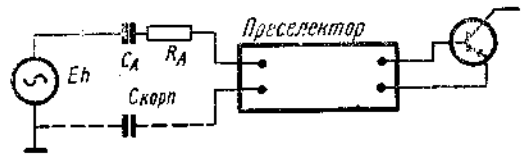


Рис. 1.1. Эквивалентная схема связи телескопической антенны с преселектором приемника

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

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

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 $C_{посл}$, величина которой определяется из выражения

$$C_{посл} = C_{экв} - C_{Амин}, \tag{1.3}$$

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

r — средний радиус трубки антенны.

При этих условиях чувствительность приемника по полю

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

$$h = \frac{l_{макс}}{2},$$

где $l_{макс}$ — 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 $R_{вх}$, $L_{Аэ}$, $C_{Аэ}$ [ф-лы (3.110) — (3.113)]. При измерениях чувствительности по напряжению *ГСС* с внутренним сопротивлением $R_{ген}$ шунтируется сопротивлением $R_{ш}$ такой величины, что

$$R_{ш} = \frac{R_{ген}R_{вх}}{R_{ген} - R_{вх}}. \tag{1.5}$$

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

$$u_{пр} = u_{ГСС}\frac{2R_{ш}}{R_{ген} + R_{ш}}. \tag{1.6}$$

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

$$u_{пр} = u_{ГСС}\frac{R_{ш}}{R_{ген} + R_{ш}}. \tag{1.7}$$

Чувствительность приемника по полю для укв приемника со штыревой антенной

$$E = \frac{u_{пр}}{h},$$

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

При $R_{э} > R_{ген}$ ($R_{э} = R_{вх}$) последовательно с $R_{ген}$ 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 $R_{вх}$, $L_{А}$ и $C_{А}$ определяются из ф-л (3.101)—(3.104).

Для симметричного полуволнового вибратора эквивалентом антенны является активное сопротивление $R_{А} = R_{вх} = 80$ *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 синфазновозбуждаемых 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,

$$H = \frac{I_{р}}{2R}\frac{R^3}{(\sqrt{R^2 + a^2})^3}, \tag{1.8}$$

где $I_{р} = \frac{u_{ГСС}}{R_{доб}}$ — круговой ток рамки; R — радиус рамки; $R_{доб}$ — 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

$$E\left(\frac{в}{м}\right) = \frac{60 \cdot Su_{ГСС}}{R_{доб}(R^2 + a^2)^{3/2}}, \tag{1.9}$$

где S — площадь рамки.

Для прямоугольной рамки эквивалентное значение $R = R_{э}$ находится из соотношения

$$R_{э} = \sqrt{\frac{S}{\pi}}.$$

При заданном значении $R_{э}$ поле, создаваемое прямоугольной рамкой на расстоянии a от ее центра,

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

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

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

Для удобства отсчета величины напряженности поля целесообразно принять

$$\frac{u_{ГСС}}{E} = 10.$$

Тогда

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

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

Излучатель из двух синфазновозбуждаемых рамочных антенн состоит из двух синфазновозбуждаемых 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.

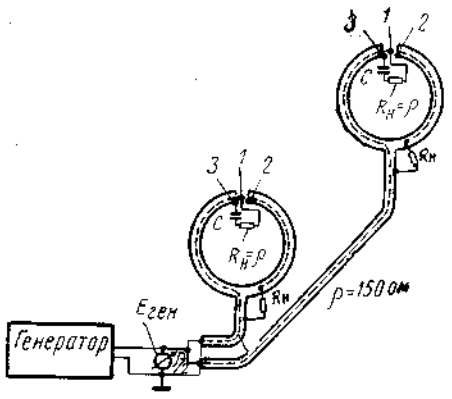


Рис. 1.2. Общая схема аппаратуры стандартного магнитного поля

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 $R_н$. При этом волновые сопротивления рамки, питающего фидера и нагрузочного сопротивления выбираются равными $R_н=\rho$. 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 $R_н=\rho$ и индуктивное сопротивление между зажимами *2—3* $\omega L_р$, где $L_р$ — индуктивность экрана. К зажимам *1—3* подключена цепочка $R_н—C$, подобранная так, что

$\sqrt{\frac{L_р}{C}} = R_н = \rho$. Эта цепочка вместе с параллельно соединенной с ней цепочкой $R_н L_р$ 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

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_р C}}.$$

При выбранных параметрах рамок ($R=20{,}4$ *см*, $L_р=1{,}12$ *мкгн*, $C=50$ *пф*, $\rho=150$ *ом*) поле в промежутке между ними

$$E_{\left(\frac{в}{м}\right)} = \varphi_1(a)\,\varphi_2\left(\frac{f}{f_0}\right) U_{ГСС},$$

где

$$\varphi_1(a) = \frac{12{,}3\,\frac{в}{м}}{\sqrt{\left(1+2{,}4\cdot 10^{-3}\cdot a_{см}^2\right)^3}},$$

$$\varphi_2\left(\frac{f}{f_0}\right) = \frac{1}{\sqrt{1+\frac{f^2}{f_0^2}}}.$$

Функции $\varphi_1(a)$ и $\varphi_2\left(\frac{f}{f_0}\right)$ приведены на рис. 1.3 и 1.4.

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

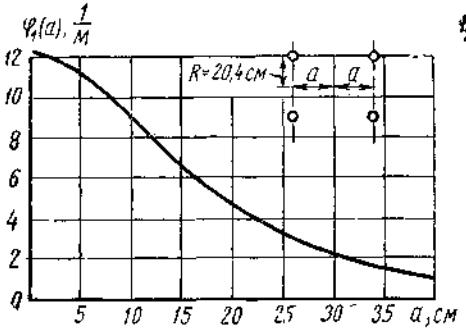


Рис. 1.3. Зависимость электрического поля от расстояния между рамками

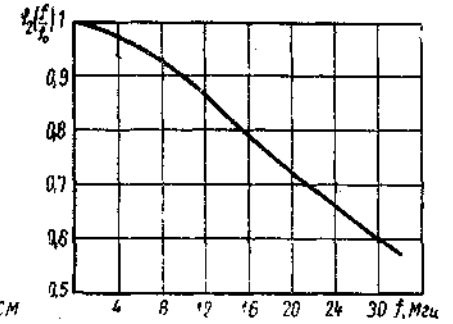


Рис. 1.4. Частотная поправочная кривая

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

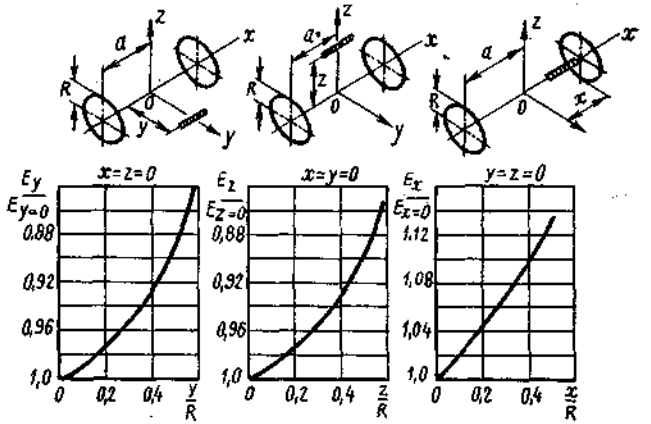


Рис. 1.5. Кривые, характеризующие неоднородность поля в различных плоскостях между рамками

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*.

ГЛАВА ВТОРАЯ

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-

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 зависимых и независимых переменных.

Рис. 2.1. Транзистор как активный четырехполюсник

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

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

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):

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

Эти две системы получили на практике наибольшее распространение.

Физический смысл ур-ний (2.1), (2.2) легко уяснить из рис. 2.2. Каждая эквивалентная схема содержит два автономных генератора соответственно во входной и выходной цепях транзистора, причем входной генератор определяется выходным напряжением,

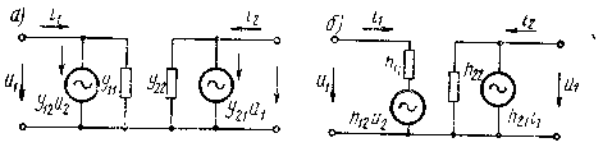


Рис. 2.2. Двухгенераторная эквивалентная схема транзистора:
а) в системе *Y*-параметров; *б)* в системе *H*-параметров

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:

$y_{11}=\left.\frac{i_1}{u_1}\right|_{u_2=0}$ — входная проводимость при короткозамкнутом выходе;

$y_{12}=\left.\frac{i_1}{u_2}\right|_{u_1=0}$ — проводимость обратной передачи при короткозамкнутом входе;

$y_{21}=\left.\frac{i_2}{u_1}\right|_{u_2=0}$ — проводимость прямой передачи при короткозамкнутом выходе;

$y_{22}=\left.\frac{i_2}{u_2}\right|_{u_1=0}$ — выходная проводимость при короткозамкнутом входе.

Для системы *h*-параметров:

$h_{11}=\left.\frac{u_2}{i_1}\right|_{u_2=0}$ — входной импеданс при короткозамкнутом выходе;

$h_{12}=\left.\frac{u_1}{u_2}\right|_{i_1=0}$ — обратная величина коэффициента усиления по напряжению при разомкнутом входе;

$h_{21}=\left.\frac{i_2}{i_1}\right|_{u_2=0}$ — коэффициент усиления по току при короткозамкнутом выходе;

$h_{22}=\left.\frac{i_2}{u_2}\right|_{i_1=0}$ — выходная проводимость при разомкнутом входе.

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

Центральна Наукова
БІБЛІОТЕКА при ХДУ
Інв. №
А75045

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. Показано[1]), что сплавно-диффузионные транзисторы могут быть представлены в виде теоретической модели (т.м.), трех емкостей и сопротивления (рис. 2.3).

На рис. 2.3 $r_{бе}$ — омическое сопротивление базы, $C_э$ — зарядная емкость эмиттерного перехода, $C_{к1}$ и $C_{к2}$ — емкости коллекторного перехода. Полная емкость коллекторного перехода $C_к = C_{к1} + C_{к2}$ (обычно $C_{к1} \ll C_к$).

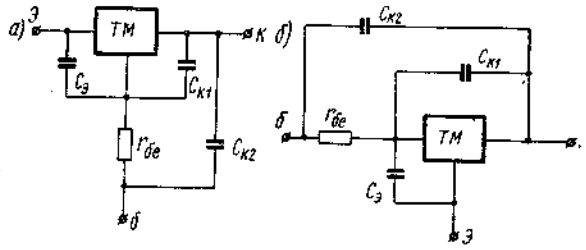


Рис. 2.3. Физическая эквивалентная схема транзистора: *а)* схема с общей базой, *б)* схема с общим эмиттером

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

$$r_э = \frac{\kappa T}{q I_э}$$

(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

$$\gamma = \frac{1}{1 + i\,\omega C_э r_э};$$

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

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

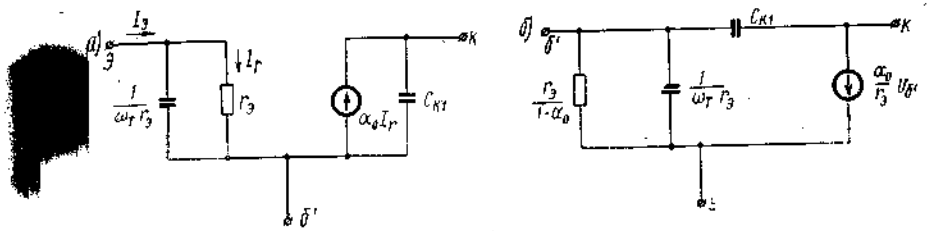


Рис. 2.4. Упрощенная эквивалентная схема теоретической модели: *а)* схема с общей базой; *б)* схема с общим эмиттером

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

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

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

т. е.

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

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

$$|\beta|\omega \approx \omega_т \approx \frac{1}{\frac{1}{\omega_{т_\alpha}} + C_э r_э}. \qquad (2.4)$$

Выражение (2.4) может быть записано в иной форме:

$$\frac{1}{\omega_т} = \frac{1}{\omega_{т_\alpha}} + C_э r_э,$$

$$\frac{1}{|\beta|} = \frac{1}{|\beta_{т.м.}|} + \omega C_э r_э.$$

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

Таблица 2.1

Параметры		Схема с ОБ	Схема с О.Э.
$Y_{11}=g_{11}+ib_{11}$	g_{11}	$\dfrac{1+\dfrac{\omega}{\omega_\tau}\cdot\dfrac{\omega}{\omega_s}}{h_{11}\left[1+\left(\dfrac{\omega}{\omega_s}\right)^2\right]}$	$\dfrac{1+\beta_0\dfrac{\omega}{\omega_\tau}\cdot\dfrac{\omega}{\omega_s}}{\beta_0 h_{11}\left[1+\left(\dfrac{\omega}{\omega_s}\right)^2\right]}$
	b_{11}	$\dfrac{\dfrac{\omega}{\omega_\tau}-\dfrac{\omega}{\omega_s}}{h_{11}\left[1+\left(\dfrac{\omega}{\omega_s}\right)^2\right]}$	$\dfrac{\beta_0\dfrac{\omega}{\omega_\tau}-\dfrac{\omega}{\omega_s}}{\beta_0 h_{11}\left[1+\left(\dfrac{\omega}{\omega_s}\right)^2\right]}$
$Y_{21}=g_{21}+ib_{21}$	g_{21}	$-\dfrac{\alpha_0}{h_{11}\left[1+\left(\dfrac{\omega}{\omega_s}\right)^2\right]}$	$\dfrac{\alpha_0}{h_{11}\left[1+\left(\dfrac{\omega}{\omega_s}\right)^2\right]}$
	b_{21}	$\dfrac{\alpha_0\dfrac{\omega}{\omega_s}}{h_{11}\left[1+\left(\dfrac{\omega}{\omega_s}\right)^2\right]}$	$\dfrac{\alpha_0\dfrac{\omega}{\omega_s}}{h_{11}\left[1+\left(\dfrac{\omega}{\omega_s}\right)^2\right]}$
$Y_{12}=g_{12}+ib_{12}$	g_{12}	$\dfrac{\omega\tau_к\left(\dfrac{\omega}{\omega_\tau}-\dfrac{\omega}{\omega_s}\right)}{h_{11}\left[1+\left(\dfrac{\omega}{\omega_s}\right)^2\right]}$	$\dfrac{\omega\tau_к\left(\beta_0\dfrac{\omega}{\omega_\tau}-\dfrac{\omega}{\omega_s}\right)}{\beta_0 h_{11}\left[1+\left(\dfrac{\omega}{\omega_s}\right)^2\right]}$
	b_{12}	$-\dfrac{\omega\tau_к\left(1+\dfrac{\omega}{\omega_\tau}\cdot\dfrac{\omega}{\omega_s}\right)}{h_{11}\left[1+\left(\dfrac{\omega}{\omega_s}\right)^2\right]}$	$-\omega C_к+\dfrac{\omega\tau_к\left(1+\beta_0\dfrac{\omega}{\omega_\tau}\cdot\dfrac{\omega}{\omega_s}\right)}{\beta_0 h_{11}\left[1+\left(\dfrac{\omega}{\omega_s}\right)^2\right]}$
$Y_{22}=g_{22}+ib_{22}$	g_{22}	$\dfrac{\omega\tau_к\dfrac{\omega}{\omega_s}}{h_{11}\left[1+\left(\dfrac{\omega}{\omega_s}\right)^2\right]}$	
	b_{22}	$\omega C_к+\dfrac{\omega\tau_к}{h_{11}\left[1+\left(\dfrac{\omega}{\omega_s}\right)^2\right]}$	
Примечание		$h_{11}=r_э+\dfrac{r_{бе}}{\beta_0}$ $\quad\omega_s=\omega_\tau\dfrac{h_{11}}{r_{бе}}$ $\tau_к=r_{бе}C_{к1}$ $\omega_\tau=[\beta]\omega$ β_0—значение β на нч	

α_0; h_{11}; ω_τ; $r_{бе}$; $\tau_к$; $C_к$, где $h_{11}=r_э+\dfrac{r_{бе}}{\beta_0}$ — значение входного сопротивления в схеме с общей фазой на низкой частоте $\left(\beta_0=\dfrac{\alpha_0}{1-\alpha_0}\right)$, $\tau_к=r_{бе}C_{к1}$ — 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 $\omega_s=\omega_\tau\dfrac{h_{11}}{r_{бе}}$ — предельная частота по крутизне. В диапазоне частот, где $\dfrac{\omega}{\omega_s}<0{,}3$, расчетные соотношения могут быть существенно упрощены.

2.4. ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ ЗАВИСИМОСТИ ХАРАКТЕРИСТИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ

Характеристические параметры транзистора являются функциями режима его работы по постоянному току ($I_э$, $U_{кэ}$), 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 ($I_э$, $U_{кэ}$).

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

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

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.

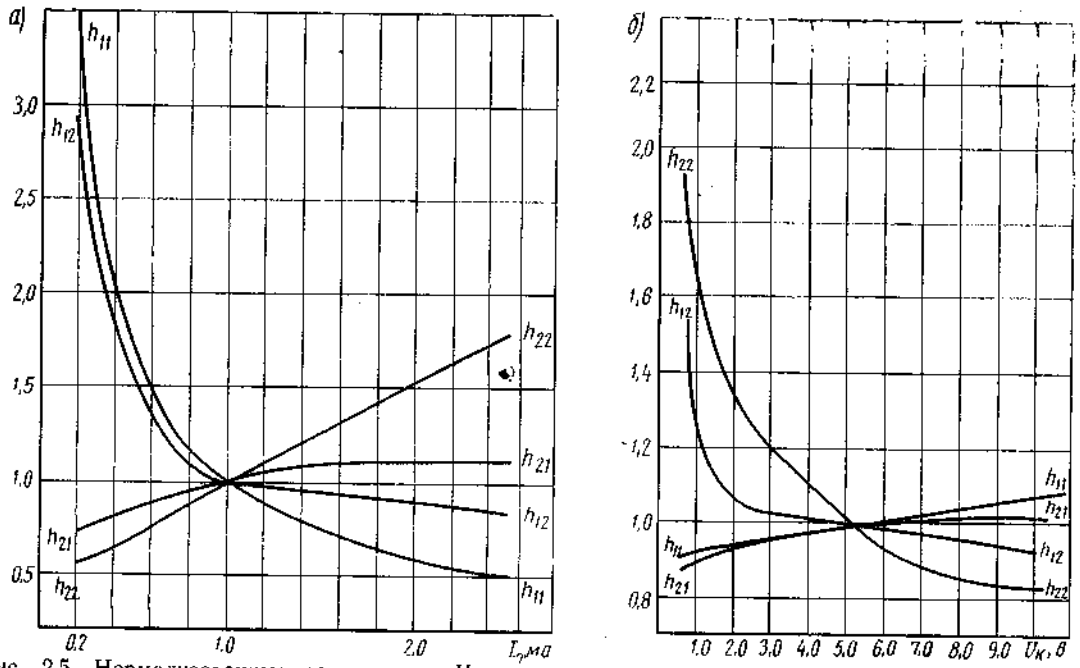


Рис. 2.5. Нормализованные зависимости H-параметров маломощных низкочастотных транзисторов: *а*) от тока эмиттера при $U_{кэ}$=5 *в*; *б*) от напряжения коллектор-эмиттер при $I_э$=1 *ма*

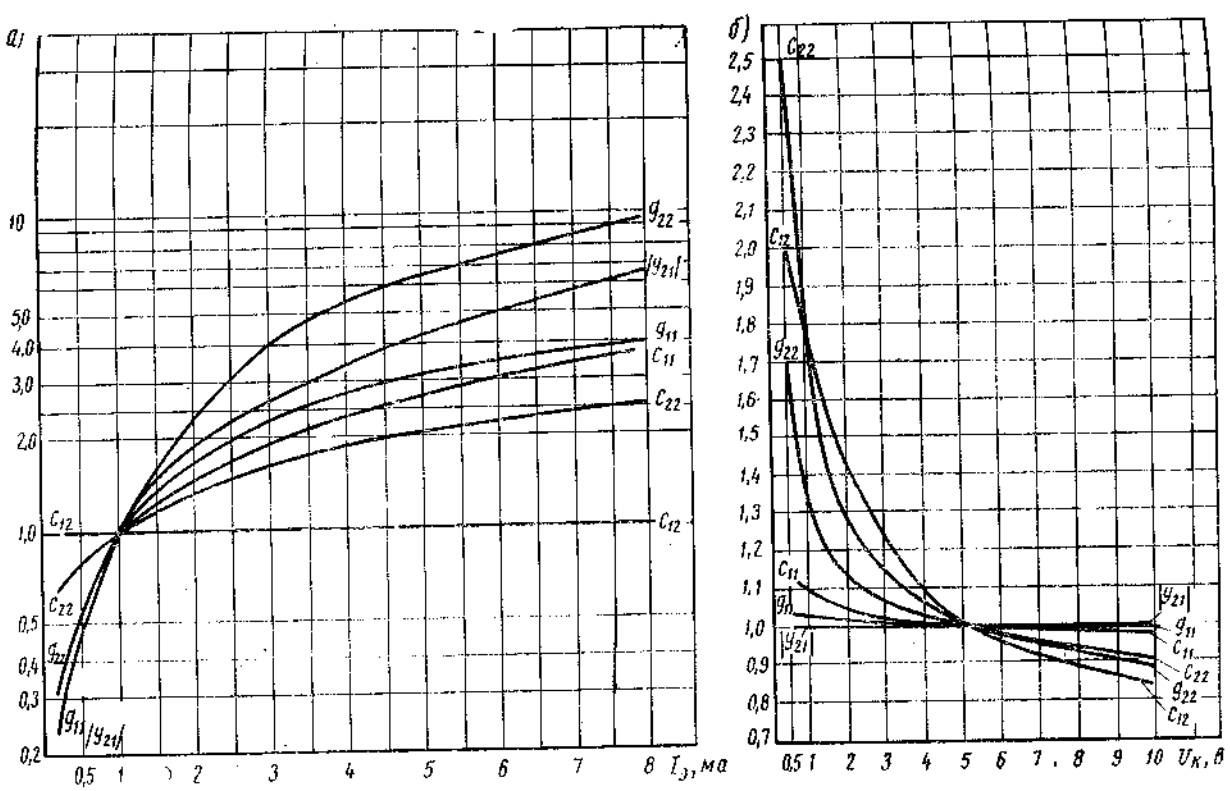


Рис. 2.6. Нормализованные зависимости Y-параметров маломощных высокочастотных транзисторов: *а*) от тока эмиттера при $U_{кэ}$=5 *в*; *б*) от напряжения коллектор-эмиттер при $I_э$=1 *ма*

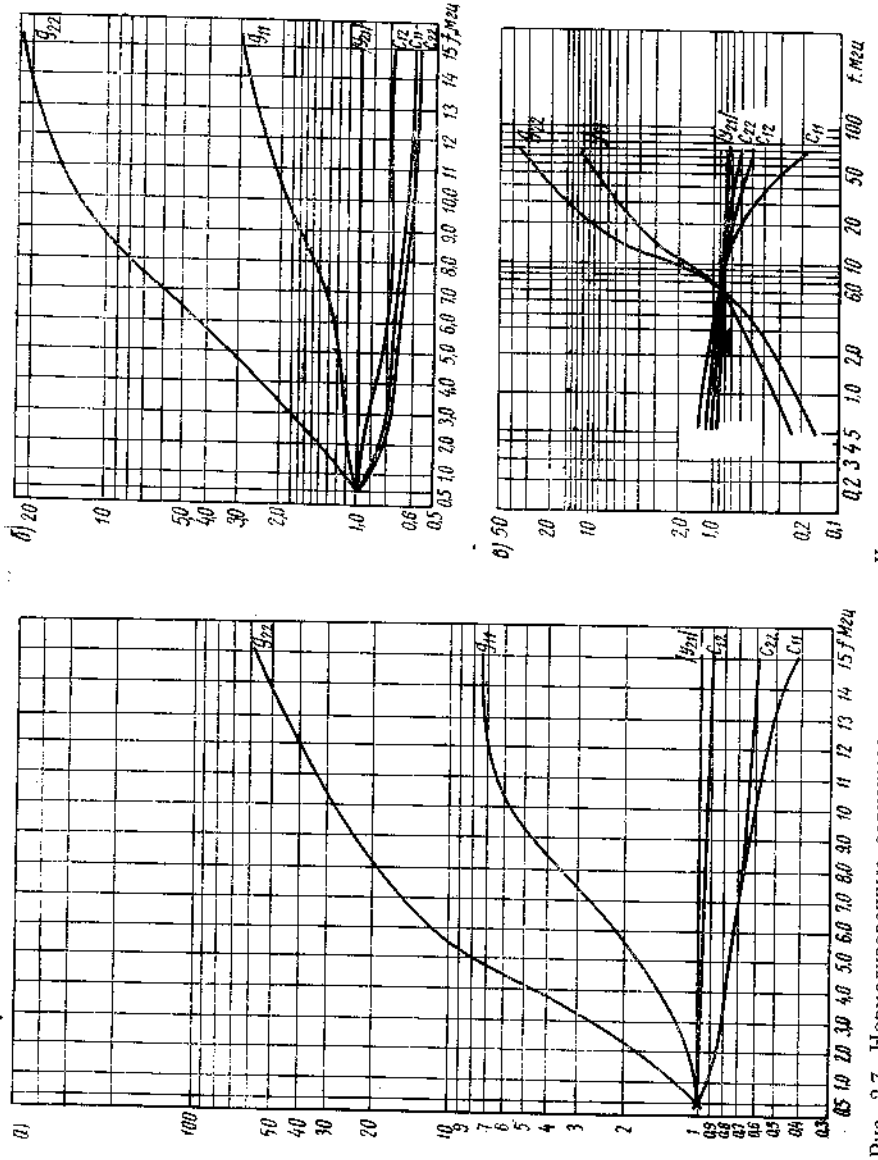


Рис. 2.7. Нормализованные зависимости от частоты Y-параметров маломощных высокочастотных транзисторов:
а) типа П-422; *б)* типа ГТ-309; *в)* типа ГТ-322

Видно, что изменение $B_{ст}$ от температуры приблизительно равно 1%/°С.

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 ($R_г$). Видно, что для каждого режима питания транзистора существует значение $R_г = R_{г\,опт}$, при котором $N = N_{мин}$. При этом с изменением тока коллектора значение $R_{г\,опт}$ смещается, но так, что величина $N_{мин}$ практически сохраняется.

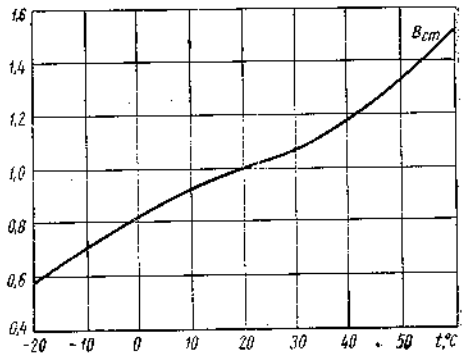


Рис. 2.8. Нормализованные зависимости статического коэффициента усиления по току в схеме с общим эмиттером от температуры

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

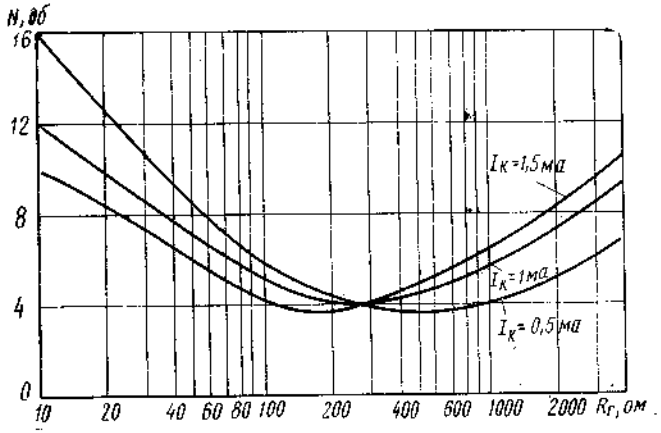


Рис. 2.9. Типовая зависимость коэффициента шума высокочастотных транзисторов от сопротивления генератора

изменении $R_г$ в три раза относительно оптимального значения коэффициент шума возрастает не более чем на 1 *дб*.

ГЛАВА ТРЕТЬЯ

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 индустриальных 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 $1/r^3$, 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 индустриальных помех является применение магнитных антенн. Так как в волновой зоне напряженности магнитного $H_{сигн}$ и электрического $E_{сигн}$ полей сигнала связаны между собою соотношением

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

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

$$\frac{E_{пом}}{H_{пом}} = 120\pi.$$

В действительности для волн длиннее 20 *м* отношение $\frac{E_{пом}}{H_{пом}}$ 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 бóльшей 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 $f_{мин} \div f_{макс}$ кгц	Номинальная полоса частот $\Delta f = f_{макс} - f_{мин}$ кгц	Средняя частота $f_{ср} = \sqrt{f_{макс} \times f_{мин}}$ кгц	Относительная полоса $\frac{\Delta f}{f_{ср}} 100$
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. Вопросам 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 $Z_A = R_A + i X_A$, 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 $f_{н1} = 10$ *Мгц* и полюсом на $f_{п2} = 21{,}3$ *Мгц* [1]. 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 $f_{п2} = 21{,}3$ *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.

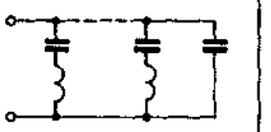
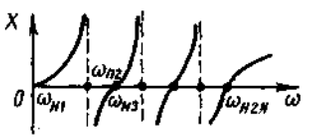
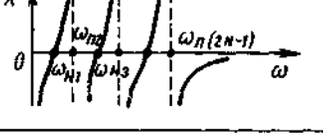
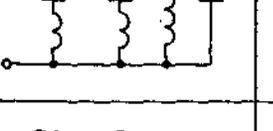
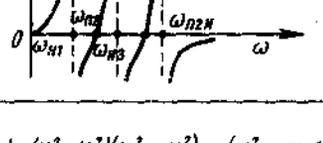
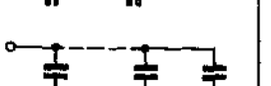
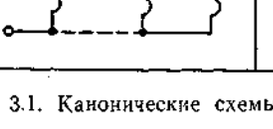
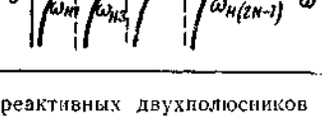
Класс двухполюсника	Варианты канонической схемы	Функциональная зависимость реактанса при числе элементов равном 2N
I		$X = \omega L_0 \frac{(\omega_{н3}^2-\omega^2)(\omega_{н5}^2-\omega^2)\dots(\omega_{н2н}^2-\omega^2)}{(\omega_{п2}^2-\omega^2)(\omega_{п4}^2-\omega^2)\dots(\omega_{п(2н-1)}^2-\omega^2)}$
$\omega_{н1}=0$		
$\omega_{н2н}\neq\infty$		
II		$X = \frac{1}{\omega C_0} \frac{(\omega_{н1}^2-\omega^2)(\omega_{н3}^2-\omega^2)\dots(\omega_{н(2н-2)}^2-\omega^2)}{(\omega_{п2}^2-\omega^2)(\omega_{п4}^2-\omega^2)\dots(\omega_{п(2н-1)}^2-\omega^2)}$ (3.2)
$\omega_{н1}\neq 0$		
$\omega_{н2н}=\infty$		
III		$X = \frac{\omega}{C_0} \frac{(\omega_{н3}^2-\omega^2)(\omega_{н5}^2-\omega^2)\dots(\omega_{н(2н-1)}^2-\omega^2)}{(\omega_{п2}^2-\omega^2)(\omega_{п4}^2-\omega^2)\dots(\omega_{п2н}^2-\omega^2)}$ (3.3)
$\omega_{н1}=0$		
$\omega_{н(2н+1)}=\infty$		
IV		$X = \frac{L_0}{\omega} \frac{(\omega_{н1}^2-\omega^2)(\omega_{н3}^2-\omega^2)\dots(\omega_{н(2н-1)}^2-\omega^2)}{(\omega_{п2}^2-\omega^2)(\omega_{п4}^2-\omega^2)\dots(\omega_{п(2н-2)}^2-\omega^2)}$ (3.4)
$\omega_{н1}\neq 0$		
$\omega_{н(2н-1)}\neq\infty$		

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:

$$X_A = -\frac{1}{\omega C_0}\cdot\frac{\omega_{н1}^2-\omega^2}{\omega_{п2}^2-\omega^2}; \qquad (3.5)$$

$$C_0 = \frac{C_н C_п}{C_н + C_п}. \qquad (3.6)$$

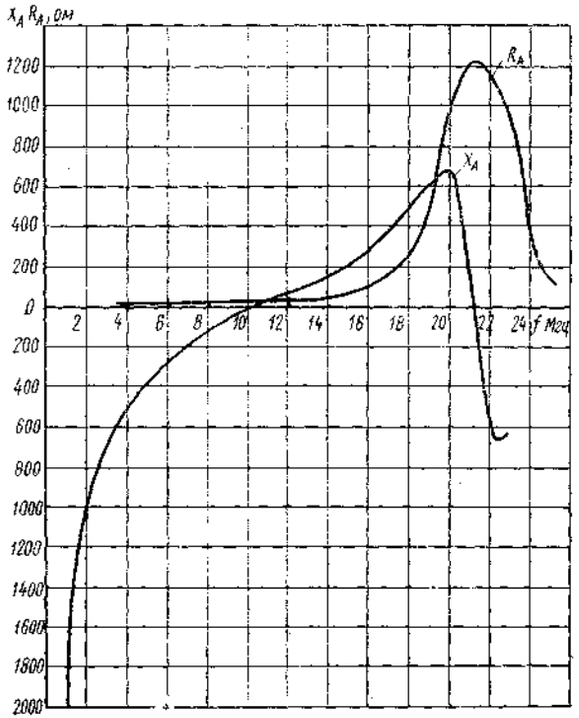


Рис. 3.2. Импедансные характеристики электрической антенны

Резонансные частоты $\omega_{н1}$, $\omega_{п2}$ и C_0 могут быть определены следующим образом (рис. 3.2, 3.3):

а) при $\omega=\omega_{н1}$ (нуль)

$$X_A = -\frac{\omega_{н1}L_п}{1-\omega_{н1}^2 L_п C_п} - \frac{1}{\omega_{н1}C_н} = 0,$$

откуда

$$\omega_{н1} = \frac{1}{\sqrt{L_п(C_н + C_п)}}; \qquad (3.7)$$

б) при $\omega=\omega_{п2}$ (полюс)

$$X_A = \frac{\omega_{п2}L_п}{1-\omega_{п2}^2 L_п C_п} - \frac{1}{\omega_{п2}C_н} = \infty,$$

откуда

$$\omega_{п2} = \frac{1}{\sqrt{L_п C_п}}; \qquad (3.8)$$

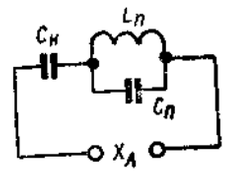


Рис. 3.3. Эквивалентная схема реактанса антенны

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

$$C_0 = \frac{1}{\omega_x X_x}\cdot\frac{\omega_{н1}^2-\omega_x^2}{\omega_{п2}^2-\omega_x^2}. \qquad (3.9)$$

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

$$C_н = C_0\frac{f_{п2}^2}{f_{н1}^2};$$

$$C_п = C_0\frac{C_н}{C_н - C_0}; \qquad (3.10)$$

$$L_п = \frac{1}{\omega_{п2}^2 C_п}.$$

Пользуясь этими соотношениями, находим для рассматриваемой импедансной характеристики антенны $C_н=80$ *пф*, $C_п=23$ *пф*, $L_п=2{,}4$ *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 полузвена фильтра типа V_3 и трансформаторного полузвена типа $IV_н$ (рис. 3.4*а*).

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

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

где f_1, f_2 — частоты среза полосовых фильтров;
$f_\infty = f_{п2}$ — частота бесконечного затухания, соответствующая полюсу импедансной характеристики антенны;
$C_н$, $L_п$ и $C_п$ — элементы эквивалента антенны;
C_2, L_2 — элементы симметричного полосового фильтра типа $IV_к$;
R — нагрузочное сопротивление фильтра типа V_3, равное его характеристическому сопротивлению W_{f_0} в середине полосы.

Коэффициент трансформации трансформаторного полузвена типа $IV_к$

$$n_A = \sqrt{\frac{R}{R_н}}, \qquad (3.12)$$

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

В этих формулах заданными считаются: f_1, f_2, $f_{п2}=f_\infty$, $C_н$, $L_п$, $C_п$.

Вычислив из (3.11) значения h_0, m и a, находим выражение для L_2:

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

Отсюда

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

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

Величина $C_{посл}$ определяется из выражения

$$C_{посл} = \frac{C_н 2C}{C_н - 2C}.$$

Значение $2C$ определяется из (3.11).

Согласованная работа антенны и снижающего фидера в более широком диапазоне частот ($K_д>5$) 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 $C_н$ и эквивалентной индуктивности $L_э$:

$$L_э = \frac{L_п}{1-\frac{f^2}{f_п^2}} \approx L_п.$$

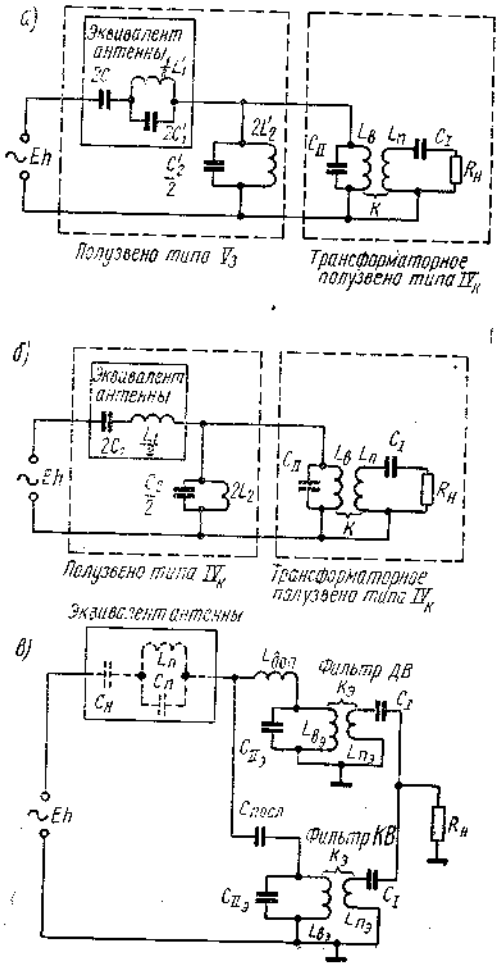


Рис. 3.4. Схемы согласования антенны с фидером:
а) общая схема; *б)* упрощенная схема для диапазона дв—св; *в)* 2-канальная схема (дв—св и кв)

Поэтому для этого диапазона в качестве согласующей схемы может быть использовано полузвено типа $IV_к$, последовательно соединенное с трансформаторным полосовым полузвеном (рис. 3.4б), элементы которого определяются из уравнений:

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

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

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

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

Из первого уравнения определяется значение характеристического сопротивления ($R = W_{f0}$). По вычисленной затем величине $\frac{L_1}{2}$ находят значение индуктивности дополнительной катушки: $L_{доп} = \frac{L_1}{2} - L_п$, 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 $K_д = \frac{18,3}{6} < 5$, необходимо включить дополнительный последовательный конденсатор $C_{посл}$ (рис. 3.4в).

Трансформаторное полузвено с параметрами обмоток $L_п$, $L_в$ и κ, 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 полузвеном с эквивалентными параметрами $L_{пэ}$, $L_{вэ}$ и $K_э$:

$$\left.\begin{aligned} L_{пэ} &= \frac{L_п L_0}{L_п + L_0} \\ L_{вэ} &= L_в\left(1 - \frac{\kappa^2 L_п}{L_п + L_0}\right) \\ K_э &= \frac{K}{\sqrt{1 + \frac{L_п}{L_0}(1 - \kappa^2)}} \end{aligned}\right\}, \qquad (3.15)$$

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

$$K_E = \frac{u_н}{E} = \alpha_ш h \frac{n_A \rho}{R_A + n_A^2 \rho}, \qquad (3.16)$$

где $\alpha_ш$ — коэффициент, учитывающий шунтирующее действие фильтра другого диапазона;
$u_н$ — напряжение сигнала на нагрузочном сопротивлении $R_н$;
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:

$\alpha_ш = \frac{C_н}{C_н + C_{посл}}$ — для диапазона дв—св.

$\alpha_ш \approx 1$ — 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. Принцип действия

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

$$h = \frac{\mathscr{E}_A}{E}. \qquad (3.17)$$

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 $\mathscr{E}_A$, наведенная в рамке однородным магнитным полем H, вектор которого перпендикулярен плоскости рамки $S_р$:

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

где $\Phi = \mu_0 H S_р$ — поток магнитной индукции,

ω — число витков рамки,

μ_0 — магнитная проницаемость воздуха.

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

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

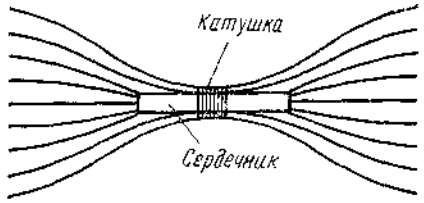


Рис. 3.5. Конфигурация магнитного поля сигнала вблизи ферритового сердечника

$$h = \frac{2\pi\omega S_р}{\lambda}, \qquad (3.19)$$

где λ — длина волны.

Введем теперь в обмотку рамки ферромагнитный сердечник длиною $l_с$. Так как эффективная магнитная проницаемость сердечника с учетом размагничивающего фактора $\mu_с \gg \mu_0$, 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 $\Phi_с$ и Φ_0, определяемых абсолютными значениями магнитных проницаемостей сердечника $\mu_с$ и воздуха μ_0:

$$\Phi_к = \Phi_с + \Phi_0,$$

где $\Phi_с = \mu_с H S_с$; $\Phi_0 = \mu_0 H (S_к - S_с)$;

$S_с$ и $S_к$ — сечения сердечника и катушки.

Отсюда

$$\Phi_к = \mu_0 H S_к \left[1 + \frac{S_с}{S_к}\left(\frac{\mu_с}{\mu_0} - 1\right)\right]. \qquad (3.20)$$

В случае использования широкой катушки $l_к$, соизмеримой с длиной сердечника $l_с$ и смещенной относительно его центра, $\mu_с$ представляет среднюю магнитную проницаемость сердечника. Подставляя в (3.20) соответствующие значения μ_0 и H и дифференцируя согласно (3.18), получим выражение для действующей высоты ферритовой антенны:

$$h = \frac{2\pi\omega S_к}{\lambda}\mu_h\left(\frac{1 - \frac{S_с}{S_к}}{\mu_h} + \frac{S_с}{S_к}\right) = \frac{2\pi\omega S_к}{\lambda}\mu_h \varphi\left(\frac{S_с}{S_к}\right), \qquad (3.21)$$

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

$$\varphi\left(\frac{S_с}{S_к}\right) = \frac{1 - \frac{S_с}{S_к}}{\mu_h} + \frac{S_с}{S_к}. \qquad (3.22)$$

При $\frac{S_с}{S_к} = 1$ $\quad \varphi\left(\frac{S_с}{S_к}\right) = 1$.

При $\frac{S_с}{S_к} = 0$ $\quad \varphi\left(\frac{S_с}{S_к}\right) = \frac{1}{\mu_h}$.

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 $S_с = S_к$), но и рост индуктивности катушки в μ_L раз по сравнению с ее индуктивностью в воздухе (L_0).

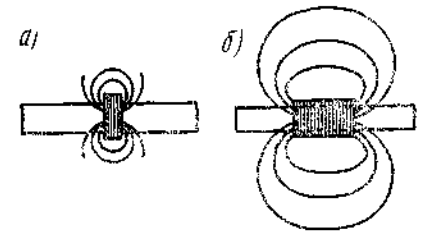


Рис. 3.6. Конфигурация магнитного поля катушки с ферритовым сердечником:
а) при узкой катушке; *б)* при широкой катушке

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 $\left(\frac{l_к}{l_с} \ll 1\right)$ (рис. 3.6*а*) влияние сердечника на ее индуктивность невелико, так как силовые линии катушки бо́льшую часть пути проходят вне ее. Наоборот, при широкой катушке (рис. 3.6*б*) 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 $L_0 = \frac{L}{\mu_L} = \omega^2 d_к$, 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

(при $S_c = S_к$). 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 $\left(\frac{l_к}{l_c} \ll 1\right)$, расположенной вблизи центра сердечника с диаметром $d_к$, близким к диаметру сердечника d_c, магнитная проницаемость $\mu_h = \mu_{h\,макс}$. В общем случае, при любой конфигурации антенной катушки и произвольном смещении ее от центра сердечника на расстояние a μ_h равна (рис. 3.7):

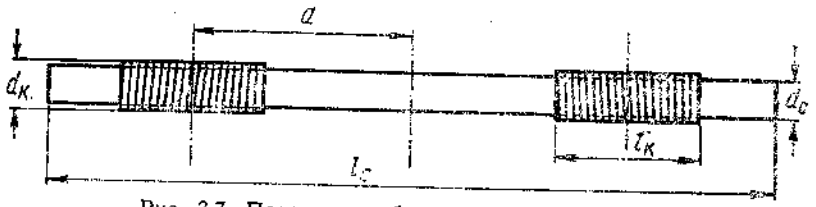


Рис. 3.7. Положение обмотки на сердечнике

$$\mu_h = \mu_{h_{макс}} \psi\left(\frac{a}{l_c/2}, \frac{l_к}{l_c}\right), \qquad (3.23)$$

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

$$\mu_{h_{макс}} = \frac{\mu_н}{1 + N(\mu_н - 1)};$$

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 $\mu_{h\,макс}$:

$$\frac{\mu_{h_{макс}}}{\mu_н} = \left[1 + 0{,}765\,(\mu_н - 1)\frac{d_c^2}{l_c^2}\left(\ln 2\frac{l_c}{d_c} - 1\right)\right]^{-1}. \qquad (3.24)$$

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 $\mu_{h_{макс}} = f\left(\frac{l_c}{d_c}\right)$ с параметром $\mu_н$, 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 $Y = \frac{l_к}{l_c} \ll 1$:

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

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

— относительное смещение середины катушки от центра сердечника.

Среднее значение функции $\Psi(X, Y)$, входящей в выражение (3.23), в случае применения катушки шириной $l_н$, 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

$$\psi(X, Y) = 1 - 0{,}255\left(X_1^2 + X_2^2 + X_1X_2\right).$$

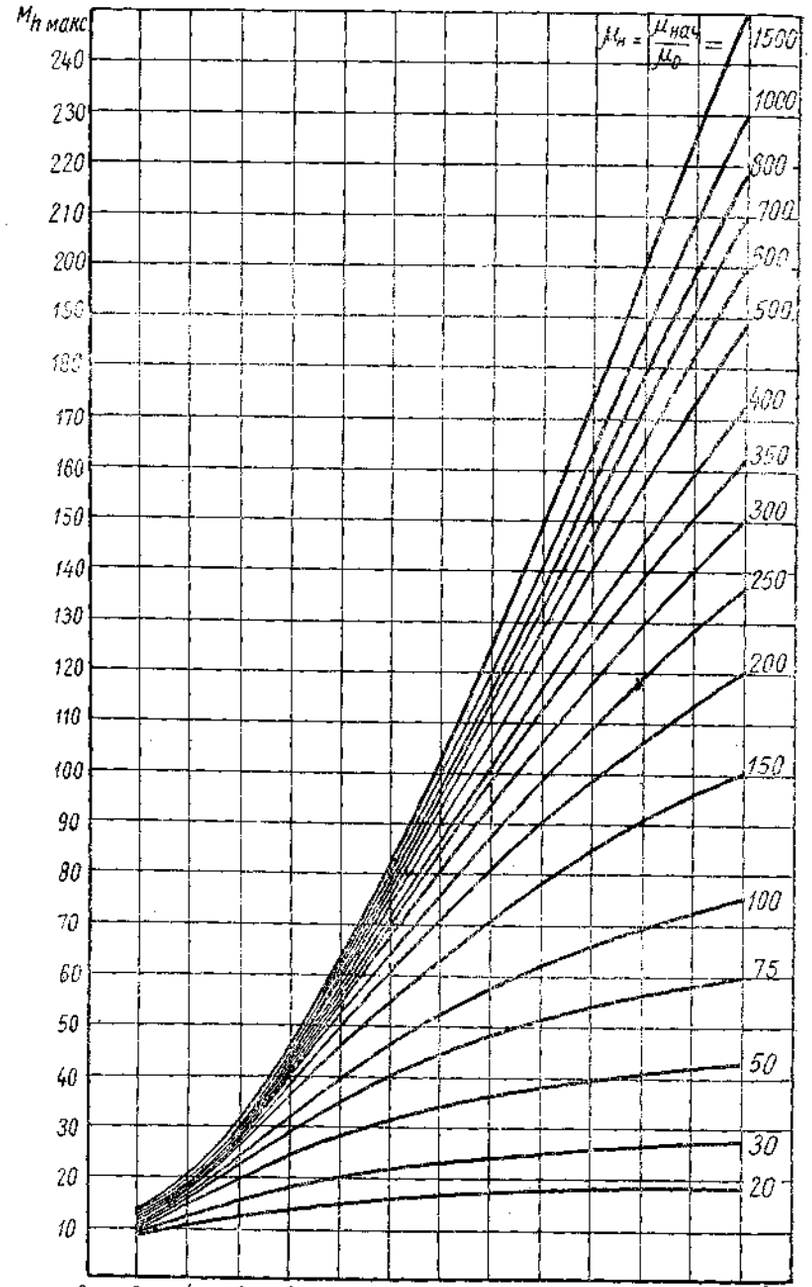


Рис. 3.8. Зависимость максимальной магнитной проницаемости сердечника от его геометрических размеров и проницаемости материала

Переходя к текущей координате X, получаем:

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

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

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

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

$$h = \frac{2\pi w S_к}{\lambda} \mu_h \left(\frac{1 - \frac{S_c}{S_к}}{\mu_h} + \frac{S_c}{S_к} \right). \qquad (3.28)$$

Для антенн, применяемых в радиовещательных приемниках, справедливо неравенство

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

Это позволяет для инженерных расчетов пользоваться формулой

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

где

$$\mu_h = \mu_{h\,макс}(1 - 0{,}765X^2 - 0{,}255Y^2) \qquad (3.30)$$

— среднее значение магнитной проницаемости сердечника. Величина $\mu_{h\,макс}$ 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 (w).

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

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

где μ_h — среднее значение магнитной проницаемости сердечника;
K_d — коэффициент, учитывающий отличие диаметров катушки $d_к$ 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 $\frac{d_к}{d_с} \leqslant 7$ [6]:

$$K_d = \frac{2}{\frac{d_к}{d_с} + \sqrt{\frac{d_к}{d_с}}}. \qquad (3.32)$$

Коэффициент K_l с удлинением катушки $\frac{l_к}{l_с}$ 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 $l_к = l_с$.

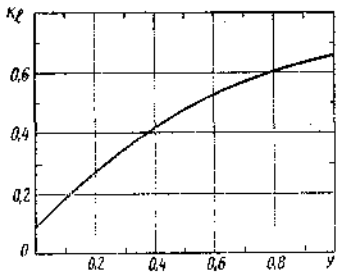


Рис. 3.9. Зависимость коэффициента магнитной проницаемости катушки от ее относительной длины

Функциональная зависимость коэффициента K_l от $\frac{l_к}{l_с}$ 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 $\frac{l_к}{l_с}$ 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)

$$K_l = 0{,}09 + Y(0{,}95 - 0{,}37Y), \qquad (3.33)$$

где

$$Y = \frac{l_к}{l_с}.$$

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:

$$Y_1 = \frac{1}{2}(Y_{мин} + Y_{макс}),$$

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

$(Y_{макс} \div Y_{мин})$ — диапазон возможных значений $\frac{l_к}{l_с}$.

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

$$\mu_L = \frac{2[0{,}09 + Y(0{,}95 - 0{,}37Y)]}{\frac{d_к}{d_с} + \sqrt{\frac{d_к}{d_с}}}\mu_h, \qquad (3.34)$$

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 w при заданной индуктивности L воспользуемся формулой для индуктивности однослойной воздушной катушки L_0:

$$L_0 = \frac{(\pi w d_к)^2}{l_к + 0{,}45 d_к} = \frac{L}{\mu_L}. \qquad (3.35)$$

Отсюда

$$w = \frac{1}{\pi d_к}\sqrt{\frac{L}{\mu_L}(l_к + 0{,}45 d_к)}.$$

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

$$h = h_{макс}\varphi(X, Y), \qquad (3.36)$$

где

$$(h_{макс})_{мм} = 1{,}2 \cdot 10^{-2} f_{(Мгц)}(d_с\sqrt{l_с})_{(см)}\sqrt{\mu_{h_{макс}} L_{(мкгн)} \frac{d_с}{d_к}\left(1 + \sqrt{\frac{d_с}{d_к}}\right)}; \qquad (3.37)$$

$$\varphi(X, Y) = \frac{h}{h_{макс}} = \sqrt{\frac{(1 - 0{,}765X^2 - 0{,}255Y^2)\left(Y + 0{,}45\frac{d_к}{l_с}\right)}{0{,}09 + Y(0{,}95 - 0{,}37Y)}}; \qquad (3.38)$$

$$X = \frac{a}{\frac{l_с}{2}};$$

$$Y = \frac{l_к}{l_с}.$$

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

$$\varphi(X, Y)_{мин} = \sqrt{5{,}0\,\frac{d_к}{l_с}}$$

$$X = Y = 0;$$

$$\varphi(X, Y)_{макс} = \sqrt{1{,}16\left(1 + 0{,}45\,\frac{d_к}{l_с}\right)}$$

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

$$\frac{\varphi(X, Y)_{макс}}{\varphi(X, Y)_{мин}} = 0{,}48\sqrt{\frac{l_с}{d_к}} + 0{,}45.$$

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

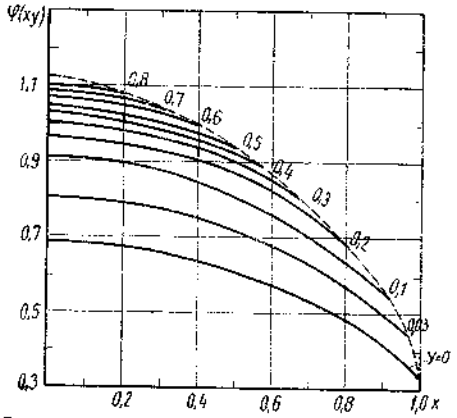


Рис. 3.10. Относительная действующая высота антенны как функция размеров и местоположения катушки на сердечнике

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

$$Y_{макс} = 1 - X.$$

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

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:

$$L_0 = \frac{(\pi w d_к)^2}{l_к + 0{,}45 d_к} - 4{,}6\pi w d_к \lg\left[2{,}2\,\frac{d_{пр}}{l_к}(w - 1)\right]. \qquad (3.39)$$

Эта поправка в самом неблагоприятном случае составляет 30% от L_0, поэтому, имея в виду, что $h \equiv \sqrt{L_0}$, можно для практических 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 знание коэффициента связи между обмотками при различных значениях смещения X и длины катушек Y. Для этого были найдены экспериментальные зависимости $\kappa(X, Y)$, которые затем посредством приближения Чебышева были аппроксимированы следующими аналитическими зависимостями (рис. 3.11, 3.12):

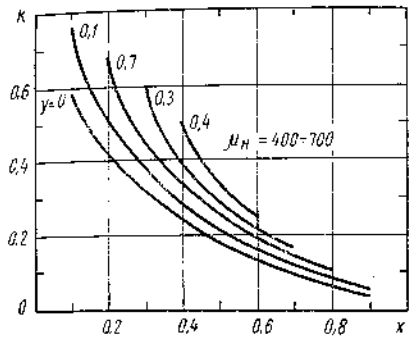


Рис. 3.11. Семейство кривых коэффициента связи между обмотками для сердечников с $\mu_н = 400 \div 700$

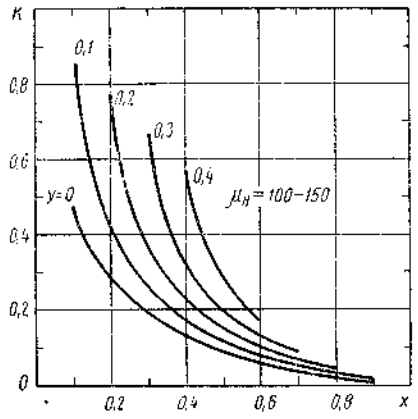


Рис. 3.12. Семейство кривых коэффициента связи между обмотками для сердечников с $\mu_н = 100 \div 150$.

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

для $\mu_н = 400 \div 700$;

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

для $\mu_н = 100 \div 150$.

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

При этом соответствующие им коэффициенты связи:

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

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

3.4.6. Пределы регулировки индуктивности [1])

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 $X=0$:

$$\psi_{\text{макс}} = 1 - 0{,}255Y^2. \tag{3.42}$$

Для определения $\psi_{\text{мин}}$ обратимся к рис. 3.7. Видно, что предельно возможное смещение катушки от центра не превышает величины $a_{\text{макс}} = \frac{l_c}{2} - \frac{l_к}{2}$, что соответствует $X_{\text{макс}} = 1 - Y$. Тогда

$$\psi_{\text{мин}} = 1 - 0{,}765\,(1-Y)^2 - 0{,}255\,Y^2 = 0{,}235 + 1{,}53\,Y - 1{,}02\,Y^2. \tag{3.43}$$

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

$$\frac{\psi_{\text{макс}}}{\psi_{\text{ном}}} = \frac{\psi_{\text{ном}}}{\psi_{\text{мин}}};$$

$$\psi_{\text{ном}} = \sqrt{\psi_{\text{мин}}\,\psi_{\text{макс}}}; \tag{3.44}$$

$$\varkappa = \frac{\psi_{\text{макс}} - \psi_{\text{ном}}}{\psi_{\text{ном}}} = \frac{\Delta\psi}{\psi_{\text{ном}}}; \tag{3.45}$$

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

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

Используя зависимость $\varkappa$, 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 $\psi = \psi_{\text{ном}}$:

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

отсюда

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

[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 $\varkappa$ при заданной относительной ширине катушки Y:

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

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

$$X_{\text{мин}} = \frac{\frac{l_к}{2}}{\frac{l_c}{2}} = Y \neq 0.$$

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

$$\psi_{\text{макс}} = 1 - 0{,}765Y^2 - 0{,}255Y^2 = 1 - 1{,}02Y^2; \tag{3.49}$$

$$\varkappa = \sqrt{\frac{1 - 1{,}02Y^2}{0{,}235 + 1{,}53Y - 1{,}02Y^2}} - 1; \tag{3.50}$$

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

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

$$X_{\text{ном}} = 1{,}14\sqrt{\frac{\varkappa(1 - 0255Y^2) + 0{,}765Y^2}{1 + \varkappa}}. \tag{3.52}$$

Зависимости $\varkappa$ 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

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

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 $\mu_н = 400 \div 700$ и 9,7% для антенны с $\mu_н = 100 \div 150$.

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

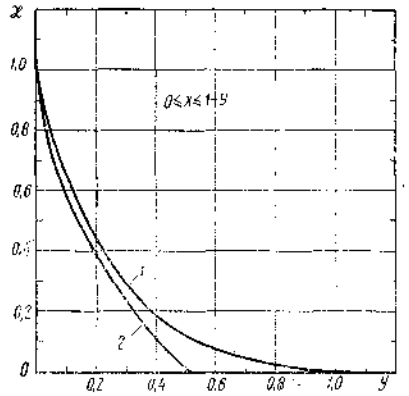


Рис. 3.13. Зависимость пределов регулировки индуктивности от ширины обмотки для одно- и двухдиапазонной антенны:
1 — однодиапазонная антенна; *2* — двухдиапазонная антенна

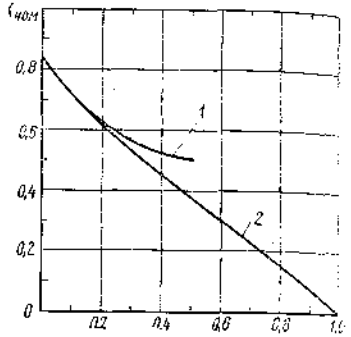


Рис. 3.14. Зависимость величины номинального смещения обмотки от ее ширины для одно- и двухдиапазонной антенны:
1 — двухдиапазонная антенна;
2 — однодиапазонная антенна

режимов коммутации нерабочей катушки — холостого хода и короткого замыкания. Что касается расчета пределов регулировки индуктивности однодиапазонной антенны, обмотка которой расчленена 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 взаимоиндукции между половинами 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:

$$h_{\text{макс}} = d_c \sqrt{\mu_{h_{\text{макс}}} l_c}. \qquad (3.54)$$

В диапазонах 0,15÷1,6; 4÷12; 6÷18 и 12÷27 *Мгц*, где используются соответственно ферритовые материалы с начальной магнитной проницаемостью $\mu_н = 700$, 150, 100 и 50, зависимость $\mu_{h\,\text{макс}}$, определяемая (3.24), может быть аппроксимирована линейной функцией от $\frac{l_c}{d_c}$:

$$\mu_{h_{\text{макс}}} = \mu_н \frac{\frac{l_c}{d_c}}{\varphi\left(\frac{l_c}{d_c}\right)}, \qquad (3.55)$$

где

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

Из представленной на рис. 3.15 функции $\varphi\left(\frac{l_c}{d_c}\right)$ видно, что для размеров сердечников, встречающихся в радиовещательных приемниках $\left(\frac{l_c}{d_c} \leqslant 20\right)$, 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:

$$h_{\text{макс}} = A d_c \sqrt{\frac{l_c}{d_c} l_c} = A l_c \sqrt{d_c}, \qquad (3.57)$$

где A — постоянная.

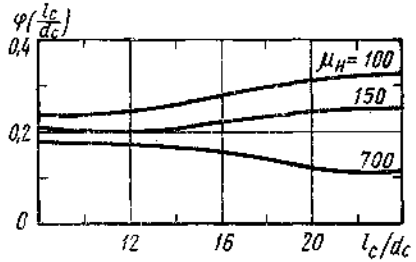


Рис. 3.15. Зависимости, определяющие точность линейной аппроксимации функции магнитной проницаемости антенны

Отсюда видно, что для увеличения действующей высоты антенны длина ферритового сердечника должна быть возможно большей. Практически ее следует выбрать предельно большой, насколько позволяет конструкция приемника. Выражение (3.57) можно преобразовать:

$$h^4_{\text{макс}} = A^4 \frac{4l_c^3}{\pi} \frac{\pi d_c^2}{4} l_c = A^4 \frac{4l_c^3}{\pi} V_c,$$

где V_c — объем сердечника.

Отсюда

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

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 $\mu_{нач}$, для которых справедлива линейная аппроксимация функции $\nu_{h_{макс}} = f\left(\frac{l_c}{d_c}\right)$. При очень малых $\mu_{нач}$, 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 $L \equiv w^2, w_1 = \frac{w}{\sqrt{m}}$, где w — число витков в одностержневой антенне.

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

$$\mathcal{E}_{рез} = h_{рез}E \equiv \frac{mw}{\sqrt{m}} = w\sqrt{m}. \qquad (3.59)$$

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

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

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]:

$$L = 2Pw^2 \ln \frac{2S}{rP}, \qquad (3.61)$$

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:

$$h_{(мм)} = 2{,}2 \cdot 10^{-2} \frac{\sigma}{\sqrt{1+\sigma}} f_{(Мец)} l^{3/2}_{р(см)} \sqrt{\frac{L_{(мкгн)}}{\lg\left(\frac{\sigma}{1+\sigma}\frac{l_р}{r}\right)}}, \qquad (3.62)$$

где $\sigma = \frac{H_р}{l_р}$; $H_р$ — 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: $\mu_н = 400 \div 700$ — для двухдиапазонной антенны дв—св и $\mu_в = 100 \div 150$ — 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 многодиапазонной 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 НАКОРОТКО

Эквивалентная схема, определяющая реакцию обмотки, приведена на рис. 3.16*а*. 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. 3.16*б*) вносятся дополнительно:

$$\Delta Eh_2 = -Eh_1\kappa \sqrt{\frac{L_2}{L_1}}; \quad (3.63)$$

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

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

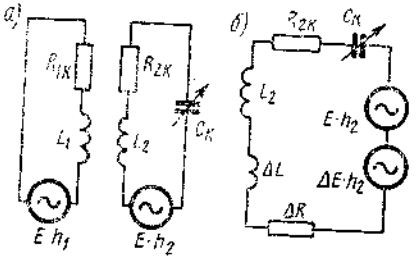


Рис. 3.16. Схемы взаимосвязи обмоток 2 диапазонов при коротком замыкании нерабочей обмотки

После суммирования соответствующих величин 2-й контур характеризуется параметрами:

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

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

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

где $Q_{1к}$, $Q_{2к}$ — 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 $h \equiv w$ и $L \equiv w^2$. Поэтому с большой точностью

$$h_{рез} = h_2(1 - \kappa).$$

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

$\gamma = h\sqrt{\frac{Q_к}{L_к}}$, который можно считать критерием качества антенны.

В рассматриваемом случае для двухдиапазонной антенны

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

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:

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

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 $\frac{1-\kappa}{\sqrt{1+\kappa^2\frac{Q_{2к}}{Q_{1к}}}}$

$$h = h_{макс}\Phi_2(X,\ Y), \qquad (3.70)$$

где

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

$\varphi(X, Y)$ 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 $X_{опт}=0{,}6$ и $Y_{опт}=0{,}2$. При этом $\Phi_{2\,макс}(X, Y)=0{,}7$ для $\mu_н=400\div700$, $K_{опт}=18{,}9\%$; $\Phi_{2\,макс}(X,\ Y)=0{,}75$ для $\mu_н=100\div150$, $K_{опт}=10{,}2\%$.

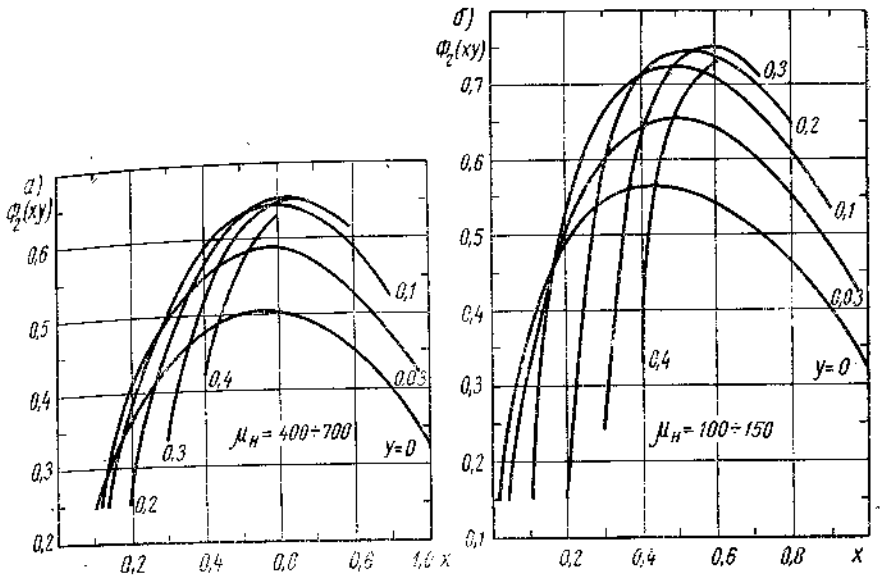


Рис. 3.17. Семейство кривых Φ_2 (x, y) для сердечников:
а) $\mu_н=400\div700$; *б)* $\mu_н=100\div150$

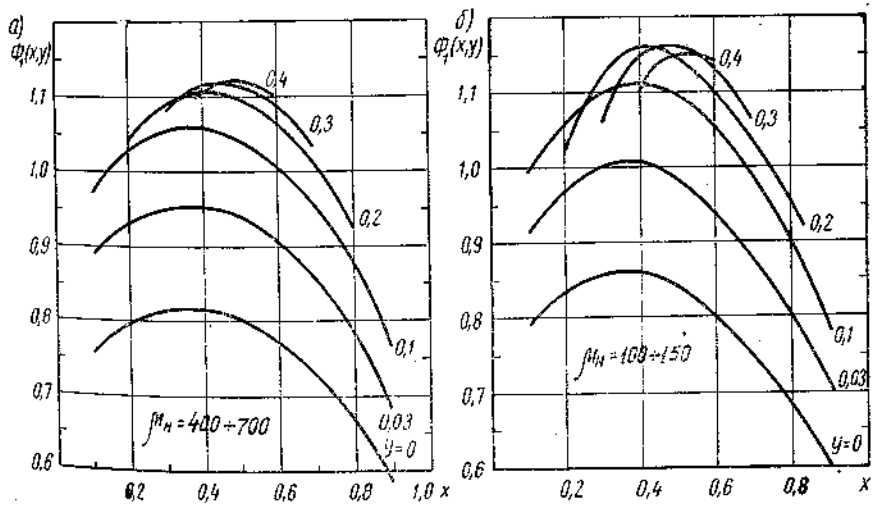


Рис. 3.18. Семейство кривых Φ_1 (x, y) для сердечников:
а) $\mu_н=400\div700$; *б)* $\mu_н=100\div150$

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

$$\gamma_{\text{рез}} = 2h_0 \sqrt{\frac{Q_{0\text{к}}}{L_0 + L_0 + 2\kappa L_0}} = h_0 \sqrt{\frac{Q_{0\text{к}}}{L_0}} \sqrt{\frac{2}{1+\kappa}}. \qquad (3.72)$$

где h_0, L_0, $Q_{0\text{к}}$ — 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:

$$\gamma = h \sqrt{\frac{Q_\kappa}{L}}. \qquad (3.73)$$

Так как для любых обмоток строго соблюдается соотношение $\frac{h}{\sqrt{L}} = \frac{h_0}{\sqrt{L_0}}$ и полагая $Q_\text{к} = Q_{0\text{к}}$, получаем из (3.72) и (3.73)

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

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

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

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

где

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

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 $\mu_\text{н}$ (рис. 3.18). Из кривых видно, что величина смещения половин обмоток ($X_{\text{опт}}$) и относительная длина каждой из них ($Y_{\text{опт}}$):

$$X_{\text{опт}} = 0{,}5 - 0{,}6,$$
$$Y_{\text{опт}} = 0{,}3 - 0{,}2.$$

При этом $\Phi_1(X, Y) = 1{,}12$ для $\mu_\text{н} = 400 \div 700$; $\Phi_1(X, Y) = 1{,}16$ для $\mu_\text{н} = 100 \div 150$.

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 $f_{\text{рез}} < f_1$ и $f_{\text{рез}} > f_1$. Случай $f_{\text{рез}} = f_1$ не представляет практического интереса, так как при той значительной величине параметра связи, какая существует между обмотками ($\kappa Q \gg 1$), рабочий контур становится апериодическим.

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 $f_1 < f_{\text{рез}}$, вызывает снижение эффективности работы антенны и тем сильнее, чем больше коэффициент связи между обмотками и ближе собственная частота нерабочей обмотки f_1 к резонансной

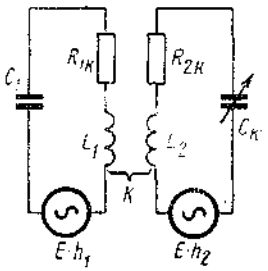


Рис. 3.19. Схема взаимосвязи антенных обмоток при настройке нерабочей обмотки на частоту f_1

Таблица 3.2

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

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 $L_{2\,рез}$ 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:

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

Это означает, что расчет параметров антенны дв в этом случае можно производить по формулам, полученным для однодиапазонной 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 $\mu_н = 400 \div 700$ и $\mu_н = 100 \div 150$ позволяет создать антенну дв-св-кв. При этом для диапазона кв ($f = 4 \div 12$ *Мгц*) оптимален стержень с $\mu_н = 150$, а для диапазона кв ($f = 6 \div 18$ *Мгц*) — $\mu_н = 100$. 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. 3.20*а, 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. 3.20*б*). В случае применения магнитного экрана, расположенного посредине между стержнями (рис. 3.20*г*), 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 $\mu_{н1}$, расположен на расстоянии c стержень дв-св антенны (без обмотки) с $\mu_{н2} > \mu_{н1}$. 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 рабочий 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 $L_к$. При $L_к = \text{const}$ число витков и дейст-

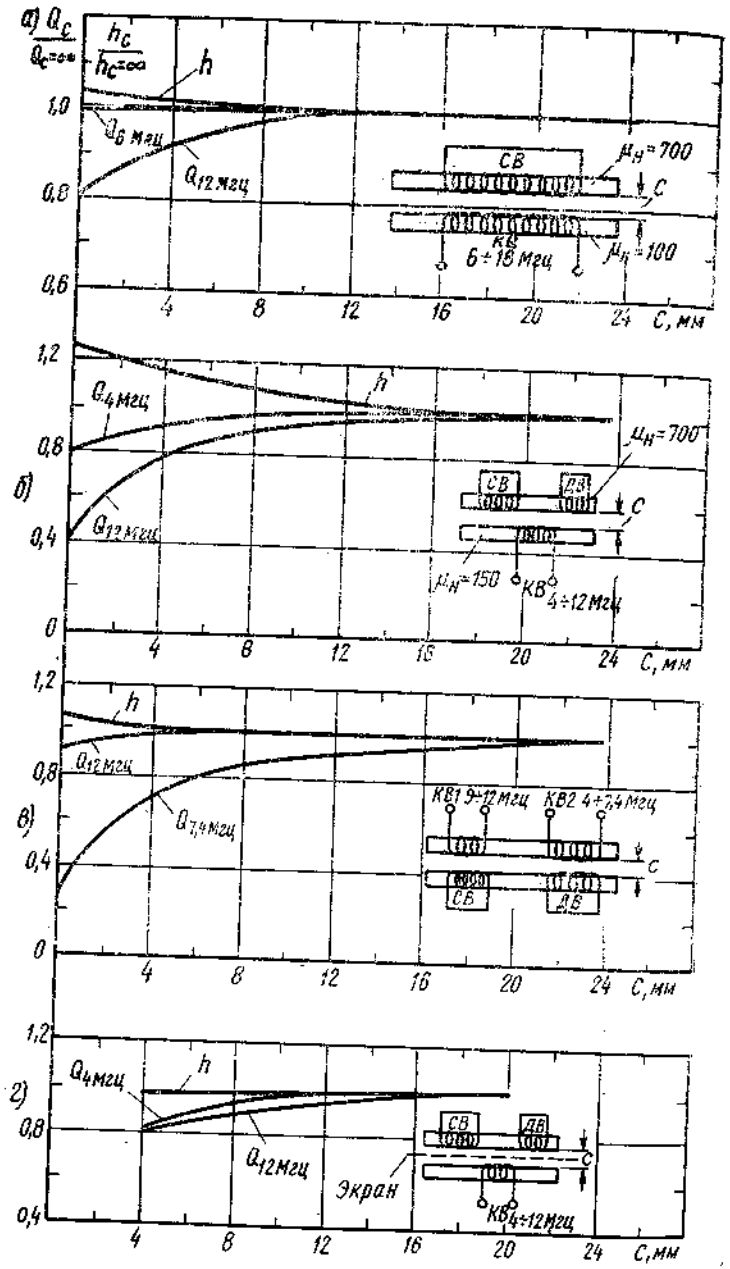


Рис. 3.20. Зависимости действующей высоты и добротности рабочей антенны от расстояния между стержнями:
а) проекция обмотки кв антенны меньше или равна длине обмотки нерабочей антенны св (дв); *б)* проекция обмотки кв антенны — вне пределов обмотки нерабочей антенны; *в)* обмотки кв антенны расположены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

вующая высота антенны уменьшатся. При малой величине *с* добротность кв антенны существенно упадет, так как внесенный низкочастотный сердечник, через который замыкаются силовые линии поля 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 кз обмотки дв(св), реакция последней на параметры рабочей антенны кв оказывается значительно ослабленной. Объясняется это тем, что эдс, наведенная полем катушки в кз 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 кз 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 кз обмоток.

Исследования показали, что влияние антенн 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.

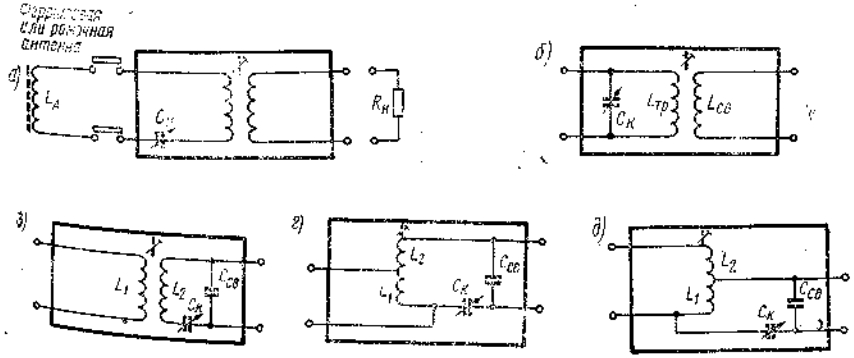


Рис. 3.21. Схемы согласования антенны с нагрузкой

Схемы *а* и *б* рис. 3.21 с последовательными или параллельны
ми индуктивными триммерами применяются в тех случаях, когда
индуктивность антенны ($L_А$) близка к индуктивности контура
($L_к$).

При $L_А \ll L_к$ или $L_А \gg L_к$ применяются схемы *в*, *г* и *д* рис. 3.2
Согласующие четырехполюсники неизбежно увеличивают коэффи
циент шума приемника. Однако, как показано в разд. 4.7.3, при
малых потерях в элементах согласования это ухудшение незначи
тельно. 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 $\gamma = h\sqrt{\frac{Q_к}{L}}$, определяющим
чувствительность приемника по полю при заданном отношении
сигнал/шум.

Так как конструктивная добротность антенной катушки Q
функция многих составляющих потерь, аналитический учет кото
рых практически невозможен, в нашем сравнении эффективности
рамочной и ферритовой антенны будем пользоваться упрощенны
ми значениями $\gamma_ф$ и $\gamma_р$, полагая добротности обеих антенн одина
ковыми. Кроме того, будем считать, что длины ферритового стерж
ня и рамки равны друг другу.

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

$$\frac{\gamma_р}{\gamma_ф} = \frac{2{,}2}{1{,}2}\frac{\sigma}{\sqrt{1+\sigma}}\frac{l}{d_с}\times$$
$$\times\left[\Phi_{1,2}(X, Y)\sqrt{\left(1+\frac{L_{тр}}{L_к}\right)\mu_{h\,макс}\frac{d_с}{d_к}\left(1+\sqrt{\frac{d_с}{d_к}}\right)\lg\left(\frac{\sigma}{1+\sigma}\frac{l}{r}\right)}\right]^{-1}, \quad (3.77)$$

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

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

Множитель $\sqrt{1+\frac{L_{тр}}{L_к}}$ учитывает потери эффективности рамоч
ной антенны, вызванные индуктивностью триммера (см. разд. 4.5.4).

Обычно $\frac{L_{тр}}{L_к} \leqslant 0{,}3$. Функции $\Phi_{1,2}(X, Y)$ определяются выраже
ниями и кривыми (рис. 3.17, 3.18).

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

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

Для сердечников кв диапазона с $\mu_h = 100 \div 150$ из рис. 3.18 оп
тимальное значение $\Phi_1(X, Y) = 1{,}1$.

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

Подставляя в выражение (3.77) значения:
$\sigma = 0{,}57$, $\frac{L_{тр}}{L_к} = 0{,}3$, $\frac{d_с}{d_к} = 0{,}8$, $\Phi_1(X, Y) = 1{,}1$, $\Phi_2(X, Y) = 0{,}75$, $r =$
$= 0{,}2$ *мм*, $d_с = 8$ *мм*, получим:

а) $\frac{\gamma_р}{\gamma_{ф_1}} = \frac{0{,}74l}{\sqrt{\mu_{h\,макс}\lg(1{,}81l)}}$ — при сравнении с однодиапазонной фер
ритовой антенной с обмоткой, расчлененной на две части;

б) $\frac{\gamma_р}{\gamma_{ф_2}} = \frac{1{,}1l}{\sqrt{\mu_{h\,макс}\lg(1{,}81l)}}$ — при сравнении с двухдиапазонной
ферритовой антенной.

Из зависимостей $\frac{\gamma_р}{\gamma_ф} = f(l)$ (рис. 3.22 и 3.23) видно, что при не
больших длинах антенн эффективности рамочной и ферритовой
антенн сравнимы.

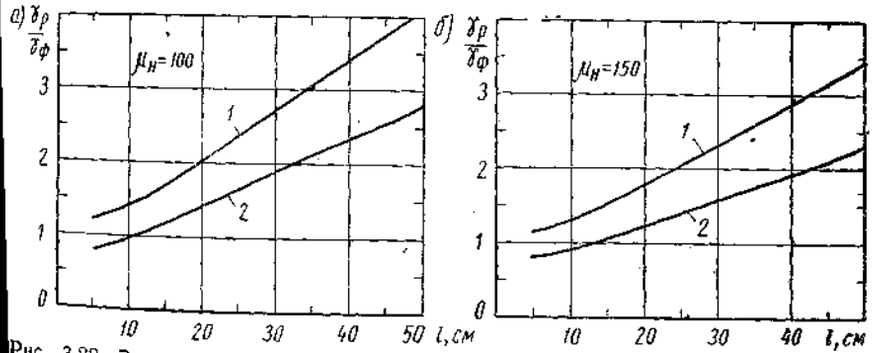


Рис. 3.22. Зависимости, определяющие сравнительную эффективность рамочной и ферритовой антенн:
а) сердечник с $\mu_н = 100$;
1 — двухдиапазонная антенна, *2* — однодиапазонная антенна;
б) сердечник с $\mu_н = 150$;
1 — двухдиапазонная антенна, *2* — однодиапазонная антенна

С ростом l проявляются преимущества рамочной антенны. Го
воря об эффективности рамочной антенны, следует также учиты
вать, что в подавляющем большинстве случаев добротность ее су
щественно выше, чем у ферритовой антенны.

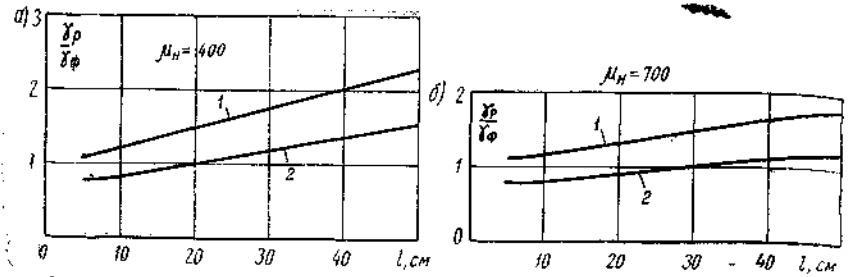


Рис. 3.23. Зависимости, определяющие сравнительную эффективность рамочной и ферритовой антенны:
а) сердечник с $\mu_н$=400:
1 — двухдиапазонная антенна, *2* — однодиапазонная антенна;
б) сердечник с $\mu_н$=700:
1 — двухдиапазонная антенна, *2* — однодиапазонная антенна;

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. 3.24*а* [8]. Конструкция включает

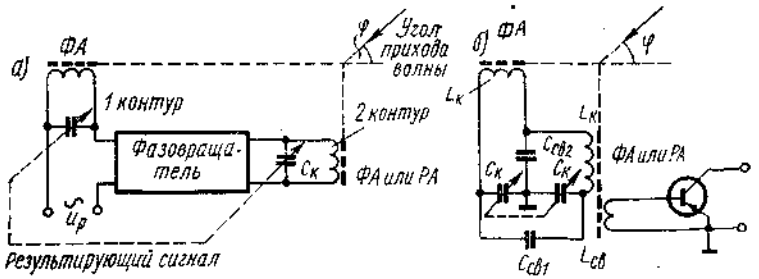


Рис. 3.24. Схема всенаправленной магнитной антенны:
а) общая схема, *б*) практическая схема

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

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

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

$$\varphi=\frac{\pi}{4}\quad u_р=u_{р_{макс}}=E\sqrt{1+|\cos\theta|};$$
$$\varphi=\frac{3\pi}{4}\quad u_р=u_{р_{мин}}=E\sqrt{1-|\cos\theta|};$$
$$\frac{u_{р_{мин}}}{u_{р_{макс}}}=\frac{\sqrt{1-|\cos\theta|}}{\sqrt{1+|\cos\theta|}}.$$

Последнее выражение показывает, что величина фазового сдвига θ в диапазоне принимаемых частот некритична. Так, существенно всенаправленная диаграмма с максимальным отклонением от круга в пределах ±3 *дб* реализуется при отличии θ от $\frac{\pi}{2}$ на ±35°. 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. 3.24*б*), 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:

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

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

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

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

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

Отсюда видно, что для независимости $K_{Eрез}$ от угла прихода волны $\varphi\left(\frac{\partial K_{E_{рез}}}{\partial\varphi}=0\right)$ 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

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

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

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

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

Так как $\varkappa_{12}$ 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 ф-лой (4.50).

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

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

где

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

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

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

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 $\varphi = \frac{\pi}{2}, \frac{3\pi}{2}$, 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:

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

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

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 ($X=0$) $K_E = K_{Eрез}$:

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

Отсюда видно, что для независимости $K_{Eрез}$ от угла прихода волны $\varphi\left(\frac{\partial K_{E_{рез}}}{\partial\varphi}=0\right)$ 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

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

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

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

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

Так как $\varkappa_{12}$ 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 ф-лой (4.50).

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

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

где

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

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

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

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 $\varphi = \frac{\pi}{2}, \frac{3\pi}{2}$, 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 $f_{рез}=12$ *Мгц* ($f_{зерк}=12{,}93$ *Мгц*, $Q_1=100$, $\alpha_1=5{,}5$, $q_1=1$) для разных углов прихода волны. Видно, что в худшем случае ($\varphi=0$, π) селективность снижается на 15 *дб*.

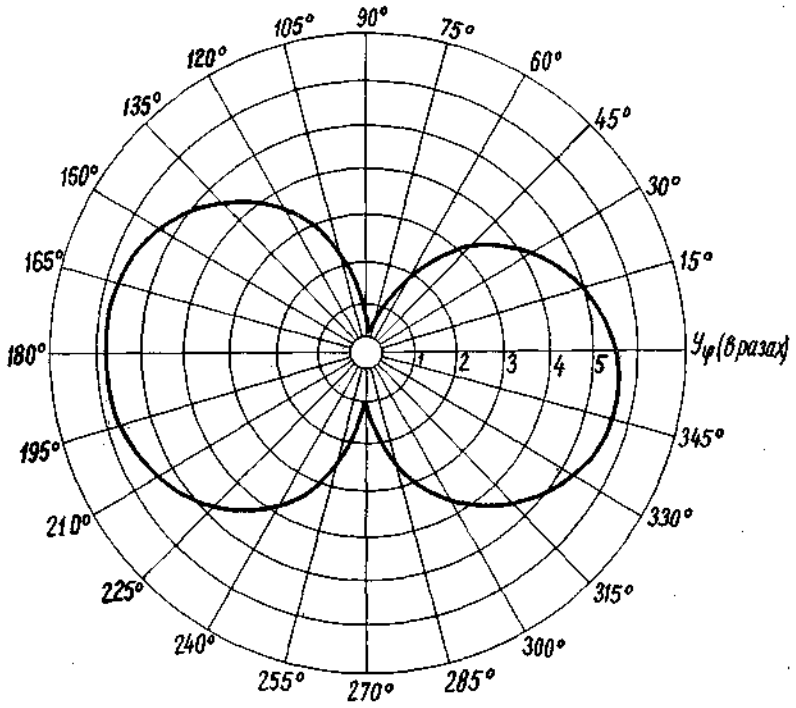


Рис. 3.25. Зависимость пространственной составляющей селективности по зеркальному каналу от угла прихода волны для $f_{зерк}=12{,}93$ *Мгц*

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 ($R_г$) $L_{св}$ находится из выражения

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

где

$$Q'_{к2}=\frac{\omega\,L_к}{R_{зк}\,\|\,\dfrac{\kappa_{12}^2\,\omega^2\,L_к^2}{R_{1к}}}.$$

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

$$L_{св}=\left[\frac{R_г}{\kappa^2\,\omega}\left(\frac{1}{Q_{2к}}+\frac{h_2^2}{h_1^2Q_{1к}}\right)\right]_{\omega_{мин}}. \qquad (3.93)$$

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

$$\kappa_{12\omega_{мин}}=\frac{C_{св_1}}{C_{к_{макс}}}+\frac{C_{к_{макс}}}{C_{св_2}},$$

$$\kappa_{12\omega_{макс}}=\frac{C_{св_1}}{C_{к_{мин}}}+\frac{C_{к_{мин}}}{C_{св_2}}.$$

Учитывая далее, что в соответствии с (3.83)

$\dfrac{\kappa_{12\omega_{макс}}}{\kappa_{12\omega_{мин}}}=\dfrac{Q_{1\omega_{мин}}}{Q_{1\omega_{макс}}}$, получим:

$$C_{св_1}=\frac{h_2}{h_1}\,\frac{K_д^2}{K_д^4-1}\left(\frac{K_д^2}{Q_{1\omega_{макс}}}-\frac{1}{Q_{1\omega_{мин}}}\right)C_{к_{мин}}; \qquad (3.94)$$

$$C_{св_2}=\frac{(K_д^4-1)\,C_{к\,мин}}{\dfrac{h_2}{h_1}\left(\dfrac{K_д^2}{Q_{1\omega_{мин}}}-\dfrac{1}{Q_{1\omega_{макс}}}\right)}, \qquad (3.95)$$

где $K_д=\dfrac{f_{макс}}{f_{мин}}$ — коэффициент перекрытия по частоте;

$Q_1=Q_{1к}$ — 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 $\dfrac{\pi}{2}$.

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

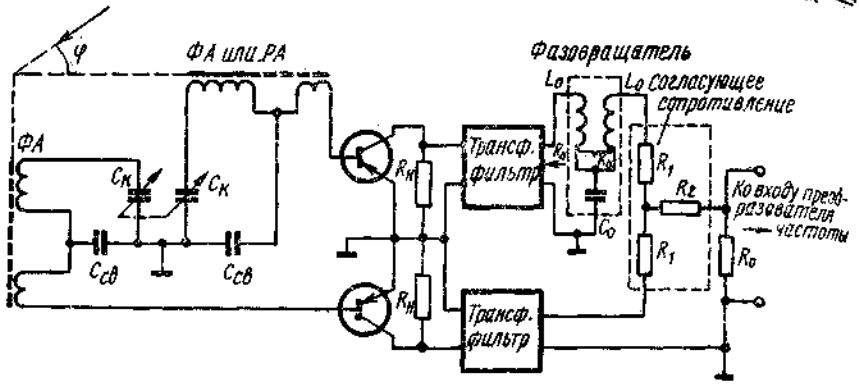


Рис. 3.26. Схема двухканальной антенны с фазовращателем

емкость C (рис. 3.27*а*). 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 $\omega_0 = \sqrt{\omega_{мин}\omega_{макс}}$, где $\omega_{мин}$ и $\omega_{макс}$ — границы рабочего диапазона частот, получаем:

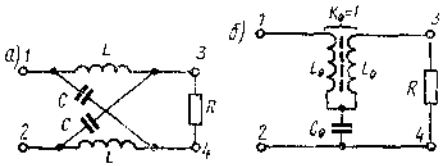


Рис. 3.27. Схема фазовращателя: *а)* симметричное четырехполюсное звено мостового типа; *б)* несимметричное 3-полюсное звено фильтра нижних частот ($m>1$)

$$\Theta_{\omega_{мин}} = 2\operatorname{arc\,tg}\frac{\omega_{мин}}{\omega_0} = 2\operatorname{arc\,tg}\frac{1}{\sqrt{K_д}},$$

$$\Theta_{\omega_{макс}} = 2\operatorname{arc\,tg}\sqrt{K_д},$$

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

Для максимального значения $K_д = 3{,}16$, используемого в диапазонах св и кв,

$$\Theta_{\omega_{мин}} = 60°,$$

$$\Theta_{\omega_{макс}} = 120°.$$

При значениях $\theta = 60°$ и $120°$ результирующее напряжение $u_{р\,мин}$ (см. разд. 3.71) отличается от $u_{р0}$ в пределах 3 *дб*, что вполне приемлемо: $\left(u_{р_0} = \frac{u_{р_{мин}} + u_{р_{макс}}}{2}\right)$.

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. 3.27*б*). 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; $R_н = n^2 R_0$ — 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 бо́льшую 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 $R_г$ (см. разд. 4.23).

3.8. ВСТРОЕННЫЕ ТЕЛЕСКОПИЧЕСКИЕ 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 $\left(l = \frac{\lambda}{4}\right)$ и укороченный $\left(l < \frac{\lambda}{4}\right)$ вибраторы.

Наибольшее распространение получил полуволновый вибратор благодаря своей большой действующей высоте (близкой к длине плеча l) и активному характеру входного сопротивления (≈ 73 *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 влияния 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

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

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

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

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

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

Из этих выражений видно, что для используемых в приемниках вибраторов с $\frac{l}{\lambda} \leqslant 0{,}25$ 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 $\left(l < \frac{\lambda}{4}\right)$ в случае, когда можно пренебречь сопротивлением потерь (по сравнению с сопротивлением излучения), определяется выражением

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

Для полуволнового вибратора

$$h_д = \frac{\lambda}{\pi} \qquad (3.99)$$

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

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

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

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

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

r — средний радиус телескопической антенны;

$\alpha = \frac{R_{1n}}{\rho l\left(1 - \frac{\sin 2ml}{2ml}\right)}$ — постоянная затухания, вычисленная в пред-

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

$R_{\Sigma\, п}$ — сопротивление излучения, отнесенное к току в пучно
сти.

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

$$R_{вх} = \frac{R_{\Sigma п}}{\sin^2 ml} = 80 m^2 l^2, \tag{3.101}$$

$$X_{вх} = -\rho \operatorname{ctg} ml. \tag{3.102}$$

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

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

где R_Σ определяется по формуле Рюденберга для диполя Герца:

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

Из ф-лы (3.102) видно, что при $\frac{l}{\lambda} = 0{,}25$ $X_{вх} = 0$, а при $\frac{l}{\lambda} < 0{,}25$ реактанс антенны $X_{вх}$ 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 $X_{вх}$ 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:

$$C_A = \frac{1}{\omega_2 \rho} \frac{K_д^2 - 1}{K_д \operatorname{ctg} m_1 l - \operatorname{ctg} m_2 l}. \tag{3.103}$$

$$L_A = \frac{\rho}{\omega_1} \frac{\operatorname{ctg} m_1 l - K_д \operatorname{ctg} m_2 l}{K_д^2 - 1}. \tag{3.104}$$

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

должен быть несколько бо́льшим, чем $K_д$ 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 ($C_{корп}$). В этом случае выражения для емкостей корпуса и погонной емкости антенны ($C_{корп}$ и C_1) (взаимная ориентация корпуса и антенн показана на рис. 3.28) могут

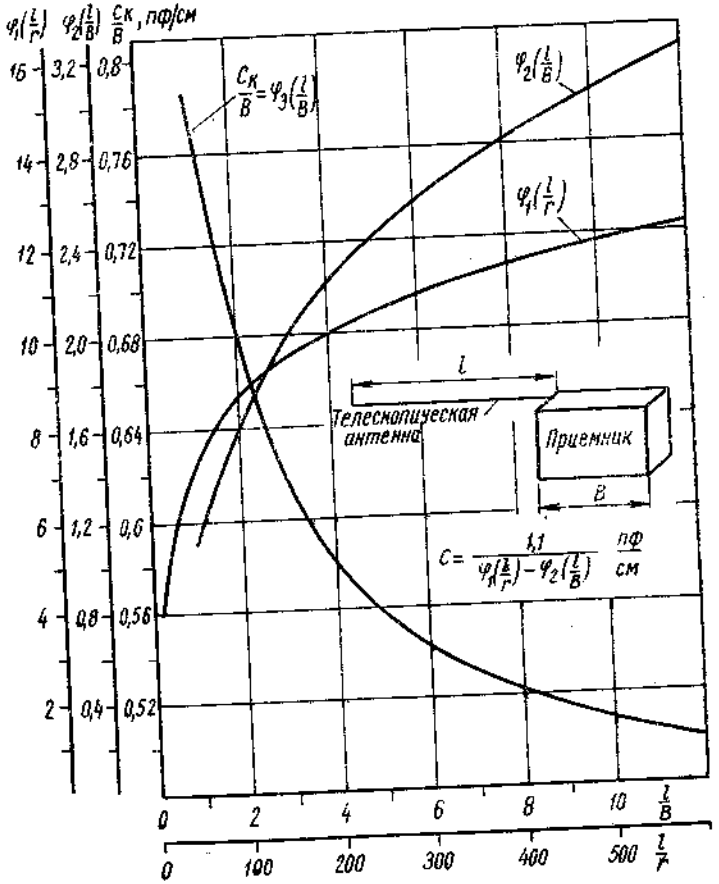


Рис. 3.28. Кривые для определения емкости корпуса и погонной емкости укв антенны

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 $C_{\text{корп}}$ [1]:

$$C_1 = \frac{C_A}{l} = \frac{1{,}1}{\varphi_1\left(\frac{l}{r}\right) - \varphi_2\left(\frac{l}{B}\right)}, \quad \frac{пф}{см}, \tag{3.105}$$

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

где

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

$$\varphi_2\left(\frac{l}{B}\right) = \operatorname{ar\,sh}\frac{\left(\frac{l}{B}+1\right)\frac{l}{B}}{\frac{l}{B}+\frac{1}{2}}, \tag{3.108}$$

$m = \frac{A}{B}$, $n = \frac{D}{B}$ (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:

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

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

$$Z_{\text{вх}} = R_{\text{вх}} + i X_{\text{вх}} = Z_A,$$

[1]) Методика расчета предложена А. Ф. Ососковым.

где

$$R_{\text{вх}} = 20\operatorname{tg}^2\frac{ml}{2} = R_A, \tag{3.110}$$

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

$\rho_{(ом)} = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} = \frac{33{,}3}{C_1\left(\frac{пф}{см}\right)}$ — волновое сопротивление антенны, определяемое его погонной емкостью C_1.

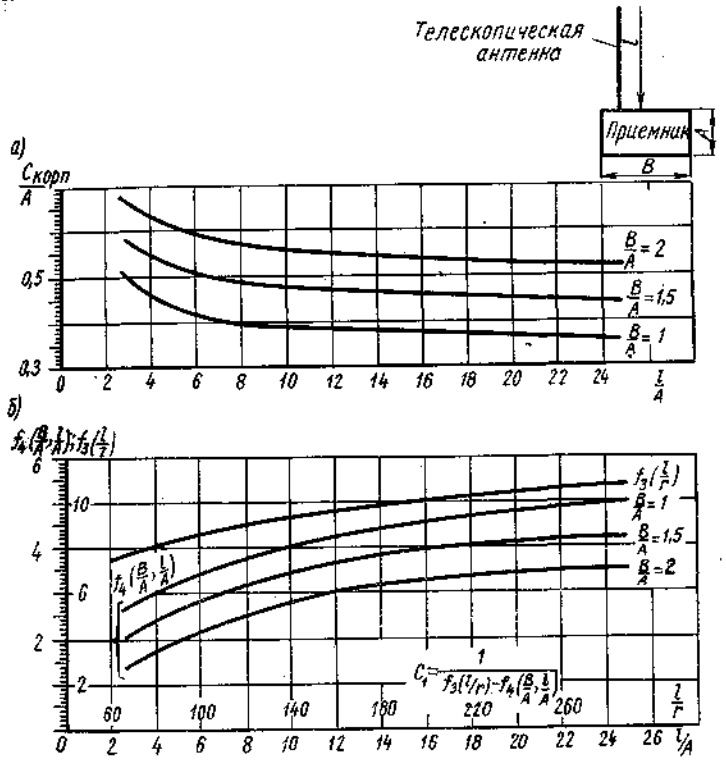


Рис. 3.29. Кривые для определения емкостей корпуса и антенны: *а)* емкости корпуса; *б)* погонной емкости антенны

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 $L_{Aэ}$ и $C_{Aэ}$, соединенных последовательно:

$$\frac{1}{C_{Aэ}} = \frac{1}{C_{\text{корп}}} + \frac{1}{C_A}, \tag{3.112}$$

$$L_{Aэ} = L_A, \tag{3.113}$$

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

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

$$h_д = \frac{\lambda}{2\pi} \operatorname{tg} \frac{ml}{2}. \qquad (3.11$$

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 $C_{корп}$ и C_1, найденное по методу, изложенному в разд. 3.8.2, принимает вид [1]):

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

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

где A, B — высота и длина приемника;

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

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

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

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

Зависимости для $C_{корп}$ и C_1 приведены на рис. 3.29. При известных C_1 и $C_{корп}$ составляющие входного импеданса $R_{вх}$ и $X_{вх}$ определяются из выражений (3.110) и (3.111). Ввиду того что $\frac{ml}{2} \ll 1$, составляющую $R_{вх}$ в диапазоне кв можно не учитывать. Значение $h_д$ 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 длиною $l \approx 1$ *м* ($ml \ll 1$), это выражение может быть упрощено, учитывая, что

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

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

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

[1]) Формулы получены А. Ф. Ососковым.

ГЛАВА ЧЕТВЕРТАЯ

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 антенн. 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 других 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 — $L_к$ и $L_{св}$, расположенных на общем магнитном стержне, и штыревую антенну *ША*, в общем случае присоединенную к отводу контурной катуш-

ки $ФА$ 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 $E_к$ и связи $E_{св}$ ферритовой антенны:

$$E_A = Eh_{шт} \tag{4.1}$$

$$E_к = Eh_к \cos\varphi; \tag{4.2}$$

$$E_{св} = Eh_{св} \cos\varphi; \tag{4.3}$$

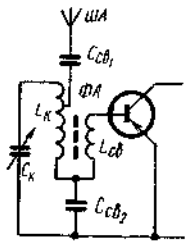


Рис. 4.1. Обобщенная схема входной цепи со сложной связью контура с антенной и нагрузкой

где $h_{шт}$, $h_к$ и $h_{св}$ — соответствующие действующие высоты $ША$ и обмоток $ФА$; φ — угол между направлением прихода волны и плоскостью сечения ферритового сердечника.

Используя схему замещения трансформатора, можно привести эквивалентную схему входной цепи к виду 4.2*б*, на которой приняты следующие обозначения:

r_A, C'_A — эквивалент $ША$;

$$C'_A = \frac{C_A C_{св1}}{C_A + C_{св1}}; \tag{4.4}$$

$$L_к = L_1 + L_2 + 2M_1 \tag{4.5}$$

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

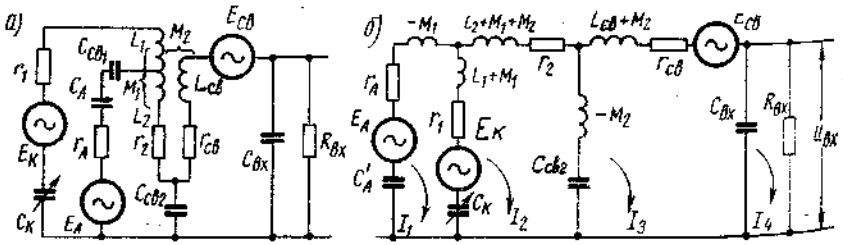


Рис. 4.2. Эквивалентная обобщенная схема

4.2.2. Коэффициент передачи по полю

Пользуясь методом контурных токов, можно из непосредственного рассмотрения эквивалентной схемы написать матричное равенство, устанавливающее взаимосвязь задающих напряжений, контурных токов и сопротивлений:

	1	2	3	4	
$E_a - E_к$	Z_{11}	Z_{12}	Z_{13}	Z_{14}	I_1
$E_к$	Z_{21}	Z_{22}	Z_{23}	Z_{24}	I_2
$E_{св}$	Z_{31}	Z_{32}	Z_{33}	Z_{34}	I_3
0	Z_{41}	Z_{42}	Z_{43}	Z_{44}	I_4
	1	2	3	4	

где

$$\left.\begin{aligned}
Z_{11} &= (r_A + r_1) + i\left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}\right)\\
\frac{1}{C_1} &= \frac{1}{C'_A} + \frac{1}{C_к} = \frac{1}{C_A} + \frac{1}{C_{св_1}} + \frac{1}{C_к}\\
-Z_{12} &= -Z_{21} = r_1 + i\left[\omega(L_1 + M_1) - \frac{1}{\omega C_к}\right]\\
Z_{13} &= Z_{31} = Z_{14} = Z_{41} = Z_{24} = Z_{42} = 0\\
Z_{22} &= r_к + i\left(\omega L_к - \frac{1}{\omega C_2}\right)\\
\frac{1}{C_2} &= \frac{1}{C_к} + \frac{1}{C_{св_2}}\\
r_1 + r_2 &= r_к\\
-Z_{23} &= -Z_{32} = i X_{св}\\
-X_{св} &= \omega M_2 + \frac{1}{\omega C_{св_2}}\\
Z_{33} &= r_{св} + i\left(\omega L_{св} - \frac{1}{\omega C_3}\right)\\
\frac{1}{C_3} &= \frac{1}{C_{вх}} + \frac{1}{C_{св_2}}\\
-Z_{34} &= -Z_{43} = i X_{вх}\\
-X_{вх} &= \frac{1}{\omega C_{вх}}\\
Z_{44} &= R_{вх} + i X_{вх}
\end{aligned}\right\} \tag{4.6}$$

Коэффициент передачи по полю $K_E = \frac{U_{вх}}{E}$ может быть выражен 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 второго столбца сопротивлений задающими напряжениями:

$$\Delta = \begin{array}{c|cccc} 1 & Z_{11} & Z_{12} & 0 & 0 \\ 2 & Z_{21} & Z_{22} & Z_{23} & 0 \\ 3 & 0 & Z_{32} & Z_{33} & Z_{34} \\ 4 & 0 & 0 & Z_{43} & Z_{44} \\ \hline & 1 & 2 & 3 & 4 \end{array}$$

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

После вычисления определителей

$$I_2 = \frac{E_к + \Delta E}{Z_{22} + \Delta Z},$$

где

$$\Delta E = -\left[(E_A - E_к)\frac{Z_{12}}{Z_{11}} + \frac{Z_{23}E_{св}}{Z_{33} - \frac{Z_{34}^2}{Z_{44}}}\right]; \quad (4.7)$$

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

ΔE, ΔR и ΔX — напряжение и составляющие импеданса, вносимые в контур из цепей антенны и нагрузки.

Полезная мощность сигнала на входе транзистора при резонансе

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

$\Delta R_н$ — активное сопротивление, вносимое из цепи нагрузки (входное сопротивление транзистора) в контур.

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

где

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

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

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

$$K_E = \frac{|U_{вх}|}{E} = |h_э|\frac{\sqrt{R_{вх}\Delta R_н}}{r_к + \Delta R}. \quad (4.11)$$

Для получения расчетной формулы для K_E выразим значения $h_э$, $\Delta R_н$ и ΔR через элементы связи контура с антенной и нагрузкой и полосу преселектора.

Определение реакции антенны и нагрузки. Импеданс ΔZ, вносимый 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)

$$\Delta Z_н = -\frac{Z_{23}^2}{Z_{33} - \frac{Z_{34}^2}{Z_{44}}} = \Delta R_н + i\Delta X_н.$$

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

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

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

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

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

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

$$h_э = h_к \cos\varphi \left(1 + \frac{Z_{12}}{Z_{11}}\right) + \Delta h_{св} + \Delta h_{А};$$

где $\Delta h_{А} = -h_{шт} \frac{Z_{12}}{Z_{11}}$ 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

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

— результирующая действующая высота обеих обмоток ферритовой антенны;

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

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

$$h_ф = h_к \cos\varphi \left[1 - \frac{\omega(L_1 + M_1) - \frac{1}{\omega C_к}}{\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}} - \kappa \left(1 + \frac{\omega_{св}^2}{\omega^2}\right)\left(\frac{\omega^2}{\omega_{вх}^2} - \frac{i\omega L_{св}}{R_{вх}}\right)\right], \quad (4.18)$$

где

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

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

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

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

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

$$\frac{r_к + \Delta R}{r_к} = \frac{\Delta F}{\Delta F_к}.$$

Подставляя в (4.11) значение модуля $|h_э|$ и $\Delta R_н$ соответственно из (4.21) и (4.14), получим общее выражение для коэффициента передачи по полю:

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

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 пре-селекторов, 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 непосредст-

венно из (4.22), полагая $h_{шт}=0$ и $\frac{1}{\omega C_1}=\infty\,(C_{св_1}=0)$:

$$K_E=\left|\frac{U_{вх}}{E}\right|=\frac{h_к X_{св}}{2\pi\Delta F L_к\left(1-\frac{\omega^2}{\omega_{вх}^2}\right)}\times$$

$$\times\sqrt{\left[1-\kappa\left(\frac{\omega^2+\omega_{св}^2}{\omega_{вх}^2}\right)\right]^2+\left[\kappa\frac{\omega L_{св}}{R_{вх}}\left(1+\frac{\omega_{св}^2}{\omega_{вх}^2}\right)\right]^2}. \quad (4.23)$$

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

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

откуда

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

Подставляя (4.25) в (4.23), получим

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

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

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

$$K_E=\frac{h_к X_{св}}{2\pi\Delta F L_к}. \quad (4.29)$$

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 $R_г=R_{г\,опт}$. Практически это возможно лишь для кв диапазона, где, как известно, характеристика селективности входной ступени не сказывается на кривой верности приемника.

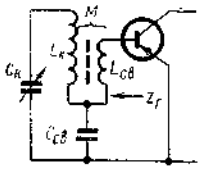


Рис. 4.3. Схема комбинированной связи контура ферритовой антенны с транзистором

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 требованием 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 $Z_г=R_г+iX_г$ на выходных зажимах контура (рис. 4.3), можно показать, что при резонансе

$$R_г=r_к\frac{X_{св}^2}{r_к^2+\frac{\left(\omega L_{св}-\frac{1}{\omega C_{св}}\right)^2 X_{св}^4}{R_{вх}^4}};\quad R_г\gg X_г.$$

Подставляя значение $X_{св}$, взятое из (4.24), получим после преобразования

$$R_г=K_э^2\frac{\omega L_{св}Q_к}{1+\left[\frac{K_э^2\omega L_{св}\left(\omega L_{св}-\frac{1}{\omega C_{св}}\right)Q_к}{R_{вх}^2}\right]^2}, \quad (4.30)$$

где $K_э=\kappa\left(1+\frac{\omega_{св}^2}{\omega^2}\right)$;

$Q_к=\frac{f}{\Delta F_к}$ — конструктивная добротность контура.

Учитывая, далее, что в реальных схемах

$$\left[\frac{K_э^2\omega L_{св}\left(\omega_{св}L_{св}-\frac{1}{\omega C_{св}}\right)Q_к}{R_{вх}^2}\right]^2\ll 1,$$

получаем окончательно

$$R_г=K_э^2\omega L_{св}Q_к=\frac{\omega M^2}{L_к}Q_к\left(1+\frac{1}{\omega^2 MC_{св}}\right)^2. \quad (4.31)$$

Элементы связи M и $C_{св}$ целесообразно выбирать так, чтобы в двух крайних точках диапазона ($f_{мин}$ и $f_{макс}$) обеспечивались значения $R_г$, соответствующие минимуму коэффициента шума $N_{мин}$:

$$(R_г)_{\omega_{мин}}=\frac{M^2}{L_к}\left[\omega Q_к\left(1+\frac{1}{\omega^2 MC_{св}}\right)^2\right]_{\omega_{мин}};$$

$$(R_г)_{\omega_{макс}}=\frac{M^2}{L_и}\left[\omega Q_к\left(1+\frac{1}{\omega^2 MC_{св}}\right)^2\right]_{\omega_{макс}}.$$

Совместное решение этих двух уравнений приводит к следующим расчетным формулам:

$$\left.\begin{aligned}
\omega_{св} &= \omega_{макс}\sqrt{\frac{q_0-1}{K_д^2-q_0}} = \omega_{мин}\sqrt{\frac{q_0-1}{1-\frac{q_0}{K_д^2}}}\\
M &= \frac{K_д^2-q_0}{K_д^2-1}\sqrt{L_к\left(\frac{R_г}{\omega Q_к}\right)_{\omega_{макс}}};\\
C_{св} &= \frac{K_д^2-1}{\omega_{макс}(q_0-1)}\sqrt{\left(\frac{Q_к}{\omega L_к R_г}\right)_{\omega_{макс}}};\\
q_0 &= \sqrt{\frac{(R_г/Q_к)_{\omega_{мин}}}{K_д(R_г/Q_к)_{\omega_{макс}}}};\ K_д = \frac{\omega_{макс}}{\omega_{мин}};\ \omega_{св}^2 = \frac{1}{M_{св}}
\end{aligned}\right\} \quad (4.32)$$

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 рабочие 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 ($h_к \equiv f$), неравномерность коэффициента передачи по полю $K_Е$ была бы чрезмерно велика и равна в первом приближении коэффициенту перекрытия по частоте $K_д$. Поэтому представляется целесообразным подчинить расчет M и $C_{св}$ требованию равенства $K_Е$ на краях диапазона при одновременном обеспечении во всем диапазоне частот $\Delta F \geqslant \Delta F_{доп}$.

Для расчета элементов связи M и $C_{св}$ воспользуемся соотношениями (4.29) и (4.14), учитывая, что на практике $\omega \ll \omega_{вх}$ и $(X_{вх} \approx R_{вх}) \gg X_{св}$:

$$K_Е = h_к \frac{X_{св}}{2\pi \Delta F L_к}; \quad (4.33)$$

$$\Delta R_н = \frac{X_{св}^2}{R_{вх}} = r_к\left(\frac{\Delta F}{\Delta F_к} - 1\right) = 2\pi L_к(\Delta F - \Delta F_к). \quad (4.34)$$

Полагая для $\omega = \omega_{мин}$, $\Delta F = \Delta F_{доп}$, получим из (4.34)

$$X_{св\omega_{мин}} = \sqrt{2\pi L_к R_{вх\omega_{мин}}(\Delta F_{доп} - \Delta F_{к\omega_{мин}})}. \quad (4.35)$$

Приравнивая в (4.33) $(K_Е)_{\omega_{макс}} = (K_Е)_{\omega_{мин}}$ и учитывая, что

$$\frac{h_{к\omega_{макс}}}{h_{к\omega_{мин}}} = K_д,$$

находим

$$X_{св\omega_{макс}} = \frac{\Delta F_{\omega_{макс}}}{\Delta F_{доп}} \cdot \frac{X_{св\omega_{мин}}}{K_д}. \quad (4.36)$$

Так как $\Delta F_{\omega_{макс}}$ согласно (4.34) определяется $X_{св\omega_{макс}}$, то полученное выражение (4.36) представляет собой неявную функцию $X_{св\omega_{макс}}$. После приведения его к явному виду приходим к следующему уравнению:

$$[X_{св}^2 - 2BX_{св} + 2\pi\Delta F L_к R_{вх}]_{\omega_{макс}} = 0.$$

Отсюда

$$X_{св\omega_{макс}} = B_{\omega_{макс}}\left[1 \pm \sqrt{1 - \left(\frac{2\pi\Delta F_к L_к R_{вх}}{B^2}\right)_{\omega_{макс}}}\right]; \quad (4.37)$$

$$B_{\omega_{макс}} = \frac{K_д}{2} R_{вх\omega_{макс}}\left[\frac{X_{св}}{\left(1 - \frac{\Delta F_к}{\Delta F_{доп}}\right)R_{вх}}\right]_{\omega_{мин}}. \quad (4.38)$$

Из выражения (4.37) видно, что имеется два значения $X_{св\omega_{макс}}$, при которых обеспечивается на краях диапазона равенство коэффициента передачи по полю $K_Е$. 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 $K_Е$ обеспечивает более высокую селективность.

Таким образом, окончательная расчетная формула для $X_{св\,\omega_{мак}}$ после упрощений принимает вид

$$X_{св\omega_{макс}} = \frac{K_д}{2}\left[\frac{X_{св}}{R_{вх}\left(1 - \frac{\Delta F_к}{\Delta F_{доп}}\right)}\right]_{\omega_{мин}} R_{вх\,\omega_{макс}} \times$$

$$\times\left\{1 - \sqrt{1 - \frac{4}{K_д(Q_к R_{вх})_{\omega_{макс}}}\left[\frac{\Delta F_к}{\Delta F_{доп}}\left(1 - \frac{\Delta F_к}{\Delta F_{доп}}\right)Q_к R_{вх}\right]_{\omega_{мин}}}\right\}. \quad (4.39)$$

Заметим, что при $K_д > 2{,}5$ и $(Q_к R_{вх})_{\omega_{мин}} \approx (Q_к R_{вх})_{\omega_{макс}}$, с достаточной точностью можно пользоваться приближенной формулой

$$X_{св\omega_{макс}} = \frac{f_{мин}}{Q_{к\omega_{макс}}\Delta F_{доп}} X_{св\omega_{мин}}. \quad (4.40)$$

По найденным значениям $(X_{св})_{\omega_{мин}}$ и $(X_{св})_{\omega_{макс}}$ можно на

основании (4.24) определить $C_{св}$ и M:

$$\left.\begin{aligned} C_{св} &= \frac{1}{\omega_{мин}} \frac{K_д - \frac{1}{K_д}}{K_д X_{св\omega_{мин}} - X_{св\omega_{макс}}} \\ M &= \frac{1}{\omega_{мин}} \frac{K_д X_{св\omega_{макс}} - X_{св\omega_{мин}}}{K_д^2 - 1} \\ \omega_{св} &= \omega_{мин} \sqrt{\frac{K_д - \frac{X_{св\omega_{макс}}}{X_{св\omega_{мин}}}}{\frac{X_{св\omega_{макс}}}{X_{св\omega_{мин}}} - \frac{1}{K_д}}} \\ \omega_{св} &= \frac{1}{\sqrt{MC_{св}}} \end{aligned}\right\}. \quad (4.42)$$

Частотные характеристики ΔF, $R_г$ и $K_Е$. Определим одним из вышеизложенных методов значения элементов связи M, $C_{св}$ и из 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 $R_г$ и коэффициента передачи по полю $K_Е$.

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:

$$\left.\begin{aligned} X_{св} &= \omega_{св} M \left(\frac{\omega}{\omega_{св}} + \frac{\omega_{св}}{\omega}\right) \qquad R_г = \frac{X_{св}^2}{2\pi \Delta F_к L_к} \\ \Delta F &= \Delta F_к \left[1 + \frac{R_г}{R_{вх}\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_{вх}^2}\right)^2}\right]; \\ K_Е &= h_к \frac{R_{вх}}{X_{св}} \frac{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_{вх}^2}\right)}{1 + \frac{R_{вх}}{R_г}\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_{вх}^2}\right)^2} \sqrt{\left(1 + n\frac{X_{св}}{X_{вх}}\right)^2 + \left(n\frac{X_{св}}{R_{вх}}\right)^2}; \\ n &= \sqrt{\frac{L_{св}}{L_к}}; \quad X_{вх} = \frac{1}{\omega C_{вх}}; \quad \omega_{вх} = \frac{1}{\sqrt{L_{св} C_{вх}}}. \end{aligned}\right\} \quad (4.43)$$

Для оценки полученных зависимостей в рабочем диапазоне частот с перекрытием $K_д \approx 3$ сделаем следующие упрощения, ко-

торые на практике в большинстве случаев допустимы:

$$\left.\begin{aligned} \frac{\partial R_{вх}}{\partial f} &= \frac{\partial Q_к}{\partial f} = 0; \quad R_{вх} = R_{вх\,0} = \text{const} \\ Q_к &= Q_{к\,0} = \text{const}; \quad \frac{\omega^2}{\omega_{вх}^2} \ll 1 \end{aligned}\right\}. \quad (4.44)$$

$K_Е$ определяется выражением (4.34).

При этих допущениях соотношения (4.43) принимают вид:

$$R_г = R_{г_0} \varphi_1(X), \quad (4.45)$$

где

$$R_{г_0} = \kappa^2 Q_{к_0} \omega_{св} L_{св}; \quad \varphi_1(X) = \frac{1}{X}\left(X + \frac{1}{X}\right)^2; \quad X = \frac{\omega}{\omega_{св}}.$$

Из анализа функции $\varphi_1(X)$ видно, что она имеет минимум:

$$\frac{\partial \varphi_1(X)}{\partial X} = 0 \text{ при } x_0 = \sqrt{3};$$

$$\left.\begin{aligned} &\varphi_{1\,мин}(X_0) = 3{,}08 \\ &R_{г\omega_{мин}} = 3{,}08 R_{г_0} \\ &\frac{R_г}{R_{г\omega_{мин}}} = 0{,}325 \frac{1}{X}\left(X + \frac{1}{X}\right)^2 \end{aligned}\right\}. \quad (4.46)$$

Из частотной зависимости $\frac{R_г}{R_{г\omega_{мин}}}$ (рис. 4.4) видно, что изменение $R_г$ в диапазоне с $K_д \leqslant 3$ не превышает 25%.

2. $$\Delta F = \Delta F_к \left(1 + \frac{R_г}{R_{вх}}\right). \quad (4.47)$$

Так как частотные изменения $R_г$ не превышают 25%, а $\frac{R_г}{R_{вх}} < 1$, то при $Q_к = \text{const}$ полосу преселектора можно практически считать пропорциональной величине принимаемой частоты.

3. $$K_Е = h_Е \frac{X_{св}}{2\pi \Delta F L_к}.$$

Подставляя значение ΔF из (4.46) и учтя, что $h_к = h_{\omega_{мин}} \frac{\omega}{\omega_{мин}}$, после преобразований получим

$$\frac{1}{K_Е} \frac{h_{\omega_{мин}} R_{вх}}{\omega_{мин} M} = \varphi_2(X), \quad (4.48)$$

где

$$\varphi_2(X) = \frac{1 + X^2}{X} + \frac{X}{a(1 + X^2)};$$

$$a = Q_к \frac{\omega_{св} \kappa^2 L_{св}}{R_{вх}}.$$

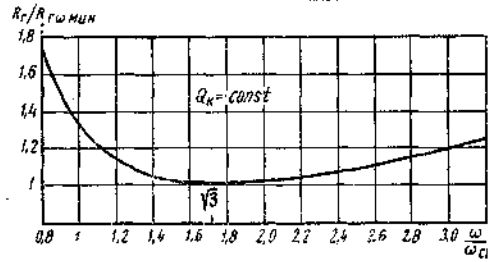


Рис. 4.4. Частотная зависимость сопротивления источника возбуждения

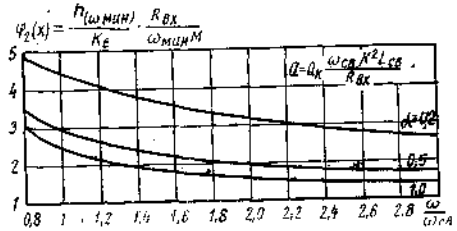


Рис. 4.5. Частотная зависимость коэффициента передачи по полю

Зависимость $\varphi_2(X)$ представлена на рис. 4.5. Видно, что по сравнению со средней частотой диапазона коэффициент передачи в диапазоне с $K_д = 3$ изменяется не более чем на 30% при $R_{вх} \doteq \text{const}$.

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 $R_г$ на краях диапазона обеспечивает практическое постоянство $R_г$ и K_E во всем диапазоне радиочастот.

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 ($R_г = R_{г\,опт}$) или необходимой полосы преселектора ($\Delta F \geqslant \Delta F_{доп}$). 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 низшей частоте диапазона ($\omega_{мин}$). При расчете по заданному $R_г$ формула для $L_{св}$ находится из (4.31) при $C_{св} = \infty$:

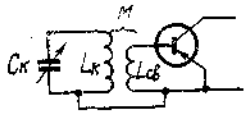


Рис. 4.6. Схема трансформаторной связи контура с транзистором

$$\omega_{мин} L_{св} = \frac{1}{\kappa^2} \left(\frac{R_г}{Q_к} \right)_{\omega_{мин}}. \qquad (4.48)$$

При заданном $\Delta F_{доп}$, $L_{св}$ определяется из (4.35):

$$\omega_{мин} L_{св} = \frac{R_{вх} \omega_{мин}}{\kappa^3} \left(\frac{\Delta F_{доп}}{f_{мин}} - \frac{1}{Q_{к\omega_{мин}}} \right). \qquad (4.49)$$

Частотные зависимости для $R_г$, ΔF и K_E могут быть получены

из (4.42) после подстановки значения $X_{св} = \omega M$:

$$\left.\begin{aligned} R_г &= \kappa^2 \omega L_{св} Q_к \\ \Delta F &= \Delta F_к \left[1 + \frac{R_г}{R_{вх} \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_{вх}^2} \right)^2} \right] \\ K_E &= h_к \frac{n \kappa Q_к \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_{вх}^2} \right)}{\frac{R_г}{R_{вх}} + \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_{вх}^2} \right)^2} \sqrt{\left(1 + \frac{\kappa \omega^2}{\omega_{вх}^2} \right)^2 + \left(\frac{\kappa \omega L_{св}}{R_{вх}} \right)^2} \\ n &= \sqrt{\frac{L_{св}}{L_к}} \\ \omega_{вх} &= \frac{1}{\sqrt{L_{св} C_{вх}}} \end{aligned}\right\} \qquad (4.50)$$

4.2.5. Входная цепь при внутриемкостной связи контура ферритовой антенны с транзистором

Для схемы рис. 4.7

$$M = 0;$$

$$X_{св} = \frac{1}{\omega C_{св}}.$$

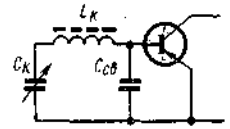


Рис. 4.7. Схема внутриемкостной связи контура с транзистором

Как и ранее, элемент связи рассчитывается по заданному $R_г$ или $\Delta F_{доп}$. В первом случае из (4.31) при $M = 0$ имеем

$$C_{св} = \frac{1}{\omega_{мин}} \sqrt{\left(\frac{Q_к}{\omega L_к R_г} \right)_{\omega_{мин}}}. \qquad (4.51)$$

При заданном $\Delta F_{\omega_{мин}} = \Delta F_{доп}$, $C_{св}$ определяется из (4.35):

$$\frac{1}{\omega_{мин} C_{св}} = \sqrt{2\pi L_к R_{вх} \omega_{мин} \left(\Delta F_{доп} - \Delta F_{к\omega_{мин}} \right)}.$$

Полагая $X_{св} = \frac{1}{\omega C_{св}}$, $L_{св} = 0$ ($\omega_{вх} = \infty$), находим из (4.42)

$$\left.\begin{aligned} R_г &= \frac{Q_к}{\omega^3 C_{св}^2 L_к} \\ \Delta F &= \Delta F_к \left(1 + \frac{R_г}{R_{вх}} \right) \\ K_E &= h_к \frac{R_{вх} \omega C_{св}}{1 + \frac{R_{вх}}{R_г}} = h_к \frac{Q}{\omega^2 L_к C_{св}} \end{aligned}\right\}, \qquad (4.52)$$

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 $\frac{\omega^2}{\omega_{вх}^2} \ll 1, \frac{\partial R_{вх}}{df} = \frac{\partial Q_к}{\partial f} = 0$	Внутриемкостная связь $\frac{\partial Q_к}{\partial f} = \frac{\partial R_{вх}}{df} = 0$
1. $\frac{R_г}{R_{г\omega_{мин}}} =$	$= \frac{\omega}{\omega_{мин}}$;	$= \frac{\omega_{мин}^3}{\omega^3}$
2. $\frac{\Delta F}{\Delta F_{\omega_{мин}}}\left(1+\frac{R_г}{R_{вх}}\right)_{\omega_{мин}} =$	$= \frac{\omega}{\omega_{мин}}\left(1+\frac{\omega}{\omega_{мин}}\frac{R_{г\omega_{мин}}}{R_{вх}}\right)$	$= \frac{\omega}{\omega_{мин}} + \frac{\omega_{мин}^2}{\omega^2}\frac{R_{г\omega_{мин}}}{R_{вх}}$
3. $\frac{\Delta F}{\Delta F_{к\omega_{мин}}} =$	$= \frac{\omega}{\omega_{мин}}\left[1+\frac{\omega}{\omega_{мин}}\left(\frac{\Delta F_{доп}}{\Delta F_{к\omega_{мин}}}-1\right)\right]$;	$\frac{\omega}{\omega_{мин}} + \frac{\omega_{мин}^2}{\omega^2}\left(\frac{\Delta F_{доп}}{\Delta F_{к\omega_{мин}}}-1\right)$
4. $\frac{K_{Е\omega_{мин}}}{K_Е}\left(1+\frac{R_г}{R_{вх}}\right)_{\omega_{мин}} =$	$= \frac{\omega_{мин}}{\omega}\left(1+\frac{\omega}{\omega_{мин}}\frac{R_{г\omega_{мин}}}{R_{вх}}\right)$	$= \frac{\omega}{\omega_{мин}} + \frac{\omega_{мин}^2}{\omega^2}\frac{R_{г\omega_{мин}}}{R_{вх}}$
5. $\frac{K_{Е\omega_{мин}}}{K_Е}\cdot\frac{\Delta F_{доп}}{\Delta F_{к\omega_{мин}}} =$	$= \frac{\omega_{мин}}{\omega}\left[1+\frac{\omega}{\omega_{мин}}\left(\frac{\Delta F_{доп}}{\Delta F_{к\omega_{мин}}}-1\right)\right]$	$= \frac{\omega}{\omega_{мин}} + \frac{\omega_{мин}^2}{\omega^2}\left(\frac{\Delta F_{доп}}{\Delta F_{к\omega_{мин}}}-1\right)$
6. $\frac{h_к}{h_{к\omega_{мин}}} =$	$\frac{\omega}{\omega_{мин}}$	$\frac{\omega}{\omega_{мин}}$

1. Для схемы с трансформаторной связью частотная характеристика $R_г$ — линейновозрастающая, в то время как для схемы с внутриемкостной связью $R_г$ 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 $R_г$, 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 $K_д=3$ рабочая полоса ΔF практически равна собственной полосе ненагруженного контура $\Delta F_к$.

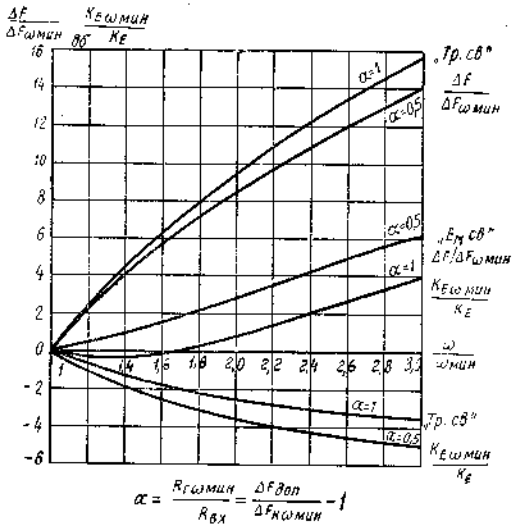


Рис. 4.8. Сравнительные частотные зависимости рабочей полосы и коэффициента передачи по полю для схем трансформаторной и внутриемкостной связи контура с транзистором

Из кривых (рис. 4.8) видно, что в диапазоне частот с $K_д=3$ частотная неравномерность $\frac{\Delta F}{\Delta F_{\omega_{мин}}}$ 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 $K_Е$ практически одинакова для обеих схем, с той лишь разницей, что в схеме с трансформаторной связью $K_Е$ растет с увеличением частоты, в то время как для схемы с емкостной связью $K_Е$ падает.

Изменение $K_Е$ в диапазоне с $K_д=3$ составляет 4÷6 *дб* (рис. 4.8).

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 $L_к$ 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 $h_к=0$:

$$K_E = \frac{|U_{вх}|}{E} = h_{шт} \frac{X_{св}}{2\pi\Delta F L_к \left(1-\frac{\omega^2}{\omega_{вх}^2}\right)} \cdot \frac{\omega(L_1+M_1)-\frac{1}{\omega C_к}}{\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}}. \quad (4.54)$$

Для схемы с емкостной связью выражение (4.54) упрощается, учитывая, что в этом случае (рис. 4.2*а*) $L_1=M_1=0$:

$$K_E = h_{шт} \frac{X_{св}\frac{C_1}{C_к}}{2\pi\Delta F L_к \left(1-\frac{\omega^2}{\omega_{вх}^2}\right)}, \quad (4.55)$$

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 $C_{св_1}$ результирующий реактанс входной цепи при резонансе с учетом реакции антенны и нагрузки равен нулю

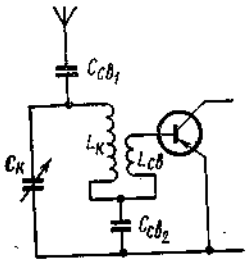


Рис. 4.9. Схема емкостной связи штыревой антенны с контуром

$$\omega L_к - \frac{1}{\omega C_2} - \frac{X_{12}^2}{X_{11}} + \frac{X_{св}^2}{X_{вх}\left(1-\frac{\omega^2}{\omega_{вх}^2}\right)} = 0,$$

где C_2, X_{12}, X_{11}, $X_{св}$ определяются формулами (4.6).

Отсюда следует, что

$$\omega^2\left[L_к + \frac{X_{св}^2}{X_{вх}\left(1-\frac{\omega^2}{\omega_{вх}^2}\right)}\right] = \frac{1}{C_2} + \frac{X_{12}^2}{X_{11}}\omega = \frac{1}{C_{рез}},$$

$$C_{рез} = \frac{1}{\frac{1}{C_2} + \frac{X_{12}^2}{X_{11}}\omega} \quad (4.57)$$

— резонансная емкость контура.

Подставляя значения X_{12} и X_{11} при $\Gamma_1=M_1=0$, получим

$$\frac{1}{C_{рез}} = \frac{1}{C_{св_2}} + \frac{C_A + C_{св_1}}{C_к C_{св_1} + C_A(C_к + C_{св_1})}. \quad (4.58)$$

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

$$\left|\frac{\Delta\omega}{\omega}\right| = \frac{\Delta C_A}{2C_{рез}} \left(\frac{C_{св_1}}{C_{A_0} + C_{св_1}}\right)^2. \quad (4.59)$$

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:

$$\left|\frac{\Delta\omega}{\omega}\right| = \frac{1}{2}\frac{\Delta F}{f} = \frac{1}{2Q} = \frac{(C_{A_2}-C_{A_1})}{4C_{рез}} \left(\frac{C_{св_1}}{C_{A_0}+C_{св_1}}\right)^2 \quad (4.60)$$

отсюда

$$C_{св_1} = \frac{C_{A_0}}{\sqrt{\frac{(C_{A_2}-C_{A_1})Q}{2C_{рез}} - 1}}, \quad (4.61)$$

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 $C_{св_1}$, вычисленная согласно (4.61), может оказаться отрицательной. Это означает, что при любой величине $C_{св_1}$ (в том числе и при $C_{св_1} = \infty$) 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 $C_{св_1}=0$ и выражение для K_2 определяются (4.54) при значении

$$\frac{1}{C_1}=\frac{1}{C_A}+\frac{1}{C_к}.$$

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:

$$\left|\frac{\Delta\omega}{\omega}\right|=C_{рез}\left[\frac{1-\omega^2(L_1+M)C_{рез}}{(C_{рез}+C_{A_0})(1-\omega^2L_1C_1)}\right]\Delta C_A.$$

Полагая $\left|\frac{\Delta\omega}{\omega}\right|=\frac{1}{2Q}$ и произведя преобразования, получим

$$L_1+\alpha M_1=\beta, \tag{4.62}$$

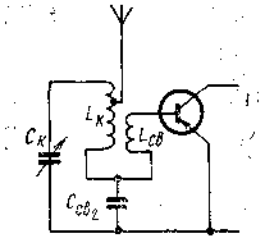


Рис. 4.10. Схема автотрансформаторной связи штыревой антенны с контуром

где

$$\alpha=\frac{1}{1-P\dfrac{C_{A_0}}{C_{рез}+C_{A_0}}}; \tag{4.63}$$

$$\beta=\alpha(1-P)L_к; \tag{4.64}$$

$$P=\frac{C_{рез}+C_{A_0}}{\sqrt{\dfrac{Q(C_{A_2}-C_{A_1})}{2}C_{рез}}}. \tag{4.65}$$

Для определения L_1 мы располагаем дополнительно двумя уравнениями:

$$L_1+L_2+2M_1=L_к;$$

$$L_2=\frac{M^2}{\kappa_1^2L_1}.$$

Решая их совместно с (4.62), получаем расчетную формулу для L_1:

$$L_1=\frac{L_0}{A_0}\left[1-\sqrt{1-A_0\left(\frac{I_к}{L_0}\frac{1-P}{\kappa}\right)^2}\right], \tag{4.66}$$

где

$$L_0=\frac{L_к}{2}\left[1+2(1-P)\left(\frac{1}{\alpha\kappa^2}-1\right)\right]; \tag{4.67}$$

$$A_0=1+\frac{1}{\kappa^2\alpha^2}-\frac{2}{\alpha}. \tag{4.68}$$

В большинстве практических случаев соблюдается неравенство

$$A_0\left(\frac{L_к}{L_0}\frac{1-P}{\kappa}\right)^2\ll 1.$$

Это позволяет ф-лу (4.66) привести к виду

$$L_1=\frac{1}{2}L_0\left(\frac{L_к}{L_0}\frac{1-P}{\kappa}\right)^2=\gamma_0L_к, \tag{4.69}$$

где

$$\gamma_0=\frac{1-P}{\dfrac{2}{\alpha}-\dfrac{1-2P}{1-P}\kappa^2}. \tag{4.70}$$

По найденному L_1 определяются затем M и $L_к$:

$$M=L_к\left(1-P-\frac{\gamma_0}{\alpha}\right); \tag{4.71}$$

$$L_2=\frac{L_к}{\gamma_0}\left[\frac{\alpha(1-P)-\gamma_0}{\alpha_к}\right]^2 \tag{4.72}$$

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. 4.11*б*) представляет реактивную составляющую входной проводимости, которую имеет транзистор в схеме с общей базой в диапазоне укв. Для упрощения анализа ее целесообразно заменить эквивалентной емкостью $C_{вх}$:

$$C_{вх}=-\frac{1}{\omega^2L_{вх}}. \tag{4.73}$$

При этом результирующая емкость связи с транзистором

$$C_2=C_{св}+C_{вх}. \tag{4.74}$$

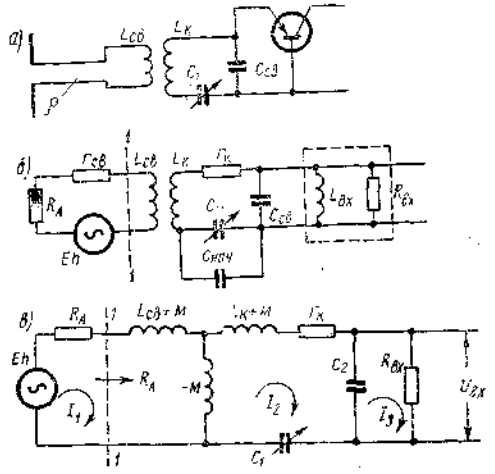


Рис. 4.11. Схема перестраиваемой узкополосной цепи:
а) принципиальная схема; *б)* и *в)* эквивалентные схемы

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. 4.11*в*.

Для расчета элементов схемы мы располагаем заданными величинами коэффициента перекрытия $K_д = \frac{f_{макс}}{f_{мин}}$ рабочей полосы ΔF, переменной емкости блока конденсаторов C_∞, а также следующими условиями:

а) контурный ток I_1 при резонансе входной цепи не должен содержать реактивной составляющей;

б) входное сопротивление цепи правее зажимов 1—1 (рис. 4.11*в*) должно быть равно волновому сопротивлению фидера, что использовалось при анализе обобщенной одноконтурной входной цепи (см. разд. 4.22), можем написать

$$I_1 = \frac{\Delta_1}{\Delta} = \frac{Eh}{Z_{11} + \Delta Z},$$

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:

$$\left.\begin{aligned}
\Delta R &= \omega^2 M^2 \frac{R_{кэ}}{R_{кэ}^2 + X_{кэ}^2} \\
\Delta X &= -\omega^2 M^2 \frac{X_{кэ}}{R_{кэ}^2 + X_{кэ}^2} \\
R_{кэ} &= r_к + \Delta R_н \\
\Delta R_н &= \frac{R_{вх}}{1 + \omega^2 C_2^2 R_{вх}^2} \\
X_{кэ} &= \omega L_к - \frac{C_1 + \Delta C_н}{\omega C_1 \Delta C_н} \\
\Delta C_н &= C_2\left(1 + \frac{1}{1 + \omega^2 C_2^2 R_{вх}^2}\right)
\end{aligned}\right\} \quad (4.75)$$

Здесь $\Delta R_н$ и $\Delta C_н$ — 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:

$$\Delta R = R_A; \quad \omega L_{св} + \Delta X = 0; \quad \frac{r_к + \Delta R_A + \Delta R_н}{r_к} = \frac{\Delta F}{\Delta F_к},$$

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 ($L_{св}$, $L_к$, κ, C_1 и C_2), то двумя из них мы вправе задаться. Из конструктивных соображений удобнее всего задаться значениями индуктивности контура $L_к$ и коэффициентом связи κ между $L_к$ и $L_{св}$.

В результате совместного решения уравнений получаем следующие расчетные формулы:

$$C_2 = \frac{1}{\omega R_{вх}} \sqrt{\frac{R_{вх}}{\pi(\Delta F - 2\Delta F_к) L_к} - 1}; \quad (4.76)$$

$$\frac{\omega L_{св}}{R_A} = \frac{\kappa^2 f}{\Delta F}\left[1 - \sqrt{1 - \left(\frac{\Delta F}{\kappa^2 f}\right)^2}\right] \approx \frac{1}{2}\frac{\Delta F}{\kappa^2 f} \text{ при } \left(\frac{\Delta F}{\kappa^2 f}\right)^2 \ll 1; \quad (4.77)$$

$$\frac{\Delta C_н}{C_1} = \omega^2 L_к \Delta C_н\left(1 - \frac{\Delta F}{2f}\frac{\omega L_{св}}{R_A}\right) - 1 \approx \omega^2 L_к \Delta C_н - 1, \quad (4.78)$$

где $\Delta C_н$ определяется из (4.73)—(4.75).

По вычисленным на нижней частоте диапазона $f_{мин}$ значениям $C_н$ и C_2 можно определить $C_{нач}$ и $C_\sim$:

$$C_{нач} = \frac{C_2}{K_д^2\left(1 + \frac{C_2}{C_1}\right) - 1}; \quad (4.79)$$

$$C_\sim = C_1 - C_{нач}. \quad (4.80)$$

Полезная мощность, выделяемая в нагрузке,

$$P_{вх} = \frac{U_{вх}^2}{R_{вх}} = E^2 h^2 \frac{\omega^2 M^2}{R_A^2 + \omega^2 L_{св}^2} \frac{\Delta R_н}{(r_к + \Delta R_A + \Delta R_н)^2}.$$

Выражая значения сопротивлений через собственную и рабочую полосы, получим:

$$P_{вх} = P_{макс}\left(1 - \frac{2\Delta F_к}{\Delta F}\right) \frac{1}{1 + \left(\frac{1}{2}\frac{\Delta F}{\kappa^2 F}\right)^2}, \quad (4.81)$$

$$K_E = \frac{U_{вх}}{E} = K_{E_{макс}} \sqrt{\frac{1 - \frac{2\Delta F_к}{\Delta F}}{1 + \left(\frac{1}{2}\frac{\Delta F}{\kappa^2 f}\right)^2}} \quad (4.82)$$

где

$$P_{макс} = \frac{E^2 h^2}{4R_A}; \quad (4.83)$$

$P_{макс}$ — максимальная мощность, которую антенна может отдать нагрузке;

$$K_{E_{макс}} = \frac{h}{2}\sqrt{\frac{R_{вх}}{R_A}} \tag{4.84}$$

при $\Delta F_к = 0$ $(Q_к = \infty)$.

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]:

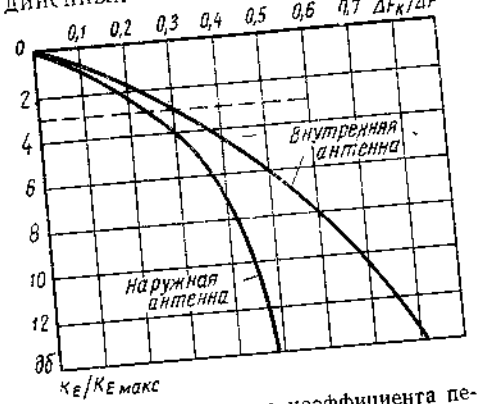


Рис. 4.12. Зависимость коэффициента передачи по полю от относительной полосы пропускания

а) реактивная составляющая импеданса колебательного контура должна быть равна нулю;

б) сопротивления, вносимые в контур из цепи антенны ΔR_A и транзистора $\Delta R_н$, должны быть

$$\Delta R_A = \Delta R_н = \frac{r_к}{2}\left(\frac{\Delta F}{\Delta F_к} - 1\right). \tag{4.85}$$

При выполнении этих условий мощность, развиваемая в нагрузке, и коэффициент передачи по полю определяются соотношениями:

$$P_{вх} = P_{макс}\left(1 - \frac{\Delta F_к}{\Delta F}\right)^2; \tag{4.86}$$

$$K_E = K_{E_{макс}}\left(1 - \frac{\Delta F_к}{\Delta F}\right); \tag{4.87}$$

$$P_{макс} = \frac{E^2 h^2}{4R_A}; \tag{4.88}$$

$$K_{E\,макс} = \frac{h}{2}\sqrt{\frac{R_{вх}}{R_A}}. \tag{4.89}$$

На рис. 4.12 представлены зависимости $\frac{K_E}{K_{E_{макс}}} = f\left(\frac{\Delta F_к}{\Delta F}\right)$

обеих 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 $\frac{1}{\sqrt{1+\left(\frac{1}{2}\frac{\Delta F}{\kappa^2 f}\right)^2}}$ принимается равным 1).

Видно, что при одном и том же коэффициенте передачи входная цепь с фидерной линией отличается значительно меньшей селективностью. Так, при $K_E/K_{E_{макс}} = -6$ *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 $L_к$ и коэффициентом связи κ, находим:

$$C_2 = \frac{1}{\omega R_{вх}}\sqrt{\frac{R_{вх}}{\pi(\Delta F - \Delta F_к)L_к} - 1}; \tag{4.90}$$

$$\frac{\omega L_{св}}{R_A} = \left(\frac{\kappa^2 f}{\Delta F - \Delta F_к} - Q_A\right)\left[1 - \sqrt{1 - \frac{1 + Q_A^2}{\left(\frac{\kappa^2 f}{\Delta F - \Delta F_к} - Q_A\right)^2}}\right], \tag{4.91}$$

$$Q_A = \frac{\omega L_A - \frac{1}{\omega C_A}}{R_A} \tag{4.92}$$

— добротность антенны.

Емкость C_1 определяется из условия резонанса контура:

$$\omega L_к - \frac{1}{\omega C_1} + \Delta X_A + \Delta X_н = 0,$$

$$\Delta X_A = -\frac{\omega^2 M^2}{X_A^2 + R_A^2} X_A = -\frac{\Delta R_A}{R_A} X_A;$$

$$\frac{X_A}{R_A} = \frac{\omega L_{св}}{R_A} + Q_A; \tag{4.93}$$

$$\Delta X_н = -\frac{1}{\omega \Delta C_н};$$

$$\Delta C_н = C_2\left(1 + \frac{1}{1 + \omega^2 C_2^2 R_{вх}^2}\right).$$

Разрешая (4.93) относительно C_1 находим

$$\frac{\Delta C_н}{C_1} = \omega^2 L_к \Delta C_н\left[1 - \frac{\Delta F - \Delta F_к}{2f}\left(\frac{\omega L_{св}}{R_A} + Q_A\right)\right] - 1 \approx \omega^2 L_к \Delta C_н - 1.$$

Значения $C_{нач}$ 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. 4.32, 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 бо́льшее 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

$$\left.\begin{aligned} L_п &= \frac{R_д}{2\pi(f_2-f_1)} \\ L_в &= n^2 L_п \\ C_I &= \frac{\kappa}{2\pi f_0 R_A} \\ C_{II} &= \frac{C_I}{n^2} \\ n &= \sqrt{\frac{R_{вх}}{R_A}} \end{aligned}\right\}. \qquad (4.95)$$

При изготовлении трансформатора индуктивность вторичной обмотки $L_в$ должна быть уменьшена на величину вносимой индуктивности из цепи транзистора ($\Delta L_п$):

$$\Delta L_в = \frac{L_{вх}R_{вх}^2}{R_{вх}^2+\omega^2 L_{вх}^2} \approx L_{вх}. \qquad (4.96)$$

Соответственно должен быть увеличен коэффициент связи между обмотками до величины κ':

$$\kappa' = \kappa\sqrt{\frac{L_в}{L_в-\Delta L_п}}. \qquad (4.97)$$

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 применение звена типа III_1 с внутриемкостной связью (рис. 4.14), расчет элементов которого приведен в табл. 7.1.

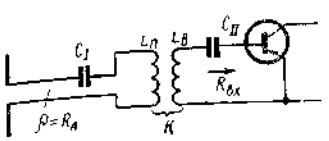


Рис. 4.13. Схема широкополосной цепи с трансформаторной связью элементов контура

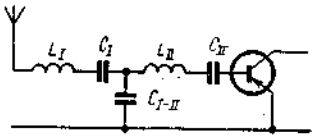


Рис. 4.14. Схема широкополосной цепи с внутриемкостной связью элементов контура

Для отечественного диапазона ЧМ вещания могут быть использованы ф-лы (4.95) при условии замены $L_п$ и $L_в$ на L_I и L_{II}, а в выражении для C_I — величины коэффициента связи κ следующей формулой:

$$\kappa = \frac{1}{\frac{f_0}{f_2-f_1}-n}. \qquad (4.98)$$

При этом емкость C_{I-II} равна:

$$C_{I-II} = C_I\frac{f_0}{n(f_2-f_1)} - 1. \qquad (4.99)$$

Характеристики усиления и селективности входной цепи определяются соотношениями, полученными в разд. 7.32. 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

$$|Y_{21}| \to \frac{1}{R_A}, \quad \frac{W_к}{W_б} = \frac{R_A}{R_{вх}};$$

$$g_б + g_{11сл} = \frac{1}{R_{вх}}, \quad K_u \to K_E, \quad \beta_к \to \beta_A;$$

$$g_к + g_{22} = \frac{1}{R_A}, \quad W_к \to R_A, \quad W_б = R_{вх};$$

$$\ln K_E = \ln\left[\frac{h}{2}\sqrt{\frac{R_{вх}}{R_A}}\right] - \beta_c - \beta_A - \beta_б + \ln 4 \qquad (4.100)$$

где β_c, β_A, $\beta_б$ — собственное затухание в звене и затухание вследствие его несогласованности с антенной и транзистором соответ-

ственно (β_A и $\beta_б$ определяются из (7.3) и (7.4). Для средней ч
стоты диапазона $f_{рез}$, $\beta_A = \beta_б = \ln 2$, поэтому

$$|\ln K_E|_{f_{рез}} = \ln\left[\frac{h}{2}\sqrt{\frac{R_{вх}}{R_A}}\right] - \beta_{с f_{рез}}. \qquad (4.10$$

Пользуясь номограммами (рис. 7.7—7.14), можно вычислить ч
стотную характеристику входной цепи в полосах пропускания
задерживания.

4.4. ДВУХКОНТУРНЫЕ ВХОДНЫЕ ЦЕПИ ДЛЯ ДИАПАЗОНА АМ ВЕЩАНИЯ

4.4.1. Схема преселектора

Одно из основных требований к приемникам повышенного
чества — неискаженное воспроизведение частот модуляции. П
решении этой задачи возникает трудность, связанная с тем, чт
дв и св диапазонах полоса пропускания преселекторов становит
соизмеримой с полосой тракта промежуточной частоты. Поэто
выбор их схемы и расчет элементов до
ны обеспечивать необходимую полосу п
пускания частот ΔF при удовлетворите
ной эффективности передачи сигнала K_E.

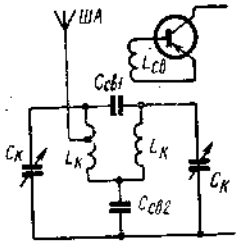


Рис. 4.15. Схема двухконтурного преселектора с двойной емкостной связью

Наиболее рационально для указан
приемников использование входных це
с двумя перестраиваемыми контурами,
ладающими, по сравнению с одноконт
ными преселекторами, более высоким ко
фициентом $K_E\Delta F$. Как и в случае одно
турных входных целей, здесь возможны
костная или автотрансформаторная свя
антенной. Также возможно применение
бой межконтурной связи. Однако, стремясь получить высокое
стоянство полосы пропускания во всем диапазоне частот, наибо
целесообразна схема с внешне-и внутреннеемкостной связью
ду контурами (рис. 4.15). Эта схема и технологически наибо
удобна, так как позволяет элементами связи $C_{св_1}$ и $C_{св_2}$ легко
новить необходимую связь между контурами.

4.4.2. Коэффициент передачи по полю

В отличие от полосового фильтра, используемого для меж
кадной связи, в котором оба контура характеризуются близк
значениями рабочей добротности, двухконтурный преселе
представляет систему связанных контуров с резко различными

ротностями. После внесения потерь из цепи транзистора во второй контур ток последнего определяется выражением [12]

$$I_2 = \frac{Eh\eta}{\sqrt{R_1 R_2}\sqrt{(1+i\alpha_1)(1+i\alpha_2)+\eta^2}}, \qquad (4.102)$$

где

$$\alpha_1 = Q_1\left(\frac{f}{f_{рез}} - \frac{f_{рез}}{f}\right); \qquad (4.103)$$

Q_1 — рабочая добротность первого контура с учетом потерь, вносимых из антенной цепи;

$$\alpha_2 = Q_2\left(\frac{f}{f_{рез}} - \frac{f_{рез}}{f}\right); \qquad (4.104)$$

Q_2 — рабочая добротность второго контура с учетом потерь, вносимых из цепи транзистора.

$$\eta = \kappa_{12}\sqrt{Q_1 Q_2} \qquad (4.105)$$

— параметр связи;

$$\kappa_{12} = \frac{C_{св_1}}{C_К} + \frac{C_К}{C_{св_2}} \qquad (4.106)$$

— коэффициент связи между контурами.

Мощность, выделяемая в нагрузке,

$$P_{вх} = |I_2|^2 \Delta R_н = \frac{U_{вх}^2}{R_{вх}},$$

где $\Delta R_н$ — сопротивление, вносимое во второй контур из цепи нагрузки.

Подставляя из (4.102) и (4.14) значения I_2 и $\Delta R_н$ и введя нижеследующие обозначения, получим

$$K_E = \frac{U_{вх}}{E} = \frac{hX_{св}\eta\bar{Q}}{\omega L_К\sqrt{1+\eta^2-X^2)+4q^2X^2}}, \qquad (4.107)$$

где

$$\bar{Q} = \sqrt{Q_1 Q_2} \qquad (4.108)$$

— среднегеометрическое значение рабочей добротности фильтра;

$$q = \frac{Q_0}{\bar{Q}} \qquad (4.109)$$

— параметр, определяющий взаимное отличие добротности контуров;

$$Q_0 = \frac{Q_1 + Q_2}{2} \qquad (4.110)$$

— среднеарифметическое значение рабочей добротности фильтра;

$$X = \bar{Q}\left(\frac{f}{f_{рез}} - \frac{f_{рез}}{f}\right) \qquad (4.111)$$

$X = \overline{Q}\left(\frac{f}{f_{рез}} - \frac{f_{рез}}{f}\right)$ — среднегеометрическое значение расстройки контура;

$$X_{св} = \omega M. \tag{4.112}$$

При резонансе $(X=0)$, $K_E = K_{E\,рез}$

$$K_{E_{рез}} = \left[\frac{hX_{св}}{\omega L_к}\,\frac{\eta}{1+\eta^2}\,\overline{Q}\right]_{\omega=\omega_{рез}}. \tag{4.113}$$

4.4.3. Рабочая полоса двухконтурного фильтра

Характеристика селективности нагруженного полосового фильтра при малых расстройках определяется уравнением

$$Y = \frac{K_E}{K_{E_{рез}}} = \frac{1+\eta^2}{\sqrt{(1+\eta^2-X^2)^2+4q^2X^2}}. \tag{4.114}$$

При $q=1$ $(\overline{Q}=Q_0)$ уравнение для K_E совпадает с выражением для полосового фильтра с равными добротностями контуров. Так же как и для последнего, граничное значение $\eta_{гр}$, разделяющее одногорбую и двугорбую кривые селективности, определяется при значении $Y=1$:

$$\eta_{гр} = \sqrt{2q^2-1}. \tag{4.115}$$

Дифференцируя (4.114) и приравнивая производную $\frac{\partial Y}{\partial X}=0$, найдем значения расстройки X, при которых $Y = Y_{макс}$

$$X(1+\eta^2-X^2-2q^2) = 0.$$

Отсюда:

$$\text{а)}\ X_1 = 0,\quad (Y_{макс})_{X_1} = 1 \text{ при } \eta \leqslant \eta_{гр}; \tag{4.116}$$

$$\text{б)}\ X_{2,3} = \pm\sqrt{1+\eta^2-2q^2};\quad (Y_{макс})_{X_{2,3}} = \frac{1+\eta^2}{2q\sqrt{1+\eta^2-2q^2}} \text{ при } \eta \geqslant \eta_{гр} \tag{4.117}$$

Для частот, лежащих в полосе пропускания фильтра, соотношение для X (4.111) может быть упрощено:

$$X = \frac{\Delta F}{f_{рез}}\overline{Q}.$$

Подставляя это значение X в (4.114), получим

$$Y = Y_{мин} = \frac{1+\eta^2}{\sqrt{\left(1+\eta^2-\frac{\Delta F^2}{f_{рез}^2}\overline{Q}^2\right)^2+\left(\frac{2q\,\Delta F}{f_{рез}}\overline{Q}\right)^2}}. \tag{4.118}$$

Для произвольного уровня отсчета полосы $\frac{Y_{мин}}{Y_{макс}}$ из выражений (4.116)—(4.118) находим:

$$\frac{Y_{мин}}{Y_{макс}} = \frac{1+\eta^2}{\sqrt{\left(1+\eta^2-\frac{\Delta F^2}{f_{рез}^2}\overline{Q}^2\right)^2+\left(\frac{2q\,\Delta F}{f_{рез}}\overline{Q}\right)^2}} \tag{4.119}$$

для $\eta \leqslant \eta_{гр}$;

$$\frac{Y_{мин}}{Y_{макс}} = \frac{2q\sqrt{1+\eta^2-q^2}}{\sqrt{\left(1+\eta^2-\frac{\Delta F^2}{f_{рез}^2}\overline{Q}^2\right)^2+\left(\frac{2q\,\Delta F}{f_{рез}}\overline{Q}\right)^2}} \tag{4.120}$$

для $\eta \geqslant \eta_{гр}$.

Для уровня $\frac{Y_{мин}}{Y_{макс}} = -3$ *дб* значение рабочей полосы частот ΔF определяется формулой

$$\Delta F = \frac{f_{рез}}{Q}\varphi(\eta, q) \tag{4.121}$$

где

$$\varphi(\eta, q) = \sqrt{(1+\eta^2-2q^2)+\sqrt{(1+\eta^2-2q^2)+(1+\eta^2)^2}} \tag{4.122}$$

— для одногорбых кривых при $\eta \leqslant \eta_{гр}$;

$$\varphi(\eta, q) = \sqrt{(1+\eta^2-2q^2)+2q\sqrt{1+\eta^2-q^2}} \tag{4.123}$$

— для двугорбых кривых при $\eta \geqslant \eta_{гр}$;

$$\varphi(\eta, q) = q\sqrt{2} = \sqrt{\eta_{гр}^2-1} \tag{4.124}$$

при $\eta = \eta_{гр} = \sqrt{2q^2-1}$.

Зависимости $\varphi(\eta, q)$, характеризующие степень изменения полосы пропускания нагруженного полосового фильтра по сравнению с одиночным контуром со значением добротности $Q=\overline{Q}$ 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

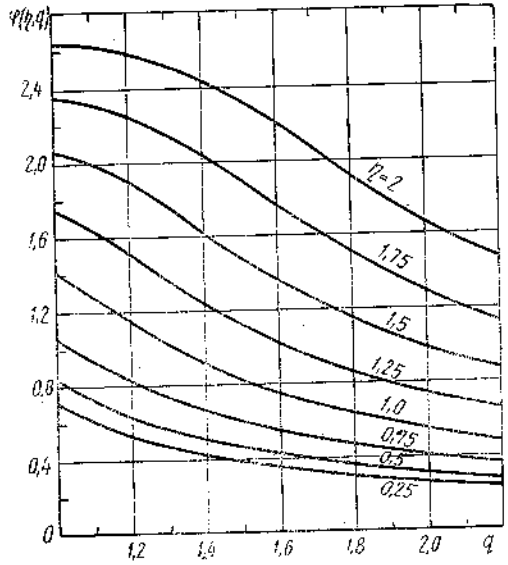


Рис. 4.16. Зависимость относительной рабочей полосы преселектора от параметра связи и добротностей контуров

(4.107) принимает вид

$$K_E = \frac{h\kappa_{12}^2 p^2 \kappa n}{\sqrt{\left[1 - \frac{\omega^2}{\omega_{вх}^2}(1-\kappa^2 P)\right]^2 + \frac{\omega^2 L_{св}^2}{R_{вх}^2}(1-\kappa^2 P)^2}}$$

при $\kappa_{12}^2 P^2 \ll 1$,

где

$$P = \frac{\omega^2}{\omega^2 - \omega_к^2}; \quad \omega_к = \frac{1}{\sqrt{L_к C_к}}; \quad \omega_{вх} = \frac{1}{\sqrt{L_{св} C_{в}}}$$

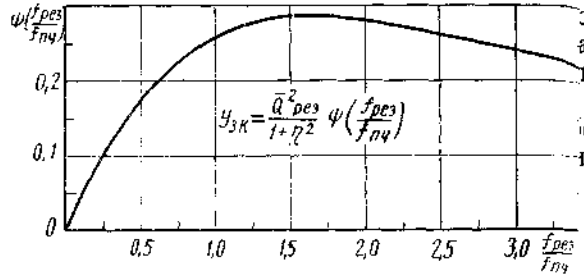


Рис. 4.17. Функция полосового фильтра, определяющая затухание зеркального канала в диапазонах длинных и средних волн

Тогда с учетом (4.113) относительное затухание в определится выражением

$$Y = \frac{K_{E_{рез}}}{K_E} = \frac{f_{рез}}{f(1+\eta^2)} \bar{Q}^2_{f_{рез}} \left(1 - \frac{\omega_к^2}{\omega^2}\right)^2 \times$$

$$\times \sqrt{\left[1 - \frac{\omega^2}{\omega_{вх}^2}(1-\kappa^2 P)\right]^2 + \frac{\omega^2 L_{св}^2}{R_{вх}^2}(1-\kappa^2 P)^2}$$

В диапазонах дв и св с достаточной для инженерн точностью можно пользоваться следующей упроще лой, определяющей затухание на частоте зеркального

$$Y_{зк} = \frac{f_{рез}}{f_{зерк}} \left(1 - \frac{f_{рез}^2}{f_{зерк}^2}\right)^2 \frac{\bar{Q}^2_{f_{рез}}}{1+\eta^2}.$$

Это выражение может быть приведено к виду

$$Y_{зк} = \frac{\bar{Q}^2_{рез}}{1+\eta^2} \psi\left(\frac{f_{рез}}{f_{пч}}\right),$$

$$\psi\left(\frac{f_{рез}}{f_{пч}}\right) = \frac{\frac{f_{рез}}{f_{пч}}}{\frac{f_{рез}}{f_{пч}} + 2} \cdot \frac{\left(1 + \frac{f_{рез}}{f_{пч}}\right)^2}{\left(1 + \frac{f_{рез}}{2f_{пч}}\right)^4};$$

жуточная частота приемника.

ость $\psi\left(\frac{f_{рез}}{f_{пч}}\right)$ приведена на рис. 4.17.

4.4.4. Расчет элементов связи

обства настройки преселектора элементы связи должны аны так, чтобы во всем диапазоне рабочих частот кри-ивности не имела существенной двугорбости при одно-обеспечении связи, близкой к критической. Это дости-ором 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 $\eta = \eta_{гр}$

$$\Delta F = \left(\frac{f}{\bar{Q}} q\sqrt{2}\right)_{f_{мин}}. \qquad (4.125)$$

отношение $\frac{q}{\bar{Q}}$.

ясь (4.108), (4.109) и учитывая, что

$$Q_2 \approx \frac{\omega L_к}{R_{2к} + \frac{X_{св}^2}{R_{вх}}} = \frac{Q_{2к}}{1 + \frac{\kappa^2 \omega L_{св} Q_{2к}}{R_{вх}}},$$

$$Q_0 = \frac{Q_{0к} + \frac{\kappa^2 \omega L_{св}}{2R_{вх}} \bar{Q}_к^2}{1 + \frac{\kappa^2 \omega L_{св} Q_{2к}}{R_{вх}}}; \qquad (4.126)$$

$$\bar{Q} = \frac{\bar{Q}_к}{\sqrt{1 + \frac{\kappa^2 \omega L_{св} Q_{2к}}{R_{вх}}}}; \qquad (4.127)$$

$$q = \frac{q_к + \frac{\kappa^2 \omega L_{св} \bar{Q}_{2к}}{2R_{вх}}}{\sqrt{1 + \frac{\kappa^2 \omega L_{св}}{R_{вх}} Q_{2к}}} = q_к \frac{\bar{Q}}{\bar{Q}_к} + \frac{\bar{Q}}{2Q_{2к}}\left(\frac{\bar{Q}_к^2}{\bar{Q}^2} - 1\right), \qquad (4.128)$$

$$Q_{0к} = \frac{Q_{1к} + Q_{2к}}{2}; \qquad (4.129)$$

(4.107) принимает вид

$$K_E = \frac{h\kappa_{12}^2 p^2 \kappa n}{\sqrt{\left[1 - \frac{\omega^2}{\omega_{вх}^2}(1-\kappa^2 P)\right]^2 + \frac{\omega^2 L_{св}^2}{R_{вх}^2}(1-\kappa^2 P)^2}}$$

при $\kappa_{12}^2 P^2 \ll 1$,

где

$$P = \frac{\omega^2}{\omega^2 - \omega_к^2}; \quad \omega_к = \frac{1}{\sqrt{L_к C_к}}; \quad \omega_{вх} = \frac{1}{\sqrt{L_{св} C_{вх}}}.$$

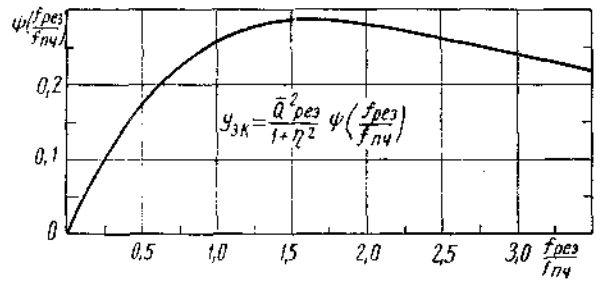


Рис. 4.17. Функция полосового фильтра, определяющая затухание зеркального канала в диапазонах длинных и средних волн

Тогда с учетом (4.113) относительное затухание на частоте определится выражением

$$Y = \frac{K_{E_{рез}}}{K_E} = \frac{f_{рез}}{f(1+\eta^2)} \overline{Q}^2_{f_{рез}} \left(1 - \frac{\omega_к^2}{\omega^2}\right)^2 \times$$

$$\times \sqrt{\left[1 - \frac{\omega^2}{\omega_{вх}^2}(1-\kappa^2 P)\right]^2 + \frac{\omega^2 L_{св}^2}{R_{вх}^2}(1-\kappa^2 P)^2}.$$

В диапазонах дв и св с достаточной для инженерной практики точностью можно пользоваться следующей упрощенной формулой, определяющей затухание на частоте зеркального канала

$$Y_{эк} = \frac{f_{рез}}{f_{эерк}} \left(1 - \frac{f_{рез}^2}{f_{эерк}^2}\right)^2 \frac{\overline{Q}^2_{f_{рез}}}{1+\eta^2}.$$

Это выражение может быть приведено к виду

$$Y_{эк} = \frac{\overline{Q}^2_{рез}}{1+\eta^2} \psi\left(\frac{f_{рез}}{f_{пч}}\right),$$

где

$$\psi\left(\frac{f_{рез}}{f_{пч}}\right) = \frac{\frac{f_{рез}}{f_{пч}}}{\frac{f_{рез}}{f_{пч}} + 2} \cdot \frac{\left(1 + \frac{f_{рез}}{f_{пч}}\right)^2}{\left(1 + \frac{f_{рез}}{2f_{пч}}\right)^4};$$

$f_{пч}$ — 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

$$\Delta F = \left(\frac{f}{\overline{Q}} q\sqrt{2}\right)_{f_{мин}}. \qquad (4.125)$$

Найдем отношение $\frac{q}{\overline{Q}}$.

Пользуясь (4.108), (4.109) и учитывая, что

$$Q_2 \approx \frac{\omega L_к}{R_{2к} + \frac{X_{св}^2}{R_{вх}}} = \frac{Q_{2к}}{1 + \frac{\kappa^2 \omega L_{св} Q_{2к}}{R_{вх}}},$$

находим

$$Q_0 = \frac{Q_{0к} + \frac{\kappa^2 \omega L_{св}}{2R_{вх}} \overline{Q}_к^2}{1 + \frac{\kappa^2 \omega L_{св} Q_{2к}}{R_{вх}}}; \qquad (4.126)$$

$$\overline{Q} = \frac{\overline{Q}_к}{\sqrt{1 + \frac{\kappa^2 \omega L_{св} Q_{2к}}{R_{вх}}}}; \qquad (4.127)$$

$$q = \frac{q_к + \frac{\kappa^2 \omega L_{св} \overline{Q}_{2к}}{2R_{вх}}}{\sqrt{1 + \frac{\kappa^2 \omega L_{св}}{R_{вх}} Q_{2к}}} = q_к \frac{\overline{Q}}{\overline{Q}_к} + \frac{\overline{Q}}{2Q_{2к}}\left(\frac{\overline{Q}_к^2}{\overline{Q}^2} - 1\right), \qquad (4.128)$$

где

$$Q_{0к} = \frac{Q_{1к} + Q_{2к}}{2}; \qquad (4.129)$$

$$\overline{Q}_к = \sqrt{Q_{1к} Q_{2к}}; \tag{4.131}$$

$$q_к = \frac{Q_{эк}}{\overline{Q}_к}. \tag{4.132}$$

Подставляя значения q и $\overline{Q}$ в (4.125) и решая относительно $L_{св}$, находим

$$L_{св} = \left[\left(\frac{\Delta F}{f\sqrt{2}} - \frac{Q_{эк}}{\overline{Q}_к^2}\right)\frac{2R_{вх}}{\kappa^2 \omega}\right]_{\omega_{мин}}. \tag{4.133}$$

При $\omega = \omega_{мин}$ величина $q = q_{\omega_{мин}}$:

$$q_{\omega_{мин}} = \frac{\Delta F}{f_{мин}} \sqrt{\frac{Q_{1к}}{2\left(\frac{\Delta F}{f}\sqrt{2} - \frac{1}{Q_{1к}}\right) f_{мин}}}; \tag{4.135}$$

$$\eta_{\omega_{мин}} = \sqrt{2q^2_{\omega_{мин}} - 1}; \tag{4.134}$$

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 уз 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

$$\varphi(\eta,\ q)_{\omega_{макс}} = \frac{\overline{Q}_{\omega_{макс}}}{f_{макс}} \Delta F = \frac{\overline{Q}_{\omega_{макс}}}{K_д \overline{Q}_{\omega_{мин}}} \varphi_{\omega_{мин}}. \tag{4.135}$$

По найденному $\varphi(\eta, q)_{\omega_{макс}}$ с помощью кривых (рис. 4.16) находим $\eta_{\omega_{макс}}$.

б) Элементы преселектора отличаются невысокой температуроустойчивостью. Для этого случая целесообразно принять условие относительного постоянства полосы пропускания:

$$\left.\begin{aligned} \frac{\Delta F_{\omega_{макс}}}{f_{макс}} &= \frac{\Delta F_{\omega_{мин}}}{f_{мин}} \\ \Delta F_{\omega_{макс}} &= K_д \Delta F_{\omega_{мин}} \end{aligned}\right\}; \tag{4.136}$$

$$\varphi(\eta, q)_{\omega_{макс}} = \frac{\Delta F_{\omega_{мин}}}{f_{мин}} \overline{Q}_{\omega_{макс}} = \frac{\overline{Q}_{\omega_{макс}}}{\overline{Q}_{\omega_{мин}}} \varphi_{\omega_{мин}}. \tag{4.137}$$

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 $C_{св_1}$ и $C_{св_2}$:

$$\eta_{\omega_{мин}} = \overline{Q}_{\omega_{мин}}\left(\frac{C_{св_1}}{C_{к\,макс}} + \frac{C_{к\,макс}}{C_{св_2}}\right);$$

$$\eta_{\omega_{макс}} = \overline{Q}_{\omega_{макс}}\left(\frac{C_{св_1}}{C_{к\,мин}} + \frac{C_{к\,мин}}{C_{св_2}}\right),$$

отсюда

$$C_{св_1} = \frac{K_д^2}{K_д^4 - 1}\left(K_д^2 \frac{\eta_{\omega_{макс}}}{\overline{Q}_{\omega_{макс}}} - \frac{\eta_{\omega_{мин}}}{\overline{Q}_{\omega_{мин}}}\right) C_{мин}; \tag{4.138}$$

$$C_{св_2} = \frac{(K_д^4 - 1) C_{мин}}{K_д^2 \frac{\eta_{\omega_{мин}}}{\overline{Q}_{\omega_{мин}}} - \frac{\eta_{\omega_{макс}}}{\overline{Q}_{\omega_{макс}}}}. \tag{4.139}$$

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 $K_{д_{макс}}$, то ясно, что для других диапазонов приемника, имеющих значения $K_д < K_{д_{макс}}$, 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]:

$$\zeta = \frac{(df/d\alpha)_{\alpha_{макс}}}{(df/d\alpha)_{\alpha_{мин}}}, \tag{4.140}$$

где α — угол поворота блока переменных конденсаторов (в нашем рассмотрении полагаем, что при $\alpha = 0°$ емкость блока конденсаторов максимальна, при $\alpha = 180°$ — 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 $K_д$ в случае использования прямочастотного блока переменных конденсаторов, форма пластин которых рассчитывалась для диапазона с $K_{д\,макс} > K_д$.

Перекрытие по частоте можно уменьшить последовательным конденсатором или включенным параллельно переменному конденсатору шунтирующим конденсатором.

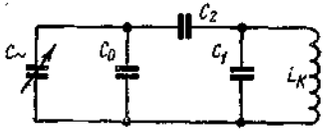


Рис. 4.18. Общая схема преселектора

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 $K_{д\,макс}$ и начальной емкостью контура C_0'. Тогда емкость контура определяется соотношением

$$C_\alpha = \frac{K_{д\,макс}^2 C_0'}{\left(1 + \frac{K_{д\,макс} - 1}{180}\alpha\right)^2}. \qquad (4.141)$$

Для рассматриваемого контура с $K_д < K_{д\,макс}$ зависимость частоты его

$$f(\alpha) = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_к}}\left[C_1 + \frac{(C_\alpha + C_0'')C_2}{C_\alpha + C_0'' + C_2}\right]^{-\frac{1}{2}}. \qquad (4.142)$$

Определяя из этого выражения для двух крайних положений блока ($\alpha=0$ и $\alpha=180°$) значения плотностей шкалы $\frac{df}{d\alpha}$, получим на основании (4.140) формулу для коэффициента неравномерности шкалы:

$$\zeta = \left(\frac{K_д}{K_{д\,макс}}\right)^3\left(\frac{C_2 + C_0 + C_\infty}{C_2 + C_e}\right)^2, \qquad (4.143)$$

где

$$K_д = \frac{C_1 + \frac{C_2(C_0 + C_\infty)}{C_2 + C_0 + C_\infty}}{C_1 + \frac{C_2 C_0}{C_e}}; \qquad (4.144)$$

$$C_0' = \frac{C_\infty}{K_{д\,макс}^2 - 1}; \qquad (4.145)$$

$$C_0 = C_0' + C_0''; \qquad (4.146)$$

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 $\zeta=1$:

$$C_2 = \frac{C_\infty}{\left(\frac{K_{д\,макс}}{K_д}\right)^{\frac{3}{2}} - 1} - C_0; \qquad (4.147)$$

при $\zeta = 1$

$$C_1 = \frac{C_e}{K_д^2 - 1}\left[\left(\frac{K_д}{K_{д\,макс}}\right)^{3/2}\left(\frac{C_0 + C_\infty}{C_e}\right) - 1\right]\left[1 + \frac{C_0}{C_\infty}\left(1 + K_д^{1/2}K_{д\,макс}^{3/2}\right)\right].$$

при $\zeta=1$ (4.148)

Рассмотрим некоторые частные случаи:

а) Отсутствует последовательный конденсатор ($C_2=\infty$). В этом случае, как видно из (4.143), коэффициент неравномерности шкалы

$$\zeta = \left(\frac{K_д}{K_{д\,макс}}\right)^3 \qquad (4.149)$$

$$C_2 = \infty.$$

б) $C_1=0$. В этом случае

$$\zeta = \frac{1}{K_д K_{д\,макс}^3}\left(\frac{C_0 + C_\infty}{C_0}\right)^2; \qquad (4.150)$$

$$C_2 = C_0\frac{(K_д^2 - 1)(C_0 + C_\infty)}{C_\infty - C_0(K_д^2 - 1)}. \qquad (4.151)$$

Из этих выражений можно найти значения C_0 и C_2, при которых $\zeta=1$:

$$C_0 = \frac{C_\infty}{K_д^{1/2}K_{д\,макс}^{3/2} - 1}; \qquad (4.152)$$

$$C_2 = \frac{C_\infty(K_д^2 - 1)}{\left(K_д^{1/2}K_{д\,макс}^{3/2} - 1\right)\left(1 - \frac{K_д^{3/2}}{K_{д\,макс}^{3/2}}\right)} = \frac{C_0(K_д^2 - 1)}{1 - \frac{K_д^{3/2}}{K_{д\,макс}^{3/2}}}. \qquad (4.153)$$

Отметим, что выражение (4.150) при $C_0=C_0'$ принимает вид

$$\zeta = \frac{K_{д\,макс}}{K_д}. \qquad (4.154)$$

$$(C_0 = C_0')$$

Сравнивая (4.149) и (4.154), видно, что уменьшение перекрытия диапазона с помощью последовательного конденсатора позволяет получить значительно бо́льшую равномерность шкалы, а при выборе значения C_2 согласно (4.153) коэффициент неравномерности ζ становится равным единице.

4.5.3. Неравномерность шкалы при использовании прямоемкостного конденсатора

Для прямоемкостного переменного конденсатора зависимость емкости от угла поворота

$$C(\alpha) = C_0\left(K^2_{д_{макс}} - \frac{K^2_{д_{макс}} - 1}{180}\alpha\right). \qquad (4.155)$$

Подставляя в (4.142) значение $C(\alpha)$ и вычислив согласно (4.140) значения $\frac{df}{d\alpha}$ при $\alpha = 0°$ и $\alpha = 180°$, получим для ζ применительно к схеме (рис. 4.18)

$$\zeta = K^3_д\left(\frac{C_2 + C_0 + C_\infty}{C_2 + C_0}\right)^2 = K^3_д\left(1 + \frac{C_\infty}{C_2 + C_0}\right)^2. \qquad (4.156)$$

Сопоставляя с (4.143), видно, что неравномерность шкалы при использовании прямоемкостного конденсатора к $K_{д_{макс}}$ больше, чем прямочастотного.

Из (4.156), кроме того, следует, что никаким подбором элементов нельзя добиться значения $\zeta = 1$. Минимальное значение $\zeta = \zeta_{мин}$ достигается при $C_2 = \infty$. В этом случае

$$\zeta_{мин} = K^3_д. \qquad (4.157)$$

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 $\zeta = 1$ 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 принципиально нельзя получить значение $\zeta = 1$, при этом минимальное значение $\zeta_{мин} = K^3_д$ достигается при $C_2 = \infty$;

— коэффициент неравномерности шкалы ζ 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 $L_р$ вместе с индуктивным триммером $L_{тр}$ образует контурную индуктивность преселектора $L_к$. 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 $L_{тр}$ 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 $\frac{1}{h}\sqrt{\frac{L_к}{Q_к}}$. Так как $L_к \equiv w^2$, а $h \equiv w$, где w и h — число витков и действующая высота антенны, то $\frac{\sqrt{L_к}}{h} = \text{const}$ при любом числе витков. Это означает, 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 ($C_к$) и индуктивности рамки ($L_р$).

Выведем расчетные формулы для двух случаев включения индуктивного триммера — последовательно и параллельно рамке.

а) Последовательное включение триммера

$$L_{тр} = L_к - L_р; \tag{4.158}$$

$$|dL_{тр}| = |dL_к| + |dL_р|;$$

$$\left|\frac{dL_{тр}}{L_{тр}}\right| L_{тр} = \left|\frac{dL_к}{L_к}\right| L_к + \left|\frac{dL_р}{L_р}\right| L_р. \tag{4.159}$$

Введем обозначения:

$\alpha_{тр} = \left|\frac{dL_{тр}}{L_{тр}}\right|$ — пределы регулировки $L_{тр}$;

$\alpha_к = \left|\frac{dL_к}{L_к}\right| = \left|\frac{dC_к}{C_к}\right|$ — допуск на величину $C_к$;

$\alpha_р = \left|\frac{dL_р}{L_р}\right|$ — технологический разброс $L_р$.

Тогда из (4.159) имеем

$$\alpha_{тр} L_{тр} = \alpha_к L_к + \alpha_р L_р.$$

Отсюда получаем выражение для величины, определяющей необходимые пределы регулировки триммера (относительно его номинального значения):

$$\alpha_{тр} = \frac{L_р}{L_к - L_р}\left(\alpha_р + \alpha_к \frac{L_к}{L_р}\right). \tag{4.160}$$

б) Параллельное включение триммера

$$L_к = \frac{L_р L_{тр}}{L_р + L_{тр}}; \tag{4.161}$$

$$L_{тр} = \frac{L_р L_к}{L_р - L_к}; \tag{4.162}$$

$$dL_{тр} = \left(\frac{L_к}{L_р - L_к}\right)^2 |dL_р| + \left(\frac{L_р}{L_р - L_к}\right)^2 |dL_к|;$$

$$\alpha_{тр} L_{тр} = \alpha_р \left(\frac{L_к}{L_р - L_к}\right)^2 L_р + \alpha_к \left(\frac{L_р}{L_р - L_к}\right)^2 L_к;$$

$$\alpha_{тр} = \left(\frac{L_к}{L_р - L_к}\right)\left(\alpha_р + \alpha_к \frac{L_р}{L_к}\right). \tag{4.163}$$

Преселектор со сплошным и полурастянутым диапазонами. Для приемника со сплошным диапазоном коротких волн, где полностью используется вся переменная емкость конденсатора $C_\sim$, индуктивность $L_к$ определяется формулой

$$L_к = \frac{K_д^2 - 1}{\omega_{макс}^2 C_\sim}. \tag{4.164}$$

Приемник с полурастянутыми диапазонами характерен некоторой свободой выбора как $L_к$, так и $L_р$. 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 $\alpha_к = 0$. Тогда:

а) для последовательного включения триммера

$$\alpha_{тр} = \alpha_р \frac{L_р}{L_к - L_р}; \tag{4.165}$$

б) для параллельного включения триммера

$$\alpha_{тр} = \alpha_р \frac{L_к}{L_р - L_к}. \tag{4.166}$$

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 ($h_э$) определяется из выражений:

при последовательном включении триммера

$$h_э = h_0 \sqrt{\frac{L_р}{L_к}}; \tag{4.167}$$

при параллельном включении триммера

$$h_э = h_0 \sqrt{\frac{L_к}{L_р}}, \tag{4.168}$$

где h_0 — действующая высота рамки при отсутствии триммера ($L_р = L_к$).

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 ($L_п$, $L_в$) и коэффициент связи между ними ($K_э$) определяются из следующих выражений:

последовательный триммер

$$\left.\begin{aligned} L_п &= L_р + L_{тр} = L_к \\ L_в &= L_{св} \\ K_э &= \frac{\kappa}{\sqrt{1 + L_р/L_{тр}}} \end{aligned}\right\}, \tag{4.169}$$

где κ — коэффициент связи между обмотками $L_{тр}$ и $L_{св}$;

параллельный триммер

$$\left.\begin{aligned} L_п &= \frac{L_р L_{тр}}{L_р + L_{тр}} = L_к \\ L_в &= L_{св}\left(1 - \kappa^2 \frac{L_{тр}}{L_р + L_{тр}}\right) \\ K_э &= \frac{\kappa}{\sqrt{1 + \frac{L_{тр}}{L_р}(1 - \kappa^2)}} \end{aligned}\right\}. \tag{4.170}$$

Этими значениями $K_э$ 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 ($mf_г$) 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:

$$nf_c \pm f_{пч} = mf_г = m(f_c + f_{пч}).$$

Отсюда при значении $nf_c = f_{пар}$ можно определить частоты настройки преселектора (f_c), вблизи которых наиболее вероятно интенсивное проявление интерференционной помехи:

$$\left.\begin{aligned} f_c &= \frac{f_{пар} - f_{пч}(m-1)}{m} \text{ — для гармоник гетеродина} \\ m &= 2, 3 \ldots < \frac{f_{пар}}{f_{пч}} + 1; \\ f_c &= \frac{f_{пар} - f_{пч}(m+1)}{m} \text{ — для гармоник гетеродина} \\ m &= 2, 3 \ldots < \frac{f_{пар}}{f_{пч}} - 1. \end{aligned}\right\} \quad (4.171)$$

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.

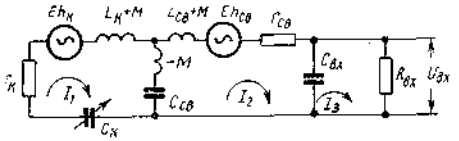


Рис. 4.19. Эквивалентная схема комбинированной связи контура ферритовой антенны с транзистором

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:

$$\Delta = \begin{array}{c|ccc} & 1 & 2 & 3 \\ \hline 1 & Z_{11} & iX_{св} & 0 \\ 2 & iX_{св} & Z_{22} & iX_{вх} \\ 3 & 0 & iX_{вх} & Z_{33} \end{array}$$

$$\Delta_3 = \begin{array}{c|ccc} & 1 & 2 & 3 \\ \hline 1 & Z_{11} & iX_{св} & Eh_к \\ 2 & iX_{св} & Z_{22} & Eh_{св} \\ 3 & 0 & iX_{вх} & 0 \end{array}$$

Z_{11}, Z_{22} и Z_{33} — импедансы контуров.

Напряжение на входе транзистора

$$U_{вх} = I_3 R_{вх} = \frac{\Delta_3}{\Delta} R_{вх}.$$

Отсюда коэффициент передачи по полю для помехи $K_{Eп}$:

$$|K_{Eп}| = \frac{U_{вх}}{E} = \left|\frac{\Delta_3}{\Delta}\right| \frac{R_{вх}}{E}.$$

После вычисления определителей и выполнения допустимых упрощений получаем следующее общее выражение для $K_{Eп}$:

$$K_{Eп} = \frac{(1-\kappa P)\, h_к \sqrt{\frac{L_{св}}{L_к}}}{\sqrt{X_{пк}^2 + R_{пк}^2}}, \qquad (4.172)$$

где

$$X_{пк} = 1 - \frac{\omega^2}{\omega_{вх}^2}(1-\kappa^2 P) + \omega^2 M C_{вх}\left[P\left(1-\frac{\omega_к^2}{\omega^2}\right)-1\right];$$

$$R_{пк} = \frac{\omega L_{св}}{R_{вх}}(1-\kappa^2 P) + \frac{\omega M}{R_{вх}}\left[P\left(1-\frac{\omega_к^2}{\omega^2}\right)-1\right] + \frac{\omega^2}{\omega_{вх}^2}\delta_Σ;$$

$$\left.\begin{aligned} P &= \frac{\omega^2+\omega_{св}^2}{\omega^2-\omega_0^2};\quad \omega_0^2 = \omega_к^2\left(1+\frac{C_к}{C_{св}}\right)\\ \omega_{св}^2 &= \frac{1}{MC_{св}};\quad \omega_к^2 = \frac{1}{L_к C_к}\\ \omega_{вх}^2 &= \frac{1}{L_{св}C_{вх}};\quad \delta_Σ = \delta_{св} + \kappa^2 P^2 \delta_к\\ \delta_{св} &= \frac{1}{Q_{св}};\quad \delta_к = \frac{1}{Q_к} \end{aligned}\right\}, \qquad (4.173)$$

$Q_{св}$ и $Q_к$ — добротности катушек $L_{св}$ и $L_к$.

Выражение (4.172) получено при следующих допущениях:

а) $$\frac{h_{св}}{h_к}\sqrt{\frac{L_к}{L_{св}}} \approx 1;$$

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 ($C_{св}=\infty$).

В этом случае, как видно из (4.173),

$$P = \frac{\omega^2}{\omega^2-\omega_к^2};\quad \omega_{св}=0;\quad \omega_0=\omega_к;$$

$$K_{Eп} = \frac{h_к(1-\kappa P)\sqrt{\frac{L_{св}}{L_к}}}{\sqrt{\left[1-\frac{\omega^2}{\omega_{вх}^2}(1-\kappa^2 P)\right]^2 + \left[\frac{\omega L_{св}}{R_{вх}}(1-\kappa^2 P) + \frac{\omega^2}{\omega_{вх}^2}\delta_Σ\right]^2}}. \qquad (4.174)$$

Схема с внутриемкостной связью ($M=L_{св}=\kappa=0$).

$$K_{Eп} = \frac{h_к}{\sqrt{\left[1-\omega C_{св}\left(\omega L_к - \frac{1}{\omega C_к}\right)\right]^2 + \left(\frac{\omega L_к - \frac{1}{\omega C_к}}{R_{вх}}\right)^2}}. \qquad (4.175)$$

Заметим, что емкость связи $C_{св}$ включает в себя реальную емкость связи $C'_{св} + C_{вх}$.

4.6.2. Затухание на частоте паразитной настройки

На частоте $f=f_{пар}$, соответствующей паразитной настройке преселектора, величина $X_{пк}$ в выражении (4.173) равна нулю. В этом случае коэффициент передачи по полю

$$K_{Eп} = \left[\frac{h_к(1-\kappa P)\sqrt{\frac{L_{св}}{L_к}}}{R_{пк}}\right]_{f_{пар}}. \qquad (4.176)$$

при $f=f_{пар}$

Для определения $f_{пар}$ проанализируем уравнение

$$X_{пк} = 1 - \frac{\omega^2}{\omega_{вх}^2}(1-\kappa^2 P) + \omega^2 M C_{вх}\left[P\left(1-\frac{\omega_к^2}{\omega^2}\right)-1\right] = 0.$$

Решая относительно ω, находим

$$\omega_{I,II} = \frac{\omega_{вх}}{\sqrt{1-\kappa^2}}\sqrt{\frac{(1+\alpha_0+\beta)}{2}\left[1 \pm \sqrt{1-\frac{4\alpha_0(1+\gamma)(1-\kappa^2)}{(1+\alpha_0+\beta)^2}}\right]},$$

где

$$\left.\begin{aligned} \alpha_0 &= \frac{\omega_к^2}{\omega_{вх}^2}\\ \beta &= \frac{C_{вх}}{C_{св}}(L_{св}+L_к+2M)\\ \gamma &= \frac{C_к + C_{вх}}{C_{св}} \end{aligned}\right\}. \qquad (4.177)$$

На практике $\alpha_0 \ll 1$, $\beta \ll 1$ и $\gamma \ll 1$. Это позволяет выражения $\omega_{I,\,II}$ представить в виде:

$$\left.\begin{aligned} \omega_I &= \omega_к \sqrt{\frac{1+\gamma}{1+\alpha_0+\beta}} \\ \omega_{II} &= \frac{\omega_{вх}}{\sqrt{1-\kappa^2}} \sqrt{1+\alpha_0+\beta} \end{aligned}\right\}. \qquad (4.178)$$

Для схемы с магнитной связью ($C_{св}=\infty$) $\beta=\gamma=0$. В этом случае $\omega_I \approx \omega_{II}$ — рабочая частота преселектора $\omega_{II} = \dfrac{\omega_{вх}}{\sqrt{1-\kappa^2}} = \omega_{пар}$ — частота паразитной настройки. Подставляя в (4.174) значение $\omega_{II}=\omega_{пар}$, получим выражение, характеризующее эффективность преселектора с магнитной связью на частоте паразитной настройки:

$$K_{Eп} = (1-\kappa)\, h\kappa \sqrt{\frac{L_{св}}{L_к}} \left. \frac{1-(1+\kappa)\dfrac{\omega_к^2}{\omega_{вх}^2}}{\dfrac{\omega_{вх}L_{св}}{R_{вх}}\left(1-\dfrac{\omega_к^2}{\omega_{вх}^2}\right)\sqrt{1-\kappa^2}+\dfrac{\delta_Σ}{1-\kappa^2}} \right|_{f_{пар}}. \qquad (4.179)$$

при $C_{св}=\infty$

В большинстве случаев $\dfrac{\omega_к^2}{\omega_{вх}^2} \ll 1$, тогда

$$K_{Eп} = h\kappa \left. \frac{(1-\kappa)\sqrt{\dfrac{L_{св}}{L_к}}}{\dfrac{\omega_{вх}L_{св}}{R_{вх}}\sqrt{1-\kappa^2}+\dfrac{\delta_Σ}{1-\kappa^2}} \right|_{f_{пар}}. \qquad (4.180)$$

при $C_{св}=\infty$
и $\dfrac{\omega_к^2}{\omega_{вх}^2} \ll 1$

Отсюда видно, что один из методов борьбы с паразитным каналом — увеличение коэффициента связи между обмотками ферритовой антенны. При $\kappa \to 1$ $K_{Eп} \to 0$.

Для определения относительного ослабления сигнала на частоте $f_{пар}(Y_{пк})$ воспользуемся выражением (4.33) для коэффициента передачи полезного сигнала на резонансной частоте $f_{рез}$:

$$K_{E\,рез} = \left. \frac{h_к X_{св}}{2\pi\Delta F L_к} \right|_{f_{рез}}.$$

С учетом (4.34) его можно привести к виду

$$K_{E\,рез} = \kappa Q\, h_к \left(1+\frac{\omega_{св}^2}{\omega^2}\right) \left. \sqrt{\frac{L_{св}}{L_к}} \right|_{f_{рез}}, \qquad (4.181)$$

где $Q = \dfrac{f_{рез}}{\Delta F}$ — рабочая добротность контура.

Для преселектора с магнитной связью ($C_{св}=\infty$) $\omega_{св}=0$, тогда

$$Y_{пк} = \frac{K_{E\,рез}}{K_{Eп}} = \frac{h_к f_{рез}}{h_к f_{пар}} \frac{\kappa}{1-\kappa} Q_{рез} \left(\frac{\omega_{вх}L_{св}}{R_{вх}}\sqrt{1-\kappa^2}+\frac{\delta_Σ}{1-\kappa^2}\right)_{f_{пар}}. \qquad (4.182)$$

Так как действующая высота антенны $h_к \equiv \omega$, то с учетом (4.178) имеем

$$\frac{h_к f_{рез}}{h_к f_{пар}} = \frac{f_{рез}}{f_{пар}} = \frac{f_{рез}}{f_{вх}}\sqrt{1-\kappa^2}.$$

Подставляя в (4.182), получим окончательное выражение для величины относительного затухания в паразитном канале для преселектора с магнитной связью:

$$Y_{пк} = \kappa(1+\kappa)\, Q_{\omega_{рез}} \frac{f_{рез}}{f_{вх}} \left[\frac{\omega_{вх}L_{св}}{R_{вх}}+\frac{\delta_Σ}{(1-\kappa^2)^{3/2}}\right]_{f_{пар}}. \qquad (4.183)$$

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 $\omega=\omega_{зерк}=\omega_{рез}+2\omega_{пч}$. 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 $K_{E\,зекр}$ принимает вид

$$K_{E_{зерк}} = \left. \frac{h_к(1-\kappa P)\sqrt{\dfrac{L_{св}}{L_к}}}{1+\dfrac{\omega^2}{\omega_{вх}^2}(1-\kappa^2 P)} \right|_{f_{зерк}}. \qquad (4.184)$$

Учитывая (4.181) при $\omega_{св}=0$, получаем

$$Y_{зерк} = \frac{K_{E_{рез}}}{K_{E_{зерк}}} = Q_{f_{рез}} \frac{f_{рез}}{f_{зерк}} \left[\frac{1+\dfrac{\omega^2}{\omega_{вх}^2}(1-\kappa^2 P)}{\dfrac{1}{\kappa}-P}\right]_{f_{зерк}} \approx$$

$$\approx \frac{f_{рез}Q_{рез}}{f_{зерк}\left(\dfrac{1}{\kappa}-P_{зерк}\right)}. \qquad (4.185)$$

Отсюда видно, что для каждой частоты $\omega_{зерк}$ существует такое значение $\kappa = \frac{1}{P_{зерк}}$, при котором подавление зеркального канала бесконечно велико ($Y_{зерк} = \infty$). Найдем эту частотную зависимость.

Согласно (4.173) параметр $P_{зерк}$ равен:

$$P_{зерк} = \frac{\omega_{зерк}^2}{\omega_{зерк}^2 - \omega_к^2} \approx \frac{\omega_{зерк}^2}{\omega_{зерк}^2 - \omega_{рез}^2};$$

$$\kappa = \frac{1}{P_{зерк}} = \frac{\omega_{зерк}^2 - \omega_{рез}^2}{\omega_{зерк}^2}.$$

Подставляя $\omega_{зерк} = \omega_{рез} + 2\omega_{пч}$ получаем

$$\kappa = \frac{1 + \frac{f_{рез}}{f_{пч}}}{\left(1 + \frac{f_{рез}}{2f_{пч}}\right)^2}. \qquad (4.186)$$

Эта зависимость, построенная для типового значения $f_{пч} = 465$ *кгц*, приведена на рис. 4.20. Кривая позволяет для каждого

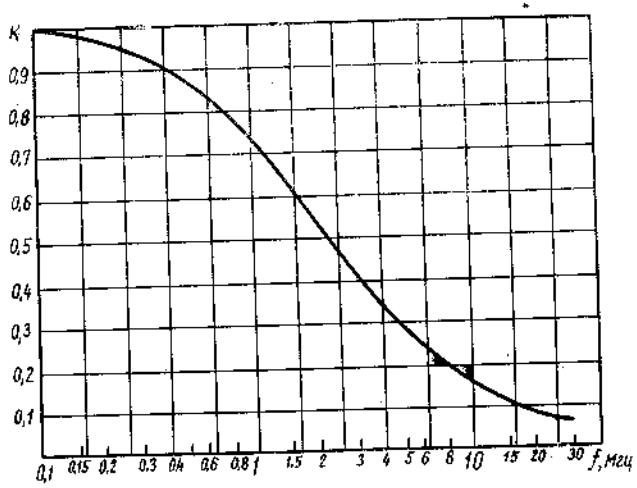


Рис. 4.20. Частотная характеристика коэффициента связи между обмотками ферритовой антенны при $Y_{эк} = \infty$

рабочего диапазона частот определить пределы изменения коэффициента связи, при одном из промежуточных значений которого

ослабление в зеркальном канале $Y_{зерк}$ 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 $Y_{зерк}$ изменением κ позволяет выравнить значения $Y_{зерк}$ на краях диапазона.

Рассмотрим методику расчета κ для этого случая. Выражение (4.185) можно преобразовать:

$$\frac{1}{Y_{зерк}} = \frac{1 + \alpha}{\alpha Q_{f_{рез}}} \left(\frac{1}{\kappa} - 1 - \frac{\alpha^2}{1 + 2\alpha}\right), \qquad (4.187)$$

где $\alpha = \frac{f_{рез}}{2f_{пч}}$.

При равных значениях $Y_{зерк}$ на краях диапазона внутри интервала $f_{мин} \div f_{макс}$ имеется частота f_∞, при которой $Y_{зерк} = \infty$. В этом случае можно написать:

$$\frac{1 + \alpha_{мин}}{Q_{f_{мин}} \alpha_{мин}} \left(\frac{1}{\kappa} - 1 - \frac{\alpha_{мин}^2}{1 + 2\alpha_{мин}}\right) = \frac{(1 + \alpha_{макс})}{Q_{f_{макс}} \alpha_{макс}} \left(\frac{1}{\kappa} - 1 - \frac{\alpha_{макс}^2}{1 + 2\alpha_{макс}}\right), \qquad (4.188)$$

где $\alpha_{мин} = \frac{f_{мин}}{2f_{пч}}$; $\alpha_{макс} = \frac{f_{макс}}{2f_{пч}}$.

Решая относительно κ, находим:

$$\left.\begin{aligned} \kappa &= \frac{1 + a}{1 + a(1 + b_{мин}) + b_{макс}} \\ a &= K_д^2 \frac{\Delta F_{f_{мин}}}{\Delta F_{f_{макс}}} \frac{(1 + \alpha_{мин})}{(1 + \alpha_{макс})} \end{aligned}\right\}; \qquad (4.189)$$

$$\left.\begin{aligned} b_{мин} &= \frac{\alpha_{мин}^2}{1 + 2\alpha_{мин}} \\ b_{макс} &= \frac{\alpha_{макс}^2}{1 + 2\alpha_{макс}} \end{aligned}\right\}. \qquad (4.190)$$

Расчет ΔF производится по ф-ле (4.50). Значение f_∞, соответствующее $Y_{зерк} = \infty$, определяется выражением

$$f_\infty = \frac{2f_{пч}}{\kappa}\left(1 - \kappa + \sqrt{1 - \kappa}\right). \qquad (4.191)$$

При таком выборе κ частотная характеристика $Y_{зерк}$ имеет вид, приведенный на рис. 4.21, при этом

$$Y_{зерк\omega_{мин}} = Y_{зерк\omega_{макс}} = Q_{\omega_{мин}} \frac{\alpha_{мин}}{1 + \alpha_{мин}} \frac{1 + a}{b_{макс} - b_{мин}}. \qquad (4.192)$$

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.

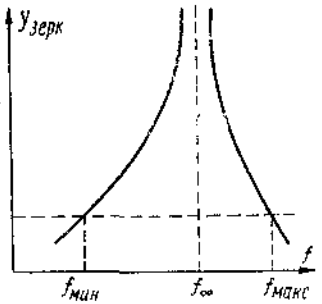


Рис. 4.21. Вид частотной характеристики при равенстве значений $Y_{зк}$ на краях диапазона

Схема с внутриемкостной связью. Выражение для коэффициента передачи на частоте зеркального канала $K_{E\,зерк}$ получается из (4.175) при значении

$$\omega = \omega_{зерк} = \omega_{рез} + 2\omega_{пч}.$$

При этом, значение $\omega_{рез}$ определяется из выражения

$$1 - \omega_{рез} C_{св}\left(\omega_{рез} L_к - \frac{1}{\omega_{рез} C_к}\right) = 0.$$

Введя $\omega_{рез}$ в (4.175), получим

$$K_{E_{зерк}} = \frac{h_к\,\omega_{зерк}}{L_к C_{св}\sqrt{(\omega^2_{зерк} - \omega^2_{рез})^2 + + \left(\dfrac{\omega^2_{зерк} - \omega^2_{рез} + \dfrac{1}{L_к C_{св}}}{\omega_{зерк} C_{св} R_{вх\,зерк}}\right)^2}}.$$

Используя (4.52) для коэффициента передачи полезного сигнала, получим

$$Y_{зерк} = \frac{K_{E_{рез}}}{K_{E_{зерк}}} = 4\,\frac{f_{пч}}{\Delta F}\left(\frac{f_{рез} + f_{пч}}{f_{рез} + 2f_{пч}}\right)\sqrt{1 + t(\omega)},$$

где

$$t(\omega) = 1 + \frac{1}{[4\omega_{пч}(\omega_{рез} + \omega_{пч}) L_к C_{св}]^2}\,\frac{1}{[(\omega_{рез} + 2\omega_{пч}) C_{св} R_{вх\,зерк}]^2}.$$

В большинстве случаев $t(\omega) \ll 1$, ввиду чего

$$Y_{зерк} \approx 4\,\frac{f_{пч}}{\Delta F}\,\frac{f_{рез} + f_{пч}}{f_{рез} + 2f_{пч}}. \qquad (4.193)$$

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÷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

$$K_{Eп} = \frac{khP\sqrt{\dfrac{L_{св}}{L_к}}}{\sqrt{X^2_{пк} + R_{пк}}}; \qquad (4.194)$$

а) для преселектора с магнитной связью ($C_{св} = \infty$)

$$Y_{пк} = Q_{f_{рез}}\left[1 - \frac{\omega_к^2}{\omega_{вх}^2}(1 - \kappa^2)\right]\left(\frac{\omega_{вх} L_{св}}{R_{вх}}\sqrt{1 - \kappa^2} + \frac{\delta_т}{1 - \kappa^2}\right) f_{пар}; \qquad (4.195)$$

$$Y_{зерк} = Q_{f_{рез}}\,\frac{1 + \dfrac{f_{рез}}{f_{пч}}}{\left(1 + \dfrac{f_{рез}}{2f_{пч}}\right)^2}\left[1 - \frac{f^2_{зерк}}{f^2_{вх}}(1 - \kappa^2 P_{зерк})\right]; \qquad (4.196)$$

б) для преселектора с внутриемкостной связью

$$\left.\begin{aligned} Y_{зерк} &= 4\,\frac{f_{пч}}{\Delta F}\left(1 + \frac{f_{пч}}{f_{рез}}\right) \\ \Delta F &= \frac{f_{рез}}{Q_{f_{рез}}} \end{aligned}\right\}. \qquad (4.197)$$

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:

$$K_E = \frac{hX_{св}}{\omega L_к}\,\frac{\eta\,\bar{Q}}{\sqrt{(1 - \eta^2 - X^2)^2 + 4q^2X^2}}. \qquad (4.198)$$

При этом на основании (4.116) и (4.117) максимум функции K_E определяется значением параметра η:

а) при $\eta_i \leqslant \eta_{iгр}$

$$K_{E_{макс}} = \left[\frac{hX_{св}\,\eta\,\bar{Q}}{\omega L_к (1 + \eta^2)}\right]_{\omega_{рез}}; \qquad (4.199)$$

б) при $\eta_i \geqslant \eta_{iгр}$

$$K_{E_{макс}} = \left[\frac{hX_{св}\,\eta\,\bar{Q}}{\omega L_к 2q\sqrt{1 + \eta^2 - q^2}}\right]_{\omega_{рез}}, \qquad (4.200)$$

где в соответствии с (4.102) и (4.105)

$$\frac{X_{св.рез}}{X_{св}} = \frac{\omega_{рез}}{\omega};$$

$$\frac{\eta_{рез}}{\eta} = \frac{\bar{Q}_{рез}}{\bar{Q}}.$$

Таким образом, для двух областей изменения η, расположенных ниже и выше граничного значения $\eta_{гр}$, частотные характеристики коэффициента передачи по полю характеризуются следующими уравнениями:

$$Y = \frac{K_{E_{макс}}}{K_E} = \frac{\overline{Q}^2_{рез}}{\overline{Q}^2} \frac{\sqrt{(1 + \eta^2 - X^2) + 4q^2X^2}}{1 + \eta^2_{рез}}; \qquad (4.201)$$

для $\eta \leqslant \eta_{гр}$

$$Y = \frac{K_{E_{макс}}}{K_E} = \frac{\overline{Q}^2_{рез}}{\overline{Q}^2} \frac{\sqrt{(1 + \eta^2 - X^2)^2 + 4q^2X^2}}{[2q\sqrt{1 + \eta^2 - q^2}]_{f_{рез}}}. \qquad (4.202)$$

для $\eta \geqslant \eta_{гр}$

Затухание для частоты зеркального канала $Y_{зерк}$ определяется из этих выражений при значениях η, X, q, $\overline{Q}$ 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

$$Y_{зерк} = \left[4 \frac{f_{пч}}{f_{рез}} \frac{f_{рез} + f_{пч}}{f_{рез} + 2f_{пч}} \frac{\overline{Q}_{рез}}{\sqrt{1 + \eta^2_{рез}}}\right]^2; \qquad (4.203)$$

для $\eta \leqslant \eta_{гр}$

$$Y_{зерк} = \frac{\left(\frac{4f_{пч}}{f_{рез}} \frac{f_{рез} + f_{пч}}{f_{рез} + 2f_{пч}} \overline{Q}_{рез}\right)^2}{2q_{рез}\sqrt{1 + \eta^2_{рез} - q^2_{рез}}}. \qquad (4.204)$$

для $\eta \geqslant \eta_{гр}$

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 $P_{вых} \geqslant 150$ *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:

$$N_{пр} = N_1 + \frac{N_2 - 1}{K_{p1}} \frac{q_2}{q_1} + \frac{N_3 - 1}{K_{p1}K_{p2}} \frac{q_3}{q_1} + \ldots \text{ [25]},$$

где N_1, N_2, ..., Kp_1, Kp_2, ..., q_1, q_2 ... — 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

$$\left(\frac{P_c}{P_ш}\right)_{вх} = \frac{E^2h^2}{4kT\,\Delta f_A N_{пр}}.$$

Отношение сигнал/шум на выходе приемника

$$\left(\frac{P_c}{P_ш}\right)_{вых} = \frac{E^2 h^2 m^2}{4kT\,\Delta f r_A N_{пр}},$$

где m — индекс модуляции АМ колебания;

κ — постоянная Больцмана, равная $1{,}37 \cdot 10^{-23}$ *дж*/°К;

T — абсолютная температура в °К (для $T=293$°К, $\kappa T = 400 \cdot 10^{-23}$ *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

$$E = \sqrt{\left(\frac{P_c}{P_ш}\right)_{вых}} \frac{\sqrt{4kT\,\Delta f r_A N_{пр}}}{mh}.$$

Задаваясь $\left(\frac{P_c}{P_ш}\right)_{вых} = 20$ *дб*, $m=0{,}3$, подставляя значения κT и выражая все множители в удобных единицах измерения, получим расчетную формулу для предельно достижимой чувствительности приемника:

$$E_{\left(\frac{мв}{м}\right)} = \frac{4{,}2}{h_{(мм)}} \sqrt{r_{A(ком)}\,\Delta f_{(кгц)}\,N_{пр.}} \qquad (4.205)$$

Для приемника с магнитной антенной это выражение принимает вид

$$E_{\left(\frac{мв}{м}\right)} = \frac{1}{3h_{(мм)}} \sqrt{\frac{(f\,\Delta f)_{(кгц)}}{Q_A} L_{A\,(мгн)} N_{пр}}, \qquad (4.206)$$

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 $\left(\frac{\partial Q_A}{\partial f} = \frac{\partial N_{пр}}{\partial f} = 0\right)$ частотная зависимость чувствительности приемника с магнитной антенной подчиняется закону

$$E \equiv \frac{1}{\sqrt{f}}. \qquad (4.207)$$

Практически параметры Q_A и $N_{пр}$ 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 $N_{пр}$ 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)

$$I_{2\,рез} = \frac{E\,\Delta h\,\eta \sqrt{\frac{R_2}{R_1}}}{R_2(1+\eta^2)}, \qquad (4.208)$$

где

$$R_1 = R_{1к} + \Delta R_A \qquad (4.209)$$

— активное сопротивление первого контура, обусловленное собственными потерями ($R_{1к}$) и вносимыми из цепи антенны (ΔR_A);

$$R_2 = R_{2к} + \Delta R_и \qquad (4.210)$$

— активное сопротивление второго контура с учетом потерь, вносимых из цепи транзистора ($\Delta R_н$);

η — параметр связи двух контуров, определяемый выражением (4.105):

$$\eta^2 = \kappa_{12}^2 Q_1 Q_2 = \frac{\kappa_{12}^2 \omega^2 L_к^2}{R_1 R_2}. \qquad (4.211)$$

В свою очередь, согласно (4.12)

$$\Delta R_A = \Delta r_A + \Delta r_1 \qquad (4.212)$$

где

$$\Delta r_A = r_A a^2 \qquad (4.213)$$

— вносимые потери, обусловленные активной составляющей r_A эквивалента антенны;

$$\Delta r_1 = r_1(a^2 - 2a) \qquad (4.214)$$

— 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):

$$a = \frac{X_{12}}{X_{11}}; \qquad (4.215)$$

$$\Delta h = ah. \qquad (4.216)$$

Подставляя (4.209) — (4.211) в (4.208), получим

$$I_{2\,рез} = \frac{E_2'}{R_2' + \Delta R_н}, \qquad (4.217)$$

где

$$E_2' = E\,\Delta h\,\eta\,\sqrt{\frac{R_2}{R_1}}\,; \tag{4.218}$$

$$R_2' = R_{2к} + \frac{\kappa_{12}^2\,\omega^2\,L_к^2}{R_1}\,. \tag{4.219}$$

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:

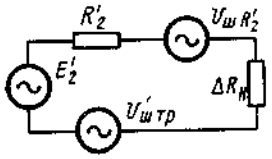


Рис. 4.22. Общая шумовая схема двухконтурного преселектора

$$N_{тр} = \frac{U^2_{шR_2'} + U'^2_{ш.тр}}{U^2_{шR_2'}}\,, \tag{4.220}$$

отсюда

$$U'^2_{ш.тр} = (N_{тр} - 1)\,U^2_{шR_2'}\,. \tag{4.221}$$

С другой стороны, коэффициент шума приемника

$$N_{пр} = \frac{\left(\dfrac{E\,\Delta h}{U_{ш\Delta r_A}}\right)^2}{\dfrac{E_2'^2}{U^2_{шR_2'} + U'^2_{ш.тр}}}\,.$$

После подстановки соответствующих значений:

$$N_{пр} = N_{прес} N_{тр}, \tag{4.222}$$

где

$$N_{прес} = \left(1 + \frac{R_{1к} + \Delta r_1}{\Delta r_A}\right)\left(1 + \frac{1 + \dfrac{\Delta r_A + \Delta r_1}{R_{1к}}}{\kappa_{12}^2\,\overline{Q}_к^2}\right) \tag{4.223}$$

— 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):

$$N_{прес} = 1 + \frac{R_{1к} + \Delta r_1}{\Delta r_A}\,. \tag{4.224}$$

Для двухконтурного преселектора с магнитной антенной в первом контуре соответствующие значения следующие:

$$E_2' = Eh\,\eta\,\sqrt{\frac{R_2}{R_{1к}}}\,;$$

$$R_2' = R_{2к} + \frac{\kappa_{12}^2\,\omega^2\,L_к^2}{R_{1к}}\,;$$

$$N_{прес} = 1 + \frac{1}{\eta_{xx}^2} = 1 + \frac{1}{\kappa_{12}^2\,\overline{Q}_к^2}\,, \tag{4.225}$$

где η_{xx} — 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 магнитной антенной	Одноконтурная с внешней антенной (рис. 4.1)	Двухконтурная с магнитной антенной	Двухконтурная с внешней антенной (рис. 4.15)
Коэффициент шума преселектора $N_{прес}$	1	$1 + \dfrac{R_{1к} + \Delta r_1}{\Delta r_a}$	$1 + \dfrac{1}{\kappa_{12}^2\,\overline{Q}_к^2}$	$\left(1 + \dfrac{R_{1к} + \Delta r_1}{\Delta r_a}\right)\left(1 + \dfrac{1 + \dfrac{\Delta r_a + \Delta r_1}{R_{1к}}}{\kappa_{12}^2\,\overline{Q}_к^2}\right)$

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. 3.21*а*, *б*). Для схемы рис. 3.21*а* коэффициент шума преселектора определяется из выражения

$$N_{прес} = \frac{R_{тр} + R_A}{R_A} = 1 + \frac{\dfrac{\omega\,L_{тр}}{Q_{тр}}}{\dfrac{\omega\,L_A}{Q_A}} = 1 + \frac{Q_A}{Q_{тр}}\left(\frac{L_к}{L_A} - 1\right), \tag{4.226}$$

где $L_к = L_A + L_{тр}$ — индуктивность контура. Аналогично выражение для схемы рис. 3.21 *б*

$$N_{прес} = 1 + \frac{Q_A}{Q_{тр}}\left(\frac{L_A}{L_к} - 1\right), \qquad (4.227)$$

где

$$L_к = \frac{L_A\, L_{тр}}{L_A + L_{тр}}.$$

Схемы с согласующим четырехполюсником (рис. 3.21 *в, г*). Для получения расчетных формул $N_{прес}$ 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:

$$L_{1т} = L_{1A};$$

$$M_т = L_{1A} + M_A;$$

$$L_{2т} = L_{1A} + L_{2A} + 2M_A = L_к.$$

(Индексы «т» и «А» означают принадлежность элементов к трансформаторной и автотрансформаторной схемам.) В зависимости от знака $M_т$ из этих соотношений получаем:

а) $M_т < 0$

$$\kappa_A = \frac{M_A}{\sqrt{L_{1A} L_{2A}}} = -\frac{|\kappa_т|\, n_т + 1}{n_A} \to -1; \qquad (4.228)$$

при $|\kappa_т| \to 1$

$$n_т = \sqrt{\frac{L_{2т}}{L_{1т}}};$$

$$n_A = \sqrt{1 + n_т^2 + 2|\kappa_т|\, n_т} = \sqrt{\frac{L_{2A}}{L_{1A}}};$$

б) $M_т > 0$

$$\kappa_A = \frac{|\kappa_т|\, n_т - 1}{n_A} = 1; \qquad (4.229)$$

при $|\kappa_т| = 1$

$$n_т = \sqrt{\frac{L_{2т}}{L_{1т}}};$$

$$n_A = \sqrt{1 + n_т^2 - 2|\kappa_т|\, n_т}.$$

Для обеих схем $N_{прес}$ определяется из выражения (4.224). При этом значение Δr_1:

а) для автотрансформаторной схемы

$$\Delta r_1 = r_1\left(a_A^2 - 2a_A\right) \text{ (см. выражение (4.214))};$$

$$a_A = \frac{1 + \kappa_A\, n_A}{1 + P}; \qquad (4.230)$$

$$P = \frac{L_A}{L_1};$$

б) для трансформаторной схемы

$$\Delta r_1 = r_1 a_т^2;$$

$$a_т = \frac{\kappa_т n_т}{1 + P}. \qquad (4.231)$$

Подставляя эти значения потерь в (4.224), получим

$$N_{прес} = 1 + \frac{Q_A}{Q_к}\frac{L_к}{L_A a_A^2} + \frac{Q_A}{Q_1 P}\left(1 - \frac{2}{a_A}\right) \qquad (4.232)$$

для автотрансформаторной схемы;

$$N_{прес} = 1 + \frac{Q_A}{PQ_1}\left[\frac{(1+P)^2}{Q_к \kappa_т^2} + \frac{1}{Q_1}\right] \qquad (4.233)$$

— для трансформаторной схемы.

При оптимальном значении $P = P_{опт}$, функции $N_{прес}$ минимальны. Аналитическое выражение для $P_{опт}$ в случае автотрансформаторной схемы не может быть найдено ввиду трансцендентности уравнения производной $\frac{\partial N_{прес}}{\partial P}$. Произведенное графоаналитическое решение для этого случая показало, что $P_{опт}$ близко к значению $P_{опт} = 1{,}25$.

Для трансформаторной схемы:

$$\frac{\partial N_{прес}}{\partial P} = \frac{Q_A}{\kappa^2 Q_к}\frac{P^2 - 1}{P^2} - \frac{Q_A}{Q_1 P^2} = 0,$$

отсюда

$$P_{опт} = \sqrt{1 + \tau}; \qquad (4.234)$$

$$\tau = \frac{\kappa^2 Q_к}{Q_1}. \qquad (4.235)$$

Подставляя (4.234) в (4.233), получим выражение для минимального коэффициента шума преселектора:

$$N_{\text{прес мин}} = 1 + \frac{2Q_A}{\kappa^2 Q_к}\left(1 + \sqrt{1 + \frac{\kappa^2 Q_к}{Q_1}}\right). \qquad (4.236)$$

При $Q_к \to \infty$ $N_{\text{прес}} \to 1$. Для расчета удобнее пользоваться формулой

$$N_{\text{прес}} = 1 + \frac{Q_A}{Q_1}\varphi(\tau), \qquad (4.237)$$

где $\varphi(\tau) = \frac{1}{\tau} + \frac{1}{\sqrt{1+\tau}} + \frac{1}{\tau\sqrt{1+\tau}}$ представлена на рис. 4.23.

Приравнивая 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:

$$m_L \frac{Q_1}{Q_{тр}} = \frac{2}{\tau}\left(1 + \sqrt{1+\tau}\right), \qquad (4.238)$$

где $m_L = \frac{L_к}{L_A} - 1$ — для схемы согласования (рис. 3.21*а*);

$m_L = \frac{L_A}{L_к} - 1$ — для схемы (рис. 3.21*б*).

Зависимость (4.238) приведена на рис. 4.24. Пользуясь этой зависимостью, можно при известных значениях конструктивных доб-

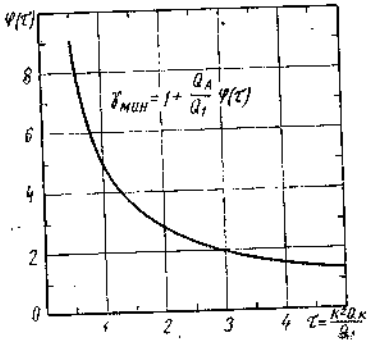


Рис. 4.23. Функция, определяющая коэффициент шума преселектора, выполненного по схемам 3.21*в*, *г*

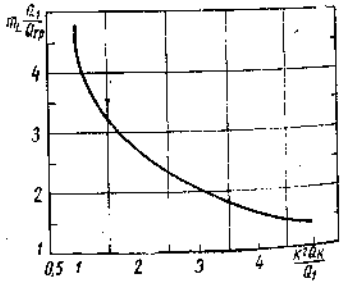


Рис. 4.24. Функция, определяющая граничные значения параметров согласующих четырехполюсников с одинаковыми шумовыми свойствами

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*). Напротив, при значениях m_L, меньших граничного, схемы с последовательным или параллельным триммером (рис. 3.21*а*, *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 $\left(\frac{U_с}{U_ш}\right)_{вых}$ изменяется пропорционально отношению сигнал/шум на входе $\left(\frac{U_с}{U_ш}\right)_{вх}$, чувствительность по полю определяется из выражения

$$E = \frac{\mathcal{E}}{h} = \frac{\left(\frac{U_с}{U_ш}\right)_{вых}}{h} \frac{\sqrt{4kT\Delta f_{пч} N R_A}}{m\psi_{макс}\sqrt{3}}, \qquad (4.239)$$

где $\mathcal{E}$ — 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;

$\psi_{макс} = \frac{\Delta f_{дев}}{\Delta F_{нч}}$ — выигрыш по шумам, даваемый частотным детектором;

$\Delta f_{дев}$ — девиация частоты;

$\Delta F_{нч}$ — ширина эффективной полосы пропускания в тракте низкой частоты;

$\Delta f_{пч}$ — ширина полосы в линейной части приемника (до детектора);

N — коэффициент шума приемника.

Формула (4.239) справедлива при условии, если на входе детектора $\frac{U_с}{U_ш} \geqslant 2$, т. е. когда обеспечивается выигрыш ψ. При заданном $\left(\frac{U_с}{U_ш}\right)_{вых}$ это равносильно соблюдению неравенства

$$m\psi_{макс}\sqrt{3} < \frac{1}{2}\left(\frac{U_с}{U_ш}\right)_{вых}.$$

При $m\psi_{макс}\sqrt{3} > \frac{1}{2}\left(\frac{U_с}{U_ш}\right)_{вых}$ чувствительность по полю находится из формулы

$$E = \frac{2\sqrt{4kT\Delta f_{пч} N R_A}}{h}. \qquad (4.240)$$

Для отечественного укв вещания принято: $\left(\frac{U_c}{U_ш}\right)_{вых} = 26$ *дб*, $m = 0{,}3$, $(\Delta f_{дев})_{макс} = 50$ *кгц*. При этих значениях

$$E\left(\frac{мкв}{м}\right) = 96\,\frac{\Delta F_{нч\ (кгц)}}{h_{(мм)}}\sqrt{R_{А\ (ком)}\,\Delta f_{пч\ (кгц)}\,N}. \qquad (4.241)$$

При работе от магнитной антенны

$$E\left(\frac{мкв}{м}\right) = 0{,}76\cdot 10^{-3}\,\frac{\Delta F_{нч\ (кгц)}}{h_{(мм)}}\sqrt{(\Delta F_к\,\Delta f_{пч})_{(кгц)}\,L_{(мкгн)}\,N}, \qquad (4.242)$$

где L — индуктивность антенны;

$\Delta F_к = \frac{f}{Q_к}$ — собственная полоса антенны;

$Q_к$ — конструктивная добротность антенны.

ГЛАВА ПЯТАЯ

ЦЕПИ ПИТАНИЯ УСИЛИТЕЛЕЙ

◆ ◆

5.1. ВВЕДЕНИЕ

Одна из основных характеристик усилительного каскада — режим работы по постоянному току, который определяется величинами коллекторного тока $I_к$ 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 $U_{кэ} \geqslant 0{,}5 \div 1$ *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 заданную[1]) 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. Гораздо проще оценивать стабильность режима и экономичность усилителей, а также сравнивать между собой различные схемы питания при помощи обобщенной схемы (рис. 5.1*а*), значения элементов которой и являются мерой устойчивости и экономичности каскада.

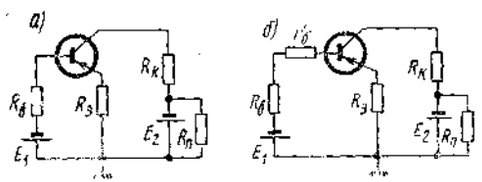


Рис. 5.1. Обобщенная схема питания каскада

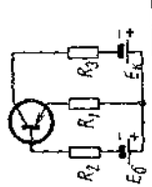
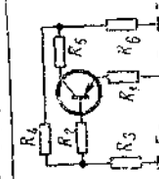
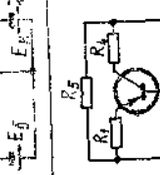
Можно показать [16], что любая схема питания транзисторного каскада может быть преобразована в обобщенную схему, которая содержит эквивалентные сопротивления в эмиттерной ($R_э$), базовой ($R_б$) и коллекторной ($R_к$) цепях, эквивалентные источники в базовой (E_1) и коллекторной (E_2) цепях, а также сопротивление потерь ($R_п$).

Для расчета величин $R_э$, $R_б$, $R_к$, E_1, E_2 можно пользоваться любым методом анализа линейных систем. Однако эти методы не позволяют найти сопротивление $R_п$. Величина $R_п$ 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 $R_э$, $R_б$, $R_к$, E_1, E_2 соответствующими значениями из табл. 5.1—5.3. Поскольку стабильность транзисторного усилителя определяется элементами его

Таблица 5.1

№	Схемы / Параметры обобщенной схемы	$R_э$	$R_б$	$R_к$	E_1	E_2	$R_п$
1		R_1	R_2	R_3	$E_б$	$E_к$	∞
2		$\dfrac{R_э R_б}{R_э+R_к+R_б}+R_1$	$\dfrac{R_э R_к}{R_э+R_к+R_б}+R_2$	$\dfrac{R_к R_б}{R_э+R_к+R_б}+R_3$	$\dfrac{E_к R_э+E_б(R_к+R_б)}{R_э+R_к+R_б}\rightarrow$	$\dfrac{E_к(R_э+R_б)+E_б R_э}{R_э+R_к+R_б}\rightarrow$	$\dfrac{[E_к(R_э+R_б)+(E_к+E_б)R_э]^2}{(R_э+R_к+R_б)^2 E_б R_б}\rightarrow$
3		$\dfrac{R_2 R_э}{R_2+R_э+R_б}+\dfrac{R_1 R_3}{R_1+R_3+R_к}$	$\dfrac{R_э R_б}{R_2+R_э+R_б}+\dfrac{R_1 R_3}{R_1+R_3+R_к}$	$\dfrac{R_к R_б}{R_2+R_э+R_б}+\dfrac{R_1 R_3}{R_1+R_3+R_к}$	$\dfrac{E_б(R_э+R_б)}{R_2+R_э+R_б}\rightarrow$	$\dfrac{(E_б+E_к)R_э}{R_2+R_э+R_б}$	$\dfrac{R_э^2}{R_2+R_э+R_б}$

Продолжение таблицы 5.1

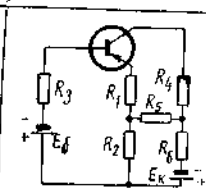
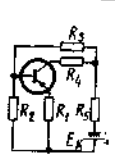
№	Параметры обобщенной схемы / Схемы	R_3	R_6	$R_к$	E_1	E_2	$R_п$
4		$R_1+\frac{R_2R_5}{R_2+R_5+R_6}$	$R_3+\frac{R_2R_6}{R_2+R_5+R_6}$	$R_4+\frac{R_5R_6}{R_2+R_5+R_6}$	$\frac{E_б(R_2+R_5+R_6)-E_кR_2}{R_2+R_5+R_6}$	$\frac{E_кR_5}{R_2+R_5+R_6}$	$\frac{R_5^2}{R_2+R_5+R_6}$
5		$R_1+\frac{R_2R_5}{R_2+R_3+R_5}$	$\frac{R_2R_3}{R_2+R_3+R_5}$	$R_4+\frac{R_3R_5}{R_2+R_3+R_5}$	$\frac{E_кR_2}{R_2+R_3+R_5}$	$\frac{E_к(R_2+R_3)}{R_2+R_3+R_5}$	$\frac{(R_2+R_3)^2}{R_2+R_3+R_5}$

Таблица 5.2

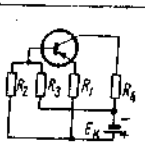
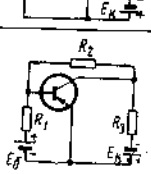
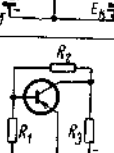
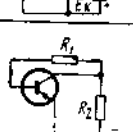
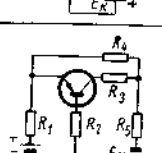
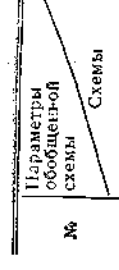
№	Параметры обобщенной схемы / Схемы	$R_э$	$R_б$	$R_к$	E_1	$E_э$	$R_п$
6		R_1	$\frac{R_2R_3}{R_2+R_3}$	R_4	$\frac{E_кR_2}{R_2+R_3}$	$E_к$	R_2+R_3
7		$\frac{R_1R_3}{R_1+R_2+R_3}$	$\frac{R_1R_2}{R_1+R_2+R_3}$	$\frac{R_2R_3}{R_1+R_2+R_3}$	$\frac{E_кR_1-E_б\times(R_2+R_3)}{R_1+R_2+R_3}$	$\frac{E_к(R_1+R_2)-E_бR_3}{R_1+R_2+R_3}$	$\frac{[E_к(R_1+R_2)-E_бR_б]^2}{(E_к+E_б)^2(R_1+R_2+R_3)}$
8		$\frac{R_1R_3}{R_1+R_2+R_3}$	$\frac{R_1R_2}{R_1+R_2+R_3}$	$\frac{R_2R_3}{R_1+R_2+R_3}$	$\frac{E_кR_1}{R_1+R_2+R_3}$	$\frac{E_к(R_1+R_2)}{R_1+R_2+R_3}$	$\frac{(R_1+R_2)^2}{R_1+R_2+R_3}$
9		R_2	R_1	0	$E_к$	$E_к$	∞
10		$\frac{R_1R_4}{R_1+R_4+R_5}$	$R_2+\frac{R_1R_5}{R_1+R_4+R_5}$	$R_3+\frac{R_4R_5}{R_1+R_4+R_5}$	$\frac{E_б(R_4+R_5)-E_кR_1}{R_1+R_4+R_5}$	$\frac{(E_б+E_к)R_4}{R_1+R_4+R_5}$	$\frac{R_4^2}{R_1+R_4+R_5}$

Таблица 5.3

№	Параметры обобщенной схемы / Схемы	$R_э$	$R_б$	$R_к$	E_1	E_2	$R_п$
11		$R_1+\frac{R_2R_э}{R_2+R_э+R_4}$	$R_б+\frac{R_3R_4}{R_2+R_3+R_4}$	$R_в+\frac{R_2R_4}{R_2+R_3+R_4}$	$\frac{E_бR_2}{R_2+R_3+R_4}$	$E_к-\frac{E_бR_2}{R_2+R_3+R_4}$	$\frac{[R_э(R_2+R_3+\rightarrow E_1^2(R_2+R_3+ +R_4)-E_бR_2]^2}{\rightarrow +R_4)}$
12		$R_1+\frac{(R_2+\frac{R_3R_э}{R_3+R_э}+\rightarrow}{\rightarrow+R_7)R_5}{\rightarrow+R_6+R_7}$	$R_4+\frac{R_3\times R_5}{R_3+R_э+\times R_5}\rightarrow+R_6+R_7$	$R_в+\frac{(R_2+\frac{R_3R_4}{R_3+R_4}+\rightarrow}{+R_7)R_5}{\rightarrow+R_5+R_7}$	$\frac{E_кR_3}{R_3+R_4+R_5+R_7}$	$\frac{E_к(R_3+R_5)}{R_3+R_4+R_5+R_7}$	$\frac{(R_3+R_5)^2}{R_3+R_4+R_5+R_7}$
13		$\frac{(R_1+R_5)R_э}{R_1+R_2+R_э+R_5}$	$\frac{R_2R_5}{R_1+R_2+R_5+R_5}$	$R_4+\frac{(R_1+\frac{R_2R_э}{R_2+R_э}+\rightarrow}{+R_5)R_3}{\rightarrow+R_3+R_5}$	$\frac{E_кR_2}{R_1+R_2+R_3+R_5}$	$\frac{E_к(R_2+R_3)}{R_1+R_2+R_3+R_5}$	$\frac{(R_2+R_3)^2}{R_1+R_2+R_3+R_5}$
14		$\frac{R_1R_э}{R_1+R_2+R_э}$	$\frac{R_3R_5}{R_1+R_2+R_3}$	$R_4+\frac{R_1R_3}{R_1+R_2+R_3}$	$\frac{E_кR_2}{R_1+R_2+R_3}$	$\frac{E_к(R_2+R_3)}{R_1+R_2+R_3}$	$\frac{(R_2+R_3)^2}{R_1+R_2+R_3}$
15		$\frac{R_1R_2}{R_1+R_2+R_э}$	$\frac{R_2R_3}{R_1+R_2+R_3}$	$\frac{R_1R_3}{R_1+R_2+R_3}$	$\frac{E_кR_2}{R_1+R_2+R_3}$	$\frac{E_к(R_2+R_3)}{R_1+R_2+R_3}$	$\frac{(R_2+R_3)^2}{R_1+R_2+R_3}$

Примечание. В схеме № 13 в цепи коллектора включено сопротивление $R_в$ (на рис. не показано).

схемы, то равенство эквивалентных сопротивлений в эмиттерных, базовых и коллекторных цепях транзисторов соответственно говорит об идентичности стабилизирующих свойств сравниваемых каскадов. При одинаковых $R_э$, $R_б$, $R_к$, E_1, E_2 предпочтение с точки зрения работы каскада по постоянному току следует отдать той схеме питания, которая обеспечивает бóльшую величину $R_п$, т. е. потребляет меньшую мощность от источников питания.

Выбрав надлежащим образом элементы цепи питания, можно в любой схеме получить требуемую стабильность коллекторного тока. Ограничивает ее величина напряжения источника питания, которая обычно задается при проектировании, и значение минимально допустимого напряжения коллектор-эмиттер ($U_{кэ\,мин}$). В этих условиях следует учитывать, что некоторые схемы питания, например № 9 (см. табл. 5.2), рассчитанные для работы в диапазоне температур, при малых напряжениях источника питания и больших величинах $I_{к0}$ и $B_{ст}$ имеют низкую стабильность коллекторного тока. Каскад, построенный по схеме № 9, может иметь высокую стабильность режима при использовании источника питания с большим напряжением.

5.2.2. Формула температурной стабильности коллекторного тока

Вопрос о температурной стабильности транзисторов связывают во многих работах с нестабильностью неуправляемого тока перехода коллектор-база $I_{к0}$. Для оценки стабильности каскада используется критерий, предложенный Ши,— так называемый фактор стабильности (S) или его производные (K-фактор, $S_{сх}$). Однако ток $I_{к0}$ в ряде практических схем усилителей отнюдь не единственный фактор, определяющий их стабильность. Более того, в некоторых схемах влияние $I_{к0}$ на нестабильность мало и указанные выше критерии стабильности теряют смысл.

В настоящем разделе дан вывод общей формулы температурной стабильности коллекторного тока, учитывающей все основные источники нестабильности в транзисторе.

Изменение коллекторного тока от температуры вызвано температурной зависимостью токов $I_{к0}$, $I_{э0}$ и коэффициента усиления транзистора по току:

$$I_{кот} \approx I_{кот_0} \cdot 2^{\frac{\Delta T}{10}}; \quad \Delta T = T - T_0. \tag{5.1}$$

Закон изменения $I_{э0т}$ от температуры совпадает с законом изменения $I_{к0т}$. Какой из указанных источников нестабильности играет бóльшую роль в изменении коллекторного тока и насколько оно значительно, зависит от схемы питания транзистора. В схемах, где $U_{эб}$ не меняется (или меняется мало) с изменением темпера-

туры, коллекторный и эмиттерный токи существенно зависят от температуры, что показывают выражения [18]:

$$I_к = \alpha J_{эот}\left(e^{\gamma U_{эб}} - 1\right) + J_{кот}; \tag{5.2}$$

$$I_э = J_{эот}\left(e^{\gamma U_{эб}} - 1\right) + \alpha_{обр} J_{кот}. \tag{5.3}$$

Здесь α — коэффициент усиления транзистора по току; $\alpha_{обр}$ — коэффициент усиления по току при обратном включении транзистора ($\alpha_{обр} \approx 0{,}7 \div 0{,}8$ у транзисторов типа П14 и еще меньшие значения у транзисторов типа П422);

$$J_{эот} = \frac{I_{эот}}{1 - \alpha\,\alpha_{обр}}; \tag{5.4}$$

$$J_{кот} = \frac{I_{кот}}{1 - \alpha\,\alpha_{обр}}. \tag{5.5}$$

При этом для типовых режимов работы ($I_к = 0{,}5 \div 1{,}5$ *ма*) изменение коллекторного тока происходит, главным образом, за счет изменения $J_{эот}$ (в данном случае второй член выражения (5.2) пренебрежимо мал). С точки зрения фактора стабилизации рассматриваемые схемы приближаются к идеальным, (действительно, $S = \frac{d I_к}{d I_{к0}} \approx 2 \div 3$.) Это означает, что показателем стабильности каскада может быть только относительное изменение коллекторного тока от температуры.

Температурная зависимость токов $I_{к0}$, $I_{э0}$ не может изменяться 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

$$I_э R_э + I_б R'_б + U_{эб} = E_1 \tag{5.6}$$

В ур-нии (5.6)

$$R_б = R_б + r_б, \tag{5.7}$$

где $r'_б$ — омическое сопротивление базы ($r'_б \approx 10 \div 300$ *ом*).

Выражая $I_э$ и $I_б$ через $I_к$, из соотношений [19]

$$I_к = \alpha I_э + I_{к0}; \tag{5.8}$$

$$I_э = I_б + I_к \tag{5.9}$$

получим на основании (5.6)

$$I_к R_э + I_к \frac{R_э(1-\alpha)}{\alpha} + I_к R'_б \frac{1-\alpha}{\alpha} - I_{к0}\frac{(R_э + R'_б)}{\alpha} + U_{эб} = E_1. \tag{5.10}$$

При выводе формулы температурной стабильности коллекторного тока пренебрегаем температурными изменениями α, $\alpha_{обр}$,

$1-\alpha\cdot\alpha_{обр}$ по сравнению с температурными изменениями $1-\alpha$ и $\frac{\alpha}{1-\alpha} = B_{ст}$ (в гл. 2 показано, что изменение параметра $B_{ст}$ с температурой приблизительно равно 1% на градус).

Дифференцируя по T выражения (5.2) и (5.10) и решая полученные уравнения совместно, найдем, обозначив

$$\frac{dU_{эб}}{dT} = C \quad \text{при} \quad I_э = \text{const}. \tag{5.11}$$

(значение C около — 2 *мв/град*):

$$\frac{\partial I_к}{\partial T} = \frac{\frac{d I_{к0}}{dT}\left(R_э + R'_б\right) - \alpha C - \alpha I_к\left(R_э + R'_б\right)\frac{d}{dT}\frac{(1-\alpha)}{\alpha} + }{R_э + R'_б(1-\alpha) + \frac{1}{\gamma J_{э0} e^{\gamma U_{эб}}}}$$

$$\frac{+\frac{1}{\gamma J_{э0} \cdot e^{\gamma U_{эб}}}\frac{d I_{к0}}{dT}}{}. \tag{5.12}$$

с высокой степенью точности

$$\frac{\partial I_к}{\partial T} = \frac{\frac{dI_{к0}}{dT}\left(R_э + R'_б + \frac{\alpha}{\gamma I_к}\right) - \alpha C + \alpha I_к\left(R_э + R'_б\right)\frac{d B_{ст}}{dT}\frac{1}{B^2_{ст}}}{R_э + R'_б(1-\alpha) + \frac{\alpha}{\gamma I_к}}, \tag{5.13}$$

отсюда

$$\frac{\partial I_к}{I_к \partial T} = \frac{\frac{d I_{к0}}{dT}\left(R_э + R'_б + \frac{\alpha}{\gamma I_к}\right) - \alpha C + \alpha I_к\left(R_э + R'_б\right)\frac{1}{B^2_{ст}}\frac{d B_{ст}}{dT}}{I_к R_э + I_к R'_б(1-\alpha) + \frac{\alpha}{\gamma}}. \tag{5.14}$$

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 ($R_{э\,мин}$) изменение сопротивления резистора в базовой цепи не меняет относительной стабильности коллекторного тока.

Определим величину этого сопротивления. Из ур-ния (5.14) для случая

$$\frac{d}{d R'_б}\left(\frac{\partial I_к}{I_к \partial T}\right) = 0$$

получим

$$R_{э\,мин} = \frac{-C(1-\alpha) - \frac{\alpha}{\gamma B_{ст}^2}\frac{dB_{ст}}{dT} - \frac{dI_{к0}}{dT}\frac{\alpha}{\gamma I_к}}{\frac{dI_{к0}}{dT} + \alpha I_к \cdot \frac{1}{B_{ст}^2}\cdot\frac{dB_{ст}}{dT}}. \qquad (5.15)$$

Очевидно, при $R_э > R_{э\,мин}$ относительная стабильность коллекторного тока увеличивается при уменьшении сопротивления базового резистора, и, наоборот, если $R_э < R_{э\,мин}$, то увеличение сопротивления резистора в цепи базы увеличивает относительную стабильность коллекторного тока. Увеличение $R_э$ всегда увеличивает стабильность режима работы каскада по постоянному току.

Из ур-ний (5.13) и (5.14) видно, что в тех практических схемах, где $R_э$ и $R_б$ малы, изменение $I_{к0}$ и $B_{ст}$ с изменением температуры оказывает малое влияние на относительное изменение коллекторного тока. Действительно, при малых $R_э$ и $R_б$

$$\left.\begin{aligned} &\frac{dI_{к0}}{dT}\left(R_э' + R_б' + \frac{\alpha}{\gamma I_к}\right) + \alpha I_к (R_э + R_б')\frac{1}{B_{ст}^2}\frac{dB_{ст}}{dT} \ll -\alpha C \\ &I_к R_э + I_к R_б'(1-\alpha) \ll \frac{\alpha}{\gamma} \end{aligned}\right\}. \qquad (5.16)$$

Для таких схем нестабильность коллекторного тока достигает наибольшей величины. Из соотношения (5.14) при выполнении условий (5.16) имеем

$$\frac{\partial I_к}{I_к \partial T} \approx -C\gamma \approx 0{,}08. \qquad (5.17)$$

Когда $R_э$ и $R_б$ велики (или велик $I_{к0}$), т. е. при условии, что

$$\left.\begin{aligned} &\frac{dI_{к0}}{dT}(R_э + R_б') + \alpha I_к (R_э + R_б')\frac{1}{B_{ст}^2}\frac{dB_{ст}}{dT} \gg -\alpha C \\ &R_э' + R_б'(1-\alpha) \gg \frac{\alpha}{\gamma I_к} \end{aligned}\right\}, \qquad (5.18)$$

$R_б' \to R_б$

относительное изменение коллекторного тока определяется, главным образом, изменением $I_{к0}$ и $B_{ст}$:

$$\frac{\partial I_к}{I_к \partial T} = \frac{\frac{dI_{к0}}{dT}(R_э + R_б) + \alpha I_к (R_э + R_б)\frac{1}{B_{ст}^2}\frac{dB_{ст}}{dT}}{I_к R_э + I_к R_б (1-\alpha)}. \qquad (5.19)$$

Если пренебречь температурными изменениями $B_{ст}$, то из (5.19), как частный случай, получается формула Ши для фактора стабилизации S:

$$S = \frac{dI_к}{dI_{к0}} = \frac{R_э + R_б}{R_э + R_б(1-\alpha)}. \qquad (5.20)$$

Исследование выражений (5.13), (5.14), (5.19) показывает, что критерий S, K-фактор, $S_{сх}$, являющиеся функцией отношения $\frac{R_э}{R_б}$, характеризуют температурную стабильность каскада по постоянному току только в случае, если

$$\left(\frac{dI_{к0}}{dT} + \alpha I_к \frac{1}{B_{ст}^2}\frac{dB_{ст}}{dT}\right)(R_э + R_б) \gg -\alpha C, \qquad (5.21)$$

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)

$$\Delta I_к \approx \frac{\left(\Delta I_{к0} + \frac{\Delta B_{ст}}{B_{ст}+1}\cdot\frac{I_к}{B_{ст}}\right)(R_э + R_б) - \alpha C \Delta T}{R_э + R_б(1-\alpha)}, \qquad (5.22)$$

если

$$\left(\Delta I_{к0} + \frac{\Delta B_{ст}}{B_{ст}+1}\frac{I_к}{B_{ст}}\right)(R_э + R_б) \gg -\alpha C \Delta T \qquad (5.23)$$

[при выводе (5.21)—(5.23) предполагалось, что $R_б' \to R_б$ и $R_э + R_б(1-\alpha) \gg \frac{\alpha}{\gamma I_к}$].

5.2.3. Режимная стабильность транзисторов при изменении параметров $B_{ст}$, $I_{к0}$, ($I_{э0}$)

Основными параметрами, определяющими режим работы транзистора, являются $B_{ст}$, $I_{к0}(I_{э0})$. Технологический разброс этих параметров обусловливает нестабильность режима работы каскада при смене транзисторов.

Установим количественную связь между изменением $I_к = f(B_{ст}, I_{к0}, I_{э0})$ и значениями сопротивлений резисторов в цепи питания транзистора. При типовых режимах работы ($I_к = 0{,}5 \div 1{,}5$ *ма*) для схемы рис. 5.1*б*, используя (5.2), можно написать

$$I_к = \frac{\alpha I_{э0}}{1 - \alpha\alpha_{обр}} e^{\gamma\left[E_1 - I_к R_э - I_к \frac{(R_э + R_б')}{B_{ст}} + \frac{I_{к0}}{\alpha}(R_э + R_б')\right]}. \qquad (5.24)$$

Из соотношения (5.24) видно, что при малых $R_э$ и $R_б'$, т. е. при фиксированном напряжении $U_{эб}$ (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 $R_б' \to R_б$, а $R_э + R_б(1-\alpha) \gg \frac{\alpha}{\gamma I_к}$, то, диф-

ференцируя по $B_{ст}$ ур-ние (5.24) и пренебрегая изменениями α, $1-\alpha\alpha_{обр}$ по сравнению с изменениями $B_{ст}$, получаем

$$\frac{\partial I_к}{\partial B_{ст}} \approx \alpha I_к \frac{\frac{1}{B_{ст}^2}(R_э + R_б)}{R_э + R_б(1-\alpha)}. \qquad (5.25)$$

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 $B_{ст}$. При больших сопротивлениях резистора в базовой цепи, когда $R_б(1-\alpha) \gg R_э$, изменение $B_{ст}$ приводит к пропорциональному изменению коллекторного тока.

Стабильность режима при изменении параметра $I_{к0}(I_{э0})$ характеризуется величиной $\frac{\partial I_к}{\partial I_{к0}}\left(\frac{\partial I_к}{\partial I_{э0}}\right)$. При малых $R_э$ и $R'_б$ изменение коллекторного тока пропорционально изменению $I_{э0}$. На практике, когда $R'_б \to R_б$, а $R_э + R_б(1-\alpha) \gg \frac{\alpha}{\gamma I_к}$, из (5.24), учтя, что $\alpha I_{э0} = \alpha_{обр} I_{к0}$, находим

$$\frac{\partial I_к}{\partial I_{к0}} = \frac{\frac{\alpha}{\gamma I_{к0}} + R_э + R_б}{R_э + R_б(1-\alpha)}. \qquad (5.26)$$

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 $(\alpha_1 \div \alpha_2,\ I_{к\,01} \div I_{к\,02})$ необходимый режим каскада по постоянному току $(I_к,\ U_{кэ})$ и требуемую стабильность коллекторного тока $\frac{\Delta I_к}{I_к}$, воспользуемся ур-нием (5.10). Для стабилизированных каскадов, в которых $R'_б \approx R_б$ из ур-ния (5.10) с большой точностью найдем

$$R_э = \frac{\alpha(E_1 - U_{эб})}{I_к - I_{к0}} - \frac{I_к(1-\alpha) - I_{к0}}{I_к - I_{к0}} R_б. \qquad (5.27)$$

Подставим в (5.27) два граничных значения токов $I_к$ (при существующем разбросе параметров α и $I_{к0}$ минимальная и максимальная величины тока $I_к$ имеют место соответственно при минимальных и максимальных значениях T и α) и решим полученные соотношения совместно. Полагая, что заданная величина коллекторного тока $I_к$ должна быть обеспечена при самых неблагоприятных условиях $(T_1,\ \alpha_1)$, найдем

$$R_б = \frac{\alpha_{(T_1)}\ (E_1 - U_{эб_1(T_1)})\left(1 + \frac{\Delta I_к}{I_к} - \frac{I_{к02(T_2)}}{I_к}\right) - \to}{I_к\left(1 + \frac{\Delta I_к}{I_к}\right)(\alpha_{2(T_2)} - \alpha_{1(T_1)}) + \alpha_{1(T_1)}\ I_{к02(T_2)} - \to}$$

$$\frac{\to - \alpha_{2(T_2)}(E_1 - U_{эб_2(T_2)})\left(1 - \frac{I_{к01(T_1)}}{I_к}\right)}{\to - \alpha_{2(T_2)}\ I_{к01(T_1)}\left(1 + \frac{\Delta I_к}{I_к}\right)}. \qquad (5.28)$$

Подставляя полученное значение $R_б$ в (5.27), находим $R_э$:

$$R_э = \frac{\alpha_{1(T_2)}(E_1 - U_{эб_1(T_1)})}{I_к - I_{к01(T_1)}} - \frac{I_к(1-\alpha_{1(T_1)}) - I_{к01(T_1)}}{I_к - I_{к01(T_1)}} R_б. \qquad (5.27')$$

В (5.27) — (5.28) $I_{к0(T)}$ определяется по ф-ле (5.1):

$$U_{эб(T)} \approx U_{эб(T_0)} + \frac{\Delta U_{эб}}{\Delta T}(T - T_0), \qquad (5.29)$$

где $\frac{\Delta U_{эб}}{\Delta T} \approx C$ $(C \approx -2\ мв/град)$

при достаточно высокой стабильности коллекторного тока [более точная зависимость $\frac{\Delta U_{эб}}{\Delta T}$ определяется соотношением (5.45)].

Температурная зависимость $\alpha\left(\alpha = \frac{B_{ст}}{1 + B_{ст}}\right)$ находится по известной температурной зависимости $B_{ст}$ (по данным гл. 2 изменение $B_{ст}$ с температурной приблизительно равно 1% на градус).

В практических случаях, когда $I_к \gg I_{к01(T1)}$, $\frac{\Delta I_к}{I_к} < 0{,}4$ и в каскаде используется транзистор одного типа, т. е. $U_{эб1} \approx U_{эб2} \approx U_{эб}$ (при $I_к = 0{,}5 \div 1{,}5\ ма$ $U_{эб} \approx 0{,}12 \div 0{,}17\ в$ 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:

$$R_б = \frac{(E_1 - U_{эб(T_1)})\left[\alpha_{1(T_1)}\left(1 + \frac{\Delta I_к}{I_к} - \frac{I_{к0_2(T_2)}}{I_к}\right) - \alpha_{2(T_2)}\right] + \alpha_{2(T_2)} C(T_2 - T_1)}{I_к\left(1 + \frac{\Delta I_к}{I_к}\right)(\alpha_{2(T_2)} - \alpha_{1(T_1)}) + \alpha_{1(T_1)}\ I_{к0_2(T_2)} - \alpha_{2(T_2)}\ I_{к0_1(T_1)}\left(1 + \frac{\Delta I_к}{I_к}\right)}. \qquad (5.30)$$

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

$$\left(\frac{\Delta I_к}{I_к}\right)_{мин} \approx \frac{\Delta B_{ст}}{B_{ст_1} B_{ст_2}}. \qquad (5.31)$$

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 $R_э > R_{э\,мин}$, максимальная стабильность коллекторного тока достигается при $R_б = 0$. При этом величина $\frac{\Delta I_к}{I_к}$ как это следует из (5.22), при определенном $I_к$ и $R_э$ оказывается вполне определенной и тем меньшей, чем больше $R_э$ (или E_1). Включение в базовую цепь каскада конечного $R_б \neq 0$ потребует для сохранения прежней стабильности коллекторного тока увеличения $R_э(E_1)$.

При $R_б = 0$ из соотношения (5.30) можно получить

$$(E_1 - U_{эб\,(T_1)})_{мин} = -\frac{\alpha_{2\,(T_2)} C (T_2 - T_1)}{\alpha_{1\,(T_1)}\left(1 + \frac{\Delta I_к}{I_к} - \frac{I_{к02\,(T_2)}}{I_к}\right) - \alpha_{2\,(T_2)}}. \quad (5.32)$$

Минимальная практически реализуемая величина относительного изменения коллекторного тока на основании (5.32)

$$\left(\frac{\Delta I_к}{I_к}\right)_{мин} = \frac{\alpha_{2\,(T_2)}[E_2 - U_{к\,э\,мин} - C(T_2 - T_1)]}{\alpha_{1\,(T_1)}(E_2 - U_{к\,э\,мин})} - 1 + \frac{I_{к02\,(T_2)}}{I_к}. \quad (5.33)$$

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 $E_к$.

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 ($I_к$).
4. Допустимое относительное изменение коллекторного тока $\frac{\Delta I_к}{I_к}$.
5. Диапазон рабочих температур ($T_1 \div T_2$) и диапазон изменения параметров $\alpha(B_{ст})$ и $I_{к0}$.

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.

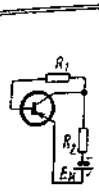
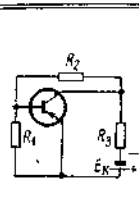
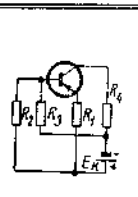
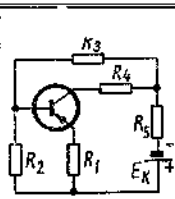
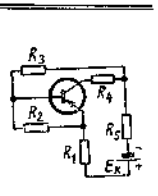
Величина E_1 должна быть больше значения, найденного из (5.32). Наличие резистора в базовой цепи реальной схемы вынуждает подчинить выбор E_1 условию

$$E_1 - U_{эб\,(T_1)} \geqslant (1{,}5 \div 3)(E_1 - U_{эб\,(T_1)})_{мин}. \quad (5.34)$$

Выбор напряжения E_1 большим может привести к существенному снижению напряжения коллектор-эмиттер и уменьшению эквивалентного сопротивления нагрузки в коллекторной цепи. Снижение $U_{кэ}$ в оконечном каскаде *УПЧ* затрудняет создание эффективной системы АРУ.

2. Определить значение $R_б$ из выражений (5.28) или (5.30).
3. Рассчитать $R_э$ 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	$R_б$	$\frac{E_к}{E_к - E_1} \times \rightarrow \rightarrow \times (R_э + R_б)$	$R_э$		$\frac{E_к}{E_1} R_э$
R_2	$R_э$	$\frac{E_к}{E_1} R_б$	$\frac{E_к}{E_к - E_1} R_б$	$\frac{E_к}{E_к - E_1}(R_э + \rightarrow \rightarrow + R_б - R_1)$	$\frac{E_к}{E_к - E_1} \times \rightarrow \rightarrow \times (R_э + R_б)$
R_3	—	$\frac{E_к}{E_1} R_э$	$\frac{E_к}{E_1} R_б$	$\frac{E_к}{E_1} R_б$	$\frac{E_к}{E_1} R_б$
R_4	—	—			—
R_5	—	—	—	$\frac{E_к}{E_1}(R_э - R_1)$	—

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.

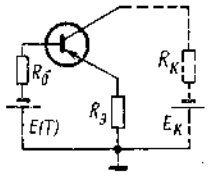


Рис. 5.2. Обобщенная схема питания каскада усилителя с непосредственной связью

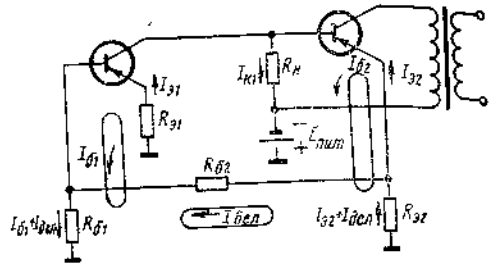


Рис. 5.3. Двухкаскадный усилитель с непосредственной связью

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:

$$(I_{б1} + I_{дел}) R_{б1} + I_{дел} R_{б2} + (I_{э2} + I_{дел}) R_{э2} = 0; \quad (5.35)$$

$$I_{э1} R_{э1} + U_{эб1} + I_{б1} R_{б1} + I_{дел} R_{б1} = 0; \quad (5.36)$$

$$I_{э2} R_{э2} + I_{дел} R_{э2} + U_{эб2} + I_{к1} R_н + I_{б2} R_н = E_{пит}. \quad (5.37)$$

Определив $I_{дел}$ из соотношения (5.35) и подставляя в ур-ния (5.36) и (5.37), получим

$$I_{э1} R_{э1} + I_{б1} \frac{R_{б1}(R_{б2} + R_{э2})}{R_{б1} + R_{б2} + R_{э2}} + U_{эб1} - I_{э2} \frac{R_{э2} R_{б1}}{R_{б1} + R_{б2} + R_{э2}} = 0; \quad (5.38)$$

$$I_{э2} \frac{R_{э2}(R_{б1} + R_{б2})}{R_{б1} + R_{б2} + R_{э2}} + I_{б2} R_н + U_{эб2} - I_{б1} \frac{R_{б1} R_{э2}}{R_{б1} + R_{б2} + R_{э2}} + I_{к1} R_н = E_{пит}. \quad (5.39)$$

Заменяя $I_{э2}$ в выражении (5.38) значением, полученным из выражения (5.39), найдем

$$I_{э1} R'_э + I_{б1} R'_б + U_{эб1} = E'(T) = E'_0 - I_{к02} Q' + U_{эб2} Z', \quad (5.40)$$

$$R_{э1} + \frac{R_н R_{э2} R_{б1}}{R_{э2}(R_{б1} + R_{б2}) + (1 - \alpha_2) R_н (R_{б1} + R_{б2} + R_{э2})}$$

$$R'_б = \frac{R_{б1}(R_{б2} + R_{э2})}{R_{б1} + R_{б2} + R_{э2}} - \frac{R_{б1} R_{э2} [R_{б1} R_{э2} + R_н (R_{б1} + R_{б2} + R_{э2})]}{(R_{б1} + R_{б2} + R_{э2}) [R_{э2}(R_{б1} + R_{б2}) + (1 - \alpha_2) R_н (R_{б1} + R_{б2} + R_{э2})]}$$

$$E'_0 = \frac{E_{пит} R_{э2} R_{б1}}{R_{э2}(R_{б1} + R_{б2}) + (1 - \alpha_2) R_н (R_{б1} + R_{б2} + R_{э2})} \quad (5.41)$$

$$Q' = -\frac{R_н R_{э2} R_{б1}}{R_{э2}(R_{б1} + R_{б2}) + (1 - \alpha_2) R_н (R_{б1} + R_{б2} + R_{э2})}$$

$$Z' = -\frac{R_{э2} R_{б1}}{R_{э2}(R_{б1} + R_{б2}) + (1 - \alpha_2) R_н (R_{б1} + R_{б2} + R_{э2})}$$

Выражая $I_{б1}$ и $I_{к1}$ через $I_{э1}$ и подставляя значение $I_{э1}$ из (5.38) и (5.39), получим зависимость, аналогичную (5.40):

$$I_{э2} R''_э + I_{б2} R''_б + U_{эб2} = E''(T) = E''_0 - I_{к01} Q'' + U_{эб1} Z''. \quad (5.42)$$

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 $R_э$ и $R_б$) 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

$$I_к = \frac{\alpha E(T) + I_{кб}(R_э + R_б) - \alpha U_{эб}}{R_э + R_б(1 - \alpha)}; \quad (5.43)$$

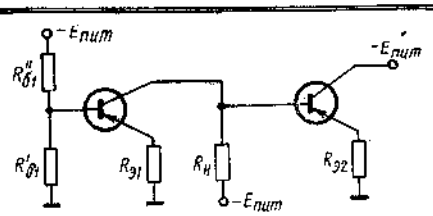
$$I_э = \frac{E(T) + I_{кб} R_б - U_{эб}}{R_э + R_б(1 - \alpha)} \quad (5.44)$$

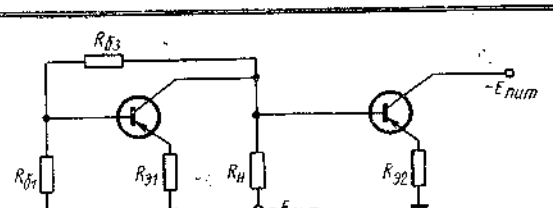
(в практических случаях $E(T) \gg U_{эб}$).

Выражения (5.43) и (5.44) справедливы как для первого, так и для второго каскадов. Значение $R_э$, $R_б$, 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



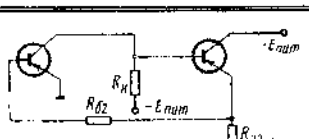
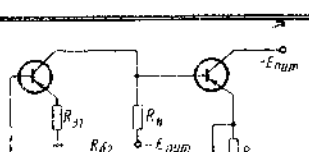


Номер каскада	1-й	2-й	1-й	2-й
$R_э$	$R_{э1}$	$R_{э2}$	$R_{э1}+\dfrac{R_{э2}R_н R_{б1}}{R_{э2}(R_н+R_{б1}+R_{б3})+(1-d_2)R_н(R_{б1}+R_{б3})}$	$R_{э2}$
$R_б$	$\dfrac{R'_{б1}R''_{б1}}{R'_{б1}+R''_{б1}}$	$R_н$	$\dfrac{R_{б1}R_{б3}}{R_н+R_{б1}+R_{б3}}+\dfrac{(1-\alpha_2)\times}{(R_н+R_{б1}+R_{б3})[R_{э2}(R_н+\times R_н^2 R_{б1}R_{б3}}{\rightarrow +R_{б1}+R_{б3})+(1-d_2)R_н(R_{б1}+R_{б3})}$	$\dfrac{R_н(R_{б1}+R_{б3})}{R_н+R_{б1}+R_{б3}}-\dfrac{R_н R_{б1}(\alpha_1 R_н R_{б3}+}{(R_н+R_{б1}+R_{б3})}+R_н\times$ $\rightarrow\dfrac{[R_{э1}(R_н+R_{б1}+R_{б3})+R_н R_{б1}+\times R_{б1})}{+(1-\alpha_1)R_{б1}R_{б3}}$
E_0	$\dfrac{E_{пит}R'_{б1}}{R'_{б1}+R''_{б1}}$	$E_{пит}-\dfrac{E_{пит}\alpha_1 R_н\times}{R_{э1}(R'_{б1}+R''_{б1})+\times R'_{б1}}$ $\rightarrow\dfrac{}{+(1-d_1)R'_{б1}R''_{б1}}$	$\dfrac{E_{пит}R_{э2}R_{б1}}{R_{э2}(R_н+R_{б1}+R_{б3})+(1-\alpha_2)R_н(R_{б1}+R_{б3})}$	$E_{пит}\left\{\dfrac{R_{б1}+R_{б3}}{R_н+R_{б1}+R_{б3}}-\dfrac{R_{б1}\times}{(R_н+}\right.$ $\rightarrow\dfrac{(\alpha_1 R_н R_{б3}+}{+R_{б1}+R_{б3})[R_{э1}(R_н+R_{б1}+}$ $\left.\dfrac{+R_н R_{б1})}{+R_{б3})+R_н R_{б1}+(1-\alpha_1)R_{б1}R_{б3}}\right\}$

Продолжение таблицы 5.5

Номер каскада	1-й	2-й	1-й	2-й
Q	0	$\dfrac{R_н[R_{э1}(R'_{б1}+R''_{б1})+}{R_{э1}(R'_{б1}+R''_{б1})+}$ $\rightarrow\dfrac{+R'_{б1}R''_{б1}]}{+(1-\alpha_1)R'_{б1}R''_{б1}}$	$-\dfrac{R_{э2}R_н R_{б1}}{R_{э2}(R_н+R_{б1}+R_{б3})+(1-\alpha_2)R_н(R_{б1}+R_{б3})}$	$\dfrac{R_н R_{б3}}{R_н+R_{б1}+R_{б3}}+\dfrac{R_{б1}R_{б3}(\alpha_1\times}{(R_н+R_{б1}+}$ $\rightarrow\dfrac{R_н R_{б3}+}{+R_{б3})[R_{э1}(R_н+R_{б1}+R_{б3})+}$ $\rightarrow\dfrac{+R_н R_{б1})}{+R_н R_{б1}+(1-\alpha_1)R_{б1}R_{б3}]}$
Z	0	$\dfrac{\alpha_1 R_н(R'_{б1}+}{R_{э1}(R'_{б1}+R''_{б1})+}$ $\rightarrow\dfrac{+R''_{б1})}{+(1-\alpha_1)R'_{б1}R''_{б1}}$	$\dfrac{(1-\alpha_2)R_н R_{б1}}{R_{э2}(R_н+R_{б1}+R_{б3})+(1-\alpha_2)R_н(R_{б1}+R_{б3})}$	$\dfrac{\alpha_1 R_н R_{б3}+}{R_{э1}(R_н+R_{б1}+R_{б3})+}$ $\rightarrow\dfrac{+R_н R_{б1}}{+R_н R_{б1}+(1-\alpha_1)R_{б1}+R_{б3}}$
$R_к$	$\dfrac{R_{э2}R_н}{R_{э2}+(1-\alpha_2)R_н}$			
$E_к$	$\dfrac{E_{пит}R_{э2}+I_{к0_2}\times}{R_{э2}+}$ $\times R_{э2}R_н+$ $\rightarrow\dfrac{+(1-}{+U_{эб_2}(1-\alpha_2)R_н}$ $-\alpha_2)R_н$			

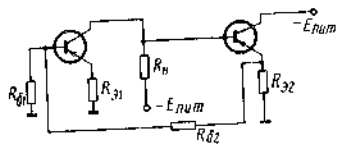
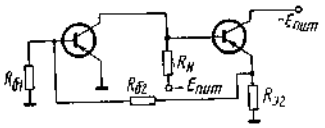
Таблица 5.6

Схемы				
Номер каскада	1-й	2-й	1-й	2-й
$R_э$	$\frac{R_{э2}R_н}{R_{э2}+(1-\alpha_2)R_н}$	$\frac{R_{э2}[\alpha_1 R_н+(1-\alpha_1)R_{б2}]}{(1-\alpha_1)(R_{э2}+R_{б2})}$	$R_{э1}+\frac{R_{э2}R_н}{R_{э2}+(1-\alpha_2)R_н}$	$R_{э2}+\frac{R_{э2}[\alpha_1 R_н-(1-\alpha_1)R_{э2}]}{R_{э1}+(1-\alpha_1)(R_{э2}+R_{б2})}$
$R_б$	$(R_{э2}+R_{б2})-\frac{(R_{э2}+}{R_{э2}+}\rightarrow$ $\rightarrow\frac{+R_н)R_{э2}}{+(1-\alpha_2)R_н}$	$R_н$	$(R_{э2}+R_{б2})-\frac{(R_{э2}R_н)R_{э2}}{R_{э2}+(1-\alpha_2)R_н}$	$R_н$
E_0	$\frac{E_{пит}R_{э2}}{R_{э2}+(1-\alpha_2)R_н}$	$E_{пит}$	$\frac{E_{пит}R_{э2}}{R_{э2}+(1-\alpha_2)R_н}$	$E_{пит}$
Q	$-\frac{R_{э2}R_н}{R_{э2}+(1-\alpha_2)R_н}$	$\frac{R_н}{1-\alpha_1}$	$-\frac{R_{э2}R_н}{R_{э2}+(1-\alpha_2)R_н}$	$\frac{(R_{э2}+R_{б2})R_н+(R_{э2}+R_н)R_{э1}}{R_{э1}+(1-\alpha_1)(R_{э2}+R_{б2})}$
Z	$-\frac{R_{э2}}{R_{э2}+(1-\alpha_2)R_н}$	$\frac{R_н-(1-\alpha_1)(R_{э2}+R_н)}{(1-\alpha_1)(R_{э2}+R_{б2})}$	$\frac{R_{э2}}{R_{э2}+(1-\alpha_2)R_н}$	$\frac{R_н-(1-\alpha_1)(R_{э2}+R_н)}{R_{э1}+(1-\alpha_1)(R_{э2}+R_{б2})}$

Продолжение таблицы 5.6

Номер каскада	1-й	2-й	1-й	2-й
$R_к$	$\frac{R_{э2}R_н-(1-\alpha_2+\frac{\alpha_2}{\alpha_1})R_{э2}R_н}{R_{э2}+(1-\alpha_2)R_н}$		$\frac{R_{э2}R_н-\left(1-\alpha_2+\frac{\alpha_2}{\alpha_1}\right)R_{э2}R_н}{R_{э2}+(1-\alpha_2)R_н}$	
$E_к$	$\frac{(E_{пит}+I_{к02}R_н)R_{э2}+U_{эб2}\times}{R_{э2}+}$ $\times(1-\alpha_2)R_н-\frac{\alpha_2}{\alpha_1}I_{к01}R_{э2}R_н$ $+(1-\alpha_2)R_н$		$\frac{(E_{пит}+I_{к02}R_н)R_{э2}+U_{эб2}(1-\alpha_2)\times}{R_{э2}+}\rightarrow$ $\times R_н-\frac{\alpha_2}{\alpha_1}I_{к01}R_{э2}R_н$ $\rightarrow\frac{}{+(1-\alpha_2)R_н}$	

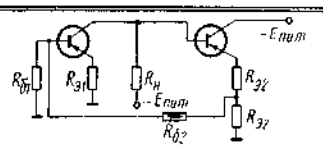
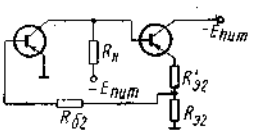
Таблица 5.7

Схемы				
Номер каскада	1-й	2-й	1-й	2-й
$R_э$	$R_{э1}+\dfrac{R_{э2}R_н\times}{R_{э2}(R_{б1}+R_{б2})+(1-\alpha_2)\times R_{б1}\times R_н(R_{э2}+R_{б1}+R_{б2})}$	$\dfrac{R_{э2}(R_{б1}+R_{б2})}{R_{э2}+R_{б1}+R_{б2}}+\dfrac{R_{э2}R_{б1}[\alpha_1R_н\times(R_{э2}+R_{б1}+R_{б2})-(1-\alpha_1)R_{э2}R_{б1}]}{(R_{э2}+R_{б1}+R_{б2})+R_{б2})[R_{э1}(R_{э2}+R_{б1}+R_{б2})+(1-\alpha_1)R_{б1}(R_{э2}+R_{б2})]}$	$\dfrac{R_{э2}R_{б1}\times}{R_{э2}(R_{б1}+R_{б2})+(1-\alpha_2)R_н(R_{э2}+\times R_н)(+R_{б1}+R_{б2})}$	$\dfrac{R_{э2}[\alpha_1R_н+(1-\alpha_1)\times+R_{б2}(1-\times(R_{э2}+-\alpha_1)]}{+R_{б2})}$
$R_б$	$\dfrac{R_{б1}(R_{э2}+R_{б2})}{R_{э2}+R_{б1}+R_{б2}}\dfrac{R_{э2}R_{б1}[R_{э2}R_{б1}+(R_{э2}+R_{б1}+\times R_н(R_{э2}+R_{б1}+R_{б2})[R_{э2}(R_{б1}+R_{б2})+(1-\alpha_2)R_н(R_{э2}+R_{б1}+R_{б2})]}$	$R_н$	$\dfrac{R_{б1}(R_{э2}+R_{б2})}{R_{э2}+R_{б1}+R_{б2}}\dfrac{R_{э2}R_{б1}[R_{э2}\times(R_{э2}+R_{б1}+\times R_{б1}+R_н(R_{э2}+R_{б1}+R_{б2})[R_{э2}(R_{б1}+R_{б2})+(1-\alpha_2)R_н(R_{э2}+R_{б1}+R_{б2})]}$	$R_н$
$E_о$	$\dfrac{E_{пит}R_{э2}\times}{R_{э2}(R_{б1}+R_{б2})+(1-\alpha_2)R_н(R_{э2}+\times R_{б1}+R_{б1}+R_{б2})}$	$E_{пит}$	$\dfrac{E_{пит}R_{э2}\times}{R_{э2}(R_{б1}+R_{б2})+(1-\alpha_2)R_н(R_{э2}+\times R_{б1}+R_{б1}+R_{б2})}$	$E_{пит}$

Продолжение таблицы 5.7

Номер каскада	1-й	2-й	1-й	2-й
Q	$\dfrac{R_{э2}R_{б1}\times}{R_{э2}(R_{б1}+R_{б2})+(1-\times R_н)-\alpha_2)R_н(R_{э2}+R_{б1}+R_{б2})}$	$R_н+\dfrac{R_{э2}R_{б1}}{R_{э2}+R_{б1}+R_{б2}}+\dfrac{R_{б1}(R_{э2}+(R_{э2}+R_{б2})\alpha_1R_н(R_{э2}+R_{б1}+R_{б2})-+R_{б1}+R_{б2})[R_{э1}(R_{э2}+R_{б1}+-(1-\alpha_1)R_{э2}R_{б1}]}{+R_{б2})+(1-\alpha_1)R_{б1}(R_{э2}+\Phi R_{б2})]}$	$\dfrac{R_{э2}R_н\times}{R_{э2}(R_{б1}+R_{б2})+(1-\times R_{б1}-\alpha_2)R_н(R_{э2}+R_{б1}+R_{б2})}$	$\dfrac{R_н}{1-\alpha_1}$
Z	$-\dfrac{R_{э2}\times}{R_{э2}(R_{б1}+R_{б2})+(1-\times R_{б1}-\alpha_2)R_н(R_{э2}+R_{б1}+R_{б2})}$	$\dfrac{\alpha_1R_н(R_{э2}+R_{б1}+R_{б2})-(1-}{R_{э1}(R_{э2}+R_{б1}+R_{б2})+(1-\alpha_1)R_{э2}R_{б1}}$ $-\alpha_1)R_{б1}(R_{э2}+R_{б2})$	$\dfrac{R_{э2}\times}{R_{э2}(R_{б1}+R_{б2})+(1-\times R_{б1}-\alpha_2)R_н(R_{э2}+R_{б1}+R_{б2})}$	$\dfrac{\alpha_1R_н(R_{э2}+(1-\alpha_1)\times R_{б1}+R_{б2})-\times R_{б1}(R_{э2}+(1-\alpha_1)R_{э2}R_{б1}+R_{б2})}$
$R_н$	$\dfrac{R_{э2}R_н(R_{б1}+R_{б2})-(1-\alpha_2+\frac{\alpha_2}{\alpha_1})\times}{R_{э2}(R_{б1}+R_{б2})+(1-d_2)R_н(R_{э2}+\times R_{э2}R_{б1}R_н+R_{б1}+R_{б2})}$		$\dfrac{R_{э2}R_н(R_{б1}+R_{б2})-(1-\alpha_2+\frac{\alpha_2}{\alpha_1})\times}{R_{э2}(R_{б1}+R_{б2})+(1-\alpha_2)R_н(R_{э2}+\times R_{э2}R_{б1}R_н+R_{б1}+R_{б2})}$	
$E_н$	$\dfrac{(E_{пит}+I_{к02}R_н)R_{э2}(R_{б1}+R_{б2}+}{R_{э2}(R_{б1}+R_{б2})+(1-+U_{бэ2}(1-\alpha_2)R_н(R_{э2}+R_{б1}+-d_2)R_н(R_{э2}++R_{б2})-\frac{\alpha_2}{\alpha_1}I_{к01}R_{э2}R_{б1}R_н}{+R_{б1}+R_{б2})}$		$\dfrac{(E_{пит}+I_{к02}R_н)R_{э2}(R_{б1}+R_{б2})+}{R_{э2}(R_{б1}+R_{б2})++U_{бэ2}(1-\alpha_2)R_н(R_{э2}+R_{б1}++(1-\alpha_2)R_н(R_{э2}++R_{б2})-\frac{\alpha_2}{\alpha_1}I_{к01}R_{э2}R_{б2}R_н}{+R_{б1}+R_{б2})}$	

Таблица 5.8

Схемы	 № 7		 № 8	
Номер каскада	1-й	2-й	1-й	2-й
$R_э$	$R_{э1} + \dfrac{R_{э2}\,R_{б1}\,R_н}{R_{э2}\,(R_{б1}+R_{б2}) + \left[R'_{э2} + \to\right.}$ $\to \left. + (1-\alpha_2) R_н\right](R_{э2}+R_{б1}+R_{б2})$	$\left(R_{э2}+R'_{э2}\right) - \dfrac{R^2_{э2}}{R_{э2}+R_{б1}+R_{б2}} +$ $+ \dfrac{R_{э2}\cdot R_{б1}}{R_{э1}(R_{э2}+R_{б1}+R_{б2}) + \to}$ $\to (1-\alpha_1) R_{б1}(R_{э2}+R_{б2}) \times$ $\times \left[R_н - (1-\alpha_1) \times \right.$ $\left. \times \left(\dfrac{R_{э2}\cdot R_{б1}}{R_{э2}+R_{б1}+R_{б2}} + R_н\right)\right]$	$\dfrac{R_{э2}\,R_н}{R_{э2}+R'_{э2}+(1-\alpha_2)\cdot R_н}$	$R_{э2}+R'_{э2}+\dfrac{R_{э2}}{(1-\alpha_1)(R_{э2}+R_{б2})} \times$ $\times [R_н - (1-\alpha_1)(R_{э2}+R_н)]$
$R_б$	$\dfrac{R_{б1}\,(R_{э2}+R_{б2})}{R_{э2}+R_{б1}+R_{б2}} -$ $\leftarrow \dfrac{\left(\dfrac{R_{э2}\,R_{б1}}{R_{э2}+R_{б1}+R_{б2}} + R_н\right) R_{э2} R_{б1}}{R_{э2}(R_{б1}+R_{б2}) + (R_{э2}+R_{б1}+\to}$ $\to + R_{б2})\left[R'_{э2}+(1-\alpha_2)\,R_н\right]$	$R_н$	$-\dfrac{R_{э2}+R_{б2} - \dfrac{(R_{э2}+R_н)\,R_{э2}}{R_{э2}+R'_{э2}+(1-\alpha_2)R_н}}{}$	$R_н$

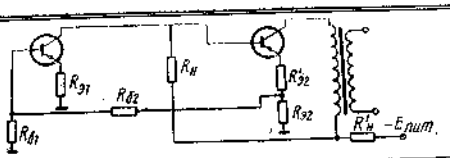
Продолжение табл. 5.8

$E_э$	$\dfrac{E_{пит}\,R_{э2}\,R_{б1}}{R_{э2}(R_{б1}+R_{б2}) + (R_{э2}+R_{б1}+\to}$ $\to + R_{б2})\left[R'_{э2}+(1-\alpha_2)\,R_н\right]$	$E_{пит}$	$\dfrac{E_{пит}\,R_{э2}}{R_{э2}+R'_{э2}+(1-\alpha_2)R_н}$	$E_{пит}$
Q	$-\dfrac{R_{э2}\,R_{б1}\,R_н}{R_{э2}(R_{б1}+R_{б2}) + (R_{э2}+R_{б1}+\to}$ $\to + R_{б2})\left[R'_{э2}+(1-\alpha_2)R_н\right]$	$\dfrac{R_{э2}\cdot R_{б1}}{R_{э2}+R_{б1}+R_{б2}} + R_н +$ $+ \dfrac{R_{б1} - \dfrac{R^2_{б1}}{R_{э2}+R_{б1}+R_{б2}}}{R_{э1}+(1-\alpha_1)\times\to}$ $\to \times \left(R_{б1} - \dfrac{R^2_{б1}}{R_{э2}+R_{б1}+R_{б2}}\right) \times$ $\times \left[R_н - (1-\alpha_1) \times \right.$ $\left. \times \left(\dfrac{R_{э2}\cdot R_{б1}}{R_{э2}+R_{б1}+R_{б2}} + R_н\right)\right]$	$-\dfrac{R_{э2}\,R_н}{R_{э2}+R'_{э2}+(1-\alpha_2)R_н}$	$\dfrac{R_н}{(1-\alpha_1)}$
Z	$-\dfrac{R_{э2}\,R_{б1}}{R_{э2}(R_{б1}+R_{б2}) + (R_{э2}+R_{б1}+\to}$ $\to + R_{б2})\left[R'_{э2}+(1-\alpha_2)R_н\right]$	$\dfrac{R_н - (1-\alpha_1)}{R_{э1}+(1-\alpha_1)} \times \to$ $\to \times \dfrac{\left(\dfrac{R_{э2}\,R_{б1}}{R_{э2}+R_{б1}+R_{б2}} + R_н\right)}{\left(R_{б1} - \dfrac{R^2_{б1}}{R_{э2}+R_{б1}+R_{б2}}\right)}$	$-\dfrac{R_{э2}}{R_{э2}+R'_{э2}+(1-\alpha_2)\,R_н}$	$\dfrac{R_н - (1-\alpha_1)\,(R_{э2}+R_н)}{(1-\alpha_1)\,(R_{э2}+R_{б2})}$

Продолжение табл. 5.8

$R_к$	$\dfrac{R_н\left[R_{э2}(R_{б1}+R_{б2})+R'_{э2}(R_{э2}+R_{э2}(R_{б1}+R_{б2})+R_{б1}+R_{б2})\right]}{+\left[R'_{э2}+(1-\alpha_2)R_н\right]\times R_{э2}R_{б1}R_н\left(1-\alpha_2+\dfrac{\alpha_2}{\alpha_1}\right)}{\times(R_{э2}+R_{б1}+R_{б2})}$		$\dfrac{R_н\left(R_{э2}+R'_{э2}\right)-R_{э2}R_н\left(1-\alpha_2+\dfrac{\alpha_2}{\alpha_1}\right)}{\ldots R_{э2}+R'_{э2}+(1-\alpha_2)R_н}$	
$E_к$	$\dfrac{(E_{пит}+I_{к02}R_н)\left[R_{э2}(R_{б1}+R_{б2})+R_{э2}(R_{б1}+R_{б2})+\left[R'_{э2}+(1-\alpha_2)\times R'_{э2}(R_{э2}+R_{б1}+R_{б2})\right]+R_н\right](R_{э2}+R_{б1}+R_{б2})}{+U_{эб2}(1-\alpha_2)R_н(R_{э2}+R_{б1}+R_{б2})-\dfrac{\alpha_2}{\alpha_1}I_{к\,б1}R_{э2}R_{б1}R_н}$		$\dfrac{(E_{пит}+I_{кэ2}R_н)\left(R_{э2}+R'_{э2}\right)+R_{э2}+R'_{э2}+(1-\alpha_2)R_н+U_{эб2}(1-\alpha_2)R_н}{-\dfrac{\alpha_2}{\alpha_1}I_{к\,б1}R_{э2}R_н}$	

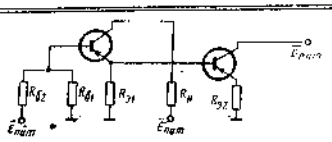
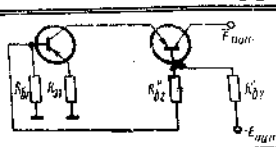
Таблица 5.9

Схемы		
Номер каскада	1-й	2-й
$R_э$	$R_{э1}+\dfrac{\left(R_н+R'_н\right)R_{э2}R_{б1}}{\left[R_{э2}+R'_{э2}+(1-\alpha_2)R_н+R'_н\right](R_{э2}+R_{б1}+R_{б2})-R^2_{э2}}$	$R_{э2}+R'_{э2}+R'_н-\dfrac{R^2_{э2}}{R_{э2}+R_{б1}+R_{б2}}+\dfrac{R_{э2}R_{б1}\left[R_н+R'_н-(1-\alpha_1)\left(R_н+R'_н+\dfrac{R_{э2}R_{б1}}{R_{э2}+R_{б1}+R_{б2}}\right)\right]}{R_{э1}(R_{э2}+R_{б1}+R_{б2})+(1-\alpha_1)R_{б1}(R_{э2}+R_{б2})}$
$R_б$	$\dfrac{R_{б1}(R_{э2}+R_{б2})}{R_{э2}+R_{б1}+R_{б2}}-\dfrac{\left[\dfrac{R_{э2}R_{б1}}{R_{э2}+R_{б1}+R_{б2}}+R_н+R'_н\right]R_{э2}R_{б1}}{\left[R_{э2}+R'_{э2}+(1-\alpha_2)R_н+R'_н\right](R_{э2}+R_{б1}+R_{б2})-R^2_{э2}}$	$R_н$
$E_э$	$\dfrac{E_{пит}R_{с1}R_{б1}}{\left[R_{э2}+R'_{э2}+(1-\alpha_2)R_н+R'_н\right](R_{э2}+R_{б1}+R_{б2})-R^2_{э2}}$	$E_{пит}$

Продолжение табл. 5.9

Q	$-\dfrac{R_{э2}R_{б1}R_{н}}{\left[R_{э2}+R'_{э2}+(1-\alpha_2)R_{н}+R'_{н}\right](R_{э2}+R_{б1}+R_{б2})-R^2_{э2}}$	$+\dfrac{\dfrac{R_{э2}R_{б1}}{R_{э2}+R_{б1}+R_{б2}}+R_{н}+R'_{н}+\dfrac{\left(R_{б1}-\dfrac{R^2_{б1}}{R_{э2}+R_{б1}+R_{б2}}\right)\left[R_{н}+R'_{н}-(1-\alpha_1)\times\rightarrow\right.}{R_{э1}+(1-\alpha_1)\left(R_{б1}-\dfrac{R^2_{б1}}{R_{э2}+R_{б1}+R_{б2}}\right)}}{\left.\rightarrow\times\left(R_{н}+R'_{н}+\dfrac{R_{э2}R_{б1}}{R_{э2}+R_{б1}+R_{б2}}\right)\right]}$
Z	$-\dfrac{R_{э2}R_{б1}}{\left[R_{э2}+R'_{э2}+(1-\alpha_2)R_{н}+R'_{н}\right](R_{э}+R_{б1}+R_{б2})-R^2_{э2}}$	$\dfrac{R_{н}+R'_{н}-(1-\alpha_1)\left(R_{н}+R'_{н}+\dfrac{R_{э2}R_{б1}}{R_{э2}+R_{б1}+R_{б2}}\right)}{R_{э1}+(1-\alpha_1)\left(R_{б1}-\dfrac{R^2_{б1}}{R_{э2}+R_{б1}+R_{б2}}\right)}$
$R_{к}$	$\dfrac{(R_{н}+R'_{н})\left[R_{э2}R_{б2}+R'_{э2}(R_{э2}+R_{б1}+R_{б2})\right]-\dfrac{\alpha_2}{\alpha_1}(1-\alpha_1)R_{э2}R_{б1}R_{н}}{R_{э2}(R_{б1}+R_{б2})+\left[R'_{э2}+(1-\alpha_2)R_{н}+R'_{н}\right](R_{э2}+R_{б1}+R_{б2})}$	
$E_{к}$	$\dfrac{(E_{пит}+I_{кб2}R_{н})\left[R_{э2}(R_{б1}+R_{б2})+R'_{э2}(R_{э2}+R_{б1}+R_{б2})\right]+\rightarrow}{R_{э2}(R_{б1}+R_{б2})+\left[R'_{э2}+(1-\alpha_2)R_{н}+R'_{н}\right](R_{э2}+R_{б1}+R_{б2})}$ $\dfrac{\rightarrow+U_{эб2}\left[(1-\alpha_2)R_{н}+R'_{н}\right](R_{э2}+R_{эб1}+R_{б2})-\dfrac{\alpha_2}{\alpha_1}I_{кб1}R_{э1}R_{б1}R_{н}}{}$	

Таблица 5.10

Схемы		
Номер каскада	1-й	2-й	1-й
$R_{э}$	$\dfrac{R_{э1}R_{э2}}{R_{э2}+R_{э1}(1-\alpha_2)}$	$R_{э2}$	$R_{э1}+\dfrac{R_{б1}R'_{б2}(1-F_2)}{R_{б1}+R'_{б2}+R''_{б2}}$
$R_{б}$	$\dfrac{R_{б1}R_{б2}}{R_{б1}+R_{б2}}$	$\dfrac{R_{э1}R_{б1}R_{б2}(1-\alpha_1)}{R_{э1}(R_{э1}+R_{б2})+R_{б1}R_{б2}(1-\alpha_1)}$	$\dfrac{\alpha_2R_{б1}R'_{б2}+R_{б1}R''_{б2}}{R_{б1}+R'_{б2}+R''_{б2}}$
$E_{\bullet}$	$\dfrac{E_{пит}R_{б1}}{R_{б1}+R_{б2}}$	$\dfrac{E_{пит}R_{э1}R_{б1}}{R_{э1}(R_{б1}+R_{б2})+R_{б1}R_{б2}(1-\alpha_2)}$	$\dfrac{E_{пит}R_{б1}}{R_{б1}+R'_{б2}+R''_{б2}}$
Q	$\dfrac{R_{э1}R_{э2}}{R_{э2}+R_{э1}(1-\alpha_2)}$	$-\dfrac{R_{э1}R_{б1}R_{б2}}{R_{э1}(R_{б1}+R_{б2})+R_{б1}R_{б2}(1-\alpha_1)}$	$-\dfrac{R_{б1}R'_{б2}}{R_{б1}+R'_{б2}+R''_{б2}}$
Z	$-\dfrac{(1-\alpha_2)R_{э1}}{R_{э2}+R_{э1}(1-\alpha_2)}$	$-\dfrac{R_{э1}(R_{б1}+R_{б2})}{R_{э1}(R_{б1}+R_{б2})+R_{б1}R_{б2}(1-\alpha_1)}$	0
$R_{к}$	$R_{н}$		$\dfrac{R'_{б2}\left[R''_{б2}(1-\alpha_2)+\dfrac{\alpha_2}{\alpha_1}R_{б1}(1-\alpha_1)\right]}{R_{б1}+R'_{б2}+R''_{б2}}$
$E_{к}$	$E_{пит}-\dfrac{U_{эб2}(1-\alpha_2)R_{э1}+I_{кб2}R_{э1}R_{э2}}{R_{э2}+R_{э1}(1-\alpha_2)}$		$\dfrac{E_{пит}(R_{б1}+R''_{б2})+I_{кб1}\dfrac{\alpha_2}{\alpha_1}R_{б1}R'_{б2}+I_{кб2}R'_{б2}(R_{б1}+R''_{б2})}{R_{б1}+R'_{б2}+R''_{б2}}-U_{э}$

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 $1-\alpha\left(\text{или}\ \frac{1}{1+B_{ст}}\right)$ 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

$$\frac{\Delta U_{эб1}}{\Delta T} \approx C \quad (C \approx -2\ мв/град).$$

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):

$$\frac{\Delta U_{эб2}}{\Delta T} \approx \frac{\Delta I_{к2}}{\Delta T} \frac{1}{\alpha J_{эз} \gamma e^{\gamma U_{эб2}}} + C \approx \frac{\Delta I_{к2}}{I_{к2}} \frac{1}{\gamma \Delta T} + C. \qquad (5.45)$$

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 *в* 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 $U_{кэ}$ до $U_{кэ} < U_{кэ\ мин}$. Последнее вызовет появление больших нелинейных искажений. Следовательно, усилитель должен быть рассчитан так, чтобы в худшем случае, т. е. при максимальных значениях $B_{ст\,1}$ и $I_{к0\,1}$, минимальном значении $B_{ст\,2}$ и наивысшей рабочей температуре, коллекторное напряжение было не ниже $U_{кэ\ мин}$. 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.

$$U_{кэ1} = E_к - I_{э1}(R'_э + \alpha_1 R_к) - I_{к01} R_к. \qquad (5.46)$$

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. $I_{э1} \geqslant I_{э\,1мин}$ ($I_{к1} \geqslant I_{к1\,мин}$). Это требование связано с величиной выходной мощности каскада и нелинейностью начального участка характеристики $I_к = f(I_б)$. Его необходимо выполнить при $T^\circ_{мин}$, $B_{ст\,1\,мин}$, $B_{ст\,2\,мин}$.

2. $U_{кэ1} \geqslant U_{кэ\,1\,мин}$ при $T^\circ_{макс}$, $B_{ст\,1\,макс}$, $B_{ст\,2\,мин}$, $I_{к01\,макс}$, $I_{к02\,мин}$ (о важности этого требования сказано ранее).

3. $I_{э2} \geqslant I_{э2\,мин}$. Второй каскад усилителя с непосредственной связью обычно является драйвером для выходной ступени и поэтому должен отдавать значительную мощность. Это условие и определяет минимальный ток второго каскада, который должен быть рассчитан при $T^\circ_{макс}$, $B_{ст\,1\,макс}$, $B_{ст\,2\,мин}$, $I_{к01\,макс}$, $I_{к02\,мин}$.

4. $I_{э2} \leqslant I_{э2\,макс}$ или $\Delta I_{э2} \leqslant \Delta I_{э2\,макс}$. Этот параметр определяет экономичность усилителя и должен выполняться при $T^\circ_{мин}$, $B_{ст\,1\,мин}$, $B_{ст\,2\,макс}$, $I_{к01\,мин}$, $I_{к02\,макс}$.

5. $U_{кэ2} \geqslant U_{кэ\,2\,мин}$. Этот параметр также определяет экономичность усилителя, так как при малом коэффициенте использования коллекторного напряжения увеличивается ток каскада, обеспечивающий отдачу необходимой мощности:

$$U_{кэ\,2\,мин} \approx E_{пит} - I_{э2\,макс}(R_{э2} + R'_{э2}). \qquad (5.47)$$

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.