

3. Входные цепи радиоприёмных устройств

3.1. Назначение, схемы и основные характеристики входных цепей

Входная цепь (ВЦ) связывает антенно-фидерный тракт с первым каскадом радиоприёмника, которым обычно является малошумящий усилитель радиочастоты. Основным назначением ВЦ является выделение полезного сигнала из совокупности различных сигналов и помех, наводимых в антенне, и передача сигнала на вход первого каскада с наименьшими потерями.

Входная цепь является пассивным линейным четырехполюсником. В зависимости от частоты принимаемого сигнала в качестве избирательных систем входной цепи могут применяться различные виды колебательных контуров (с сосредоточенными и распределёнными элементами – резонансные LC -контур, объёмные резонаторы, полосковые и коаксиальные отрезки линий). В курсе рассматриваются ВЦ умеренно высоких частот (от сотен килогерц до 200 – 300 МГц).

Эквивалентные схемы приёмных антенн

Приёмная антенна преобразует энергию электромагнитных волн принимаемых сигналов и помех в токи (напряжения) высокой частоты. Она может быть представлена в виде эквивалента – активного двухполюсника (рис. 3.1). На рис. 3.1 приняты следующие обозначения: $E_A = \mathcal{E} h_d$ – ЭДС антенны, где \mathcal{E} – напряжённость электрической составляющей поля в точке приёма; h_d – действующая высота (или длина) антенны; если $\lambda \gg h_d$, то $h_d \approx 0,5 h_A$, где h_A – высота антенны (рис. 3.2).

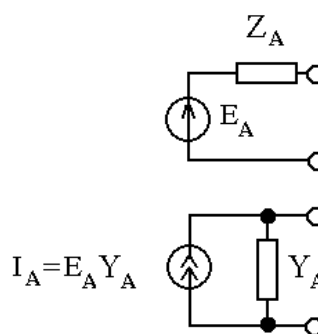


Рис. 3.1. Эквивалентная схема антенны

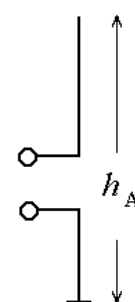


Рис. 3.2. Высота антенны

В общем случае антенна представляет собой цепь с распределёнными параметрами, поэтому её эквивалентное комплексное сопротивление Z_A сложным образом зависит от частоты. На практике обычно рассматривают два частных случая: эквиваленты антенн в диапазоне длинных и средних (а для штыревых антенн и коротких) волн, когда сопротивление антенны может быть представ-

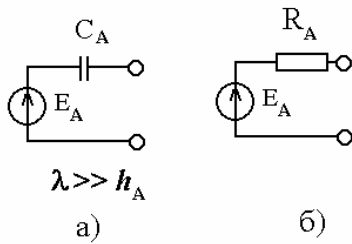


Рис. 3.3. Эквивалентная проводимость антенны:
а) емкостная; б) активная

лено в виде эквивалентной ёмкости (рис. 3.3,а), и в диапазоне метровых и более коротких волн, когда в случае настроенной антенны её сопротивление является чисто активным (рис. 3.3,б) $R_A = R_{\text{и}} + r_A$, где $R_{\text{и}}$ – сопротивление излучения, r_A – сопротивление потерь. В дальнейшем будем рассматривать антенну с активным эквивалентным сопротивлением и использовать эквивалентную схему, приведённую на рис. 3.3,б.

Входная цепь состоит из резонансной системы и элементов связи с антенной и УРЧ, входная проводимость которого является нагрузкой ВЦ. Далее будут рассмотрены одноконтурные ВЦ, построенные на основе параллельного колебательного контура. Они различаются способом связи колебательного контура с антенной и нагрузкой. Возможны следующие **виды связи контура с внешними цепями** (см. рис. 3.4, где приведены также формулы для коэффициента включения m , определение которого дано в п. 3.2):

- автотрансформаторная;
- трансформаторная;
- внутриемкостная;
- внешнеемкостная.

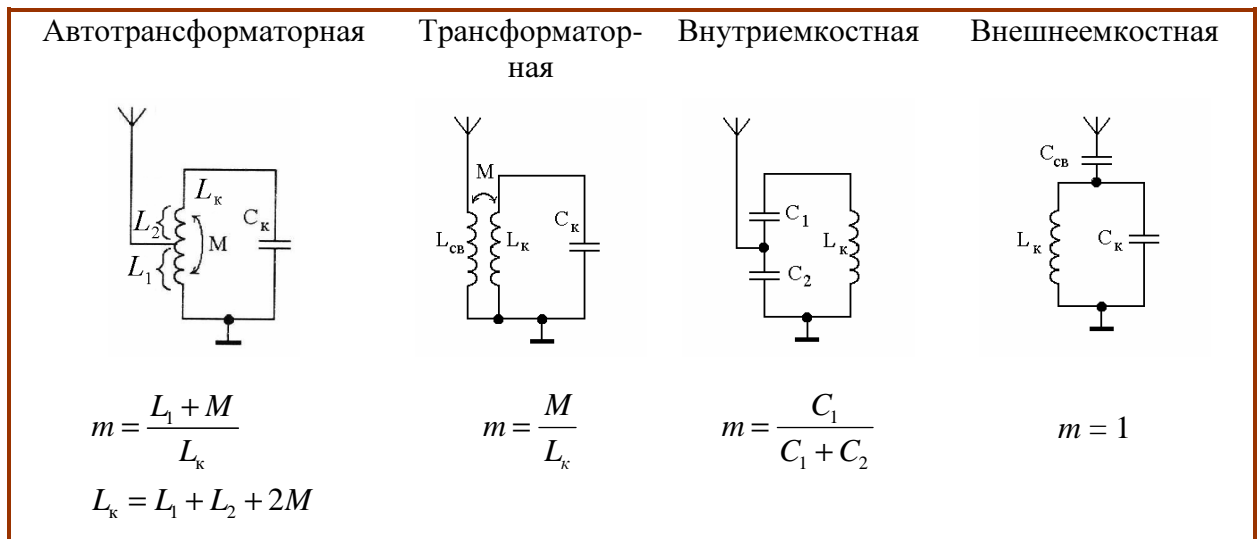


Рис. 3.4. Способы связи входной цепи с антенной

Кроме того, в определённых случаях используется полное включение внешних цепей в контур (непосредственная связь). Некоторые примеры схем связи входной цепи с антенной и УРЧ показаны на рис. 3.5. Неполное включение внешних элементов к контуру ослабля-

ет влияние антенны и входной проводимости УРЧ на параметры контура и всей цепи в целом. Основные свойства входных цепей могут быть изучены на примере схемы с автотрансформаторной связью контура с антенной и нагрузкой (с двойной автотрансформаторной связью). Рассмотрим характеристики такой схемы, считая для простоты, что антенна является настроенной и имеет чисто активное сопротивление R_A . Реактивная составляющая входной проводимости УРЧ обычно имеет емкостной характер, поэтому в дальнейшем будем считать, что эта проводимость включена в состав контурной ёмкости, т.е. будем рассматривать колебательный контур с эквивалентной ёмкостью C_{κ} (выражение, определяющее величину C_{κ} с учётом влияния ёмкости нагрузки, приведено в п. 3.2).

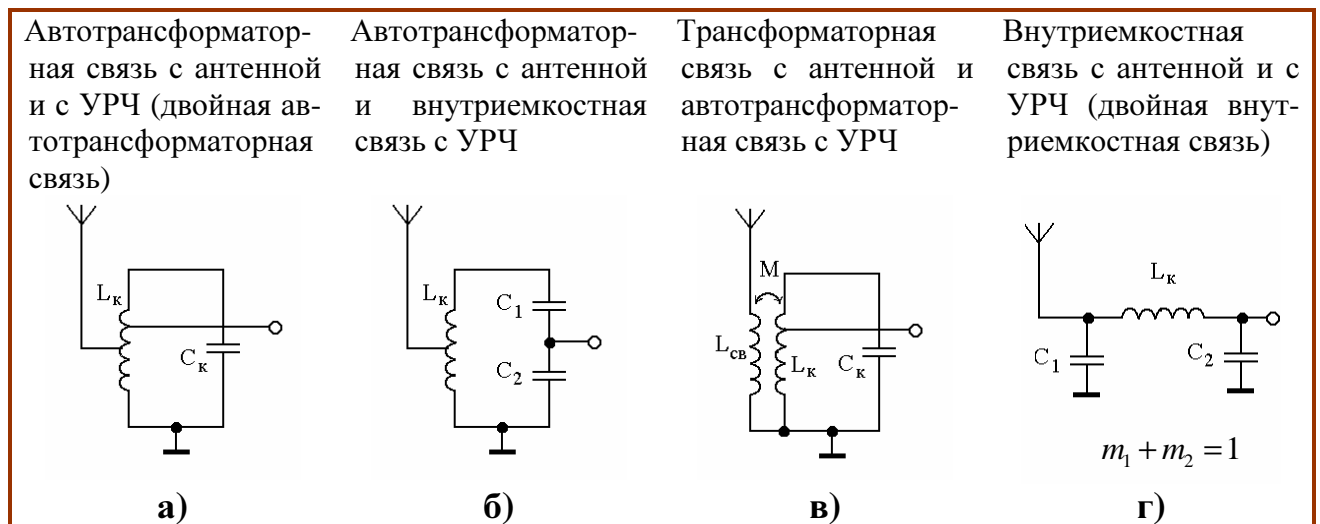


Рис. 3.5. Схемы связи ВЦ с антенной и УРЧ

Основными характеристиками ВЦ являются:

- **резонансный коэффициент передачи** – отношение напряжения на нагрузке (входном сопротивлении УРЧ) к ЭДС сигнала в антенне на резонансной частоте:

$$K_{\text{ВЦ}} = \frac{U_{\text{н}}}{E_{\text{А}}}; \quad (3.1)$$

- **полоса пропускания по уровню** $1/\sqrt{2} \approx 0,707$.

Коэффициент передачи ВЦ влияет на чувствительность приёмника, а полоса пропускания определяет его избирательность по паразитным каналам приёма.

3.2. Коэффициент передачи и полоса пропускания входной цепи

Эквивалентная схема ВЦ с двойной автотрансформаторной связью показана на рис. 3.6. Здесь антенна представлена источником тока

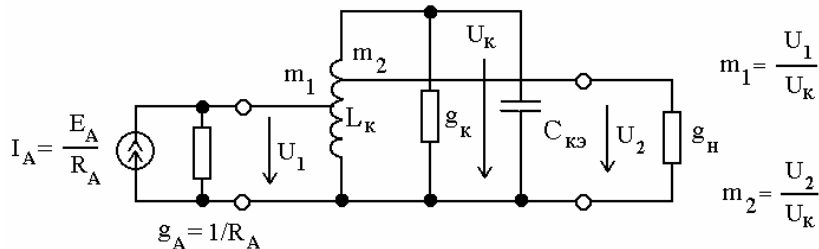


Рис. 3.6. Эквивалентная схема ВЦ с двойной автотрансформаторной связью

$I_A = E_A / R_A$ с внутренней проводимостью $g_A = 1/R_A$. Коэффициенты включения m_1 и m_2 внешних проводимостей в контур ВЦ определяются как отношение амплитуды на-

пряжения на соответствующей проводимости к амплитуде напряжения на контуре при воздействии сигнала на резонансной частоте:

$$m_1 = \frac{U_1}{U_k}, \quad m_2 = \frac{U_2}{U_k}. \quad (3.2)$$

Для анализа эквивалентной схемы ВЦ необходимы формулы, определяющие параметры изолированного параллельного колебательного контура, а также соотношения, учитывающие влияние внешних проводимостей на эти параметры.

Напомним выражения для основных параметров узкополосного параллельного колебательного контура:

- **резонансная частота** $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_k C_{kz}}}$ (формула Томсона);
- **комплексное сопротивление** $Z_k = \frac{R_k}{1+j\xi}$;
- **обобщённая расстройка** $\xi = Q_k \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right)$;
- **резонансное сопротивление** $R_k = |Z_k| = \rho Q_k$;
- **резонансная проводимость** $g_k = 1/R_k$;
- **характеристическое сопротивление** $\rho = 2\pi f_0 L_k = \frac{1}{2\pi f_0 C_{kz}} = \sqrt{\frac{L_k}{C_{kz}}}$;
- **добротность** $Q_k = \frac{\rho}{r_k}$, где r_k – сопротивление потерь контура;

➤ **затухание** $d_k = \frac{1}{Q_k}$;

➤ **полоса пропускания** по уровню $1/\sqrt{2} \approx 0,707$ $\Pi_k = \frac{f_0}{Q_k} = f_0 d_k$.

Резонансная проводимость и полоса пропускания контура связаны между собой прямо пропорциональной зависимостью. Действительно, используя приведённые выше соотношения, можно записать:

$$g_k = \frac{1}{R_k} = \frac{1}{\rho Q_k} = \frac{1}{\frac{1}{2\pi f_0 C_{кэ}} Q_k} = \frac{2\pi f_0 C_{кэ}}{Q_k} = 2\pi \Pi_k C_{кэ}. \quad (3.3)$$

Теперь рассмотрим изменение параметров контура при подключении внешних активных проводимостей. Шунтирование контура внешними проводимостями приводит к изменению формы и параметров его АЧХ. В первом приближении это изменение можно свести к изменению резонансной проводимости контура. Если при этом контур остаётся узкополосным, то его истинная АЧХ и АЧХ контура с изменённой резонансной проводимостью практически совпадают в пределах полосы пропускания.

1) Найдём эквивалентную резонансную проводимость контура при неполном включении к контуру внешней проводимости нагрузки. Схема такого контура изображена на рис. 3.7,а. На рис. 3.7,б показана схема его эквивалента в виде колебательного контура без нагрузки, но с изменённым значением резонансной проводимости – g'_k вместо g_k .

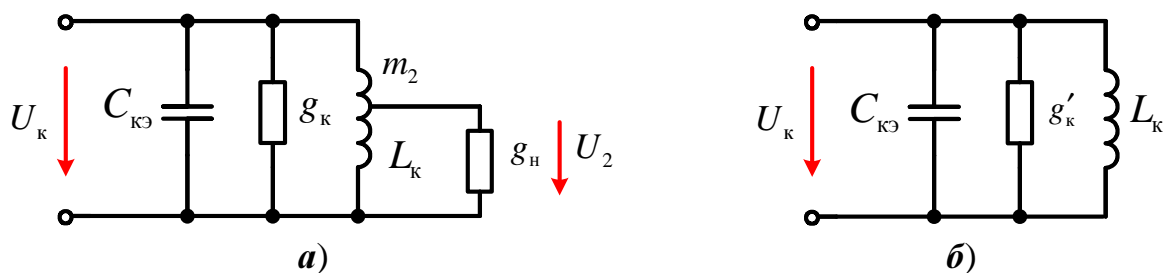


Рис. 3.7. К определению эквивалентной резонансной проводимости нагруженного контура

Эти две схемы можно считать эквивалентными, если для них выполняется **условие баланса мощностей**: мощность P' , которая рассеивается в эквивалентной схеме, должна быть равна мощности P , которая рассеивается на элементах исходной схемы:

$$P' = P.$$

В схеме на рис.3.7,а мощность рассеивается как на проводимости контура g_k , так и на проводимости нагрузки g_n :

$$P = \frac{1}{2}U_k^2 g_k + \frac{1}{2}U_2^2 g_n,$$

где U_k , U_2 – соответственно амплитудные значения напряжения на контуре и на отводе катушки индуктивности. В схеме на рис.3.7,б мощность рассеивается только как на проводимости g'_k :

$$P' = \frac{1}{2}U_k^2 g'_k.$$

Приравнивая эти выражения и деля их на U_k^2 , получим:

$$g_k + \left(\frac{U_2}{U_k}\right)^2 g_n = g'_k.$$

Поскольку отношение напряжений $\frac{U_2}{U_k}$ по определению есть коэффициент включения нагрузки в контур m_2 , то резонансная проводимость эквивалентного контура равна

$$g'_k = g_k + m_2^2 g_n. \quad (3.4)$$

Полученное выражение можно также записать в следующем виде:

$$g'_k = g_k + g'_n,$$

где $g'_n = m_2^2 g_n$ называется **пересчитанной (внесённой) в контур проводимостью нагрузки**.

Аналогичным образом, используя условие баланса реактивной мощности в емкостях цепей $Q_C = Q'_C$, где $Q_C = \frac{1}{2}U_k^2 b_{C_k} + \frac{1}{2}U_2^2 b_{C_n}$, $Q'_C = \frac{1}{2}U_k^2 b_{C_{кз}}$, а b_{C_k} , b_{C_n} , $b_{C_{кз}}$ – соответствующие емкостные проводимости, можно получить выражение для эквивалентной ёмкости контура с учётом влияния нагрузки:

$$C_{кз} = C_k + m_2^2 C_n.$$

2) Теперь найдём эквивалентную резонансную проводимость контура со стороны входных зажимов при неполном подключении к нему (эквивалентную входную проводимость). Схема контура и соответствующая эквивалентная схема показаны на рис. 3.8. В этом случае условие баланса мощностей выглядит следующим образом:

$$P'' = P',$$

где $P'' = \frac{1}{2} U_1^2 g_k''$ – мощность, рассеиваемая на эквивалентной входной

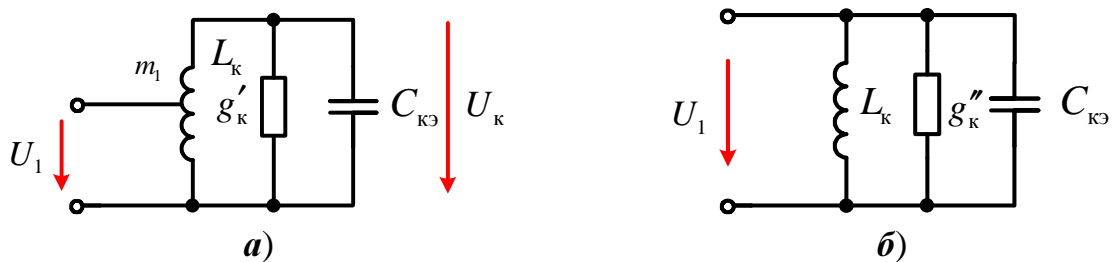


Рис. 3.8. К определению эквивалентной внутренней проводимости контура

проводимости. Приравнявая, как и ранее, эти выражения и деля их на U_k^2 , получим:

$$\left(\frac{U_1}{U_k} \right)^2 g_k'' = g_k',$$

откуда следует, что эквивалентная входная проводимость контура равна

$$g_k'' = \frac{g_k'}{m_1^2}. \quad (3.5)$$

Величину g_k'' называют также **проводимостью, пересчитанной из контура**.

Подставляя в (3.5) выражение (3.4) для резонансной проводимости контура с учётом влияния проводимости нагрузки, окончательно получим:

$$g_k'' = \frac{g_k + m_2^2 g_n}{m_1^2}. \quad (3.6)$$

Используя полученные правила пересчёта проводимостей, определим основные характеристики входной цепи – резонансный коэффициент передачи и полосу пропускания.

Резонансный коэффициент передачи ВЦ

По определению (3.1) коэффициент передачи ВЦ равен

$$K_{ВЦ} = U_n / E_A.$$

Напряжение на нагрузке ВЦ определяется как

$$U_{\text{н}} = U_2 = m_2 U_{\text{к}} = \frac{m_2}{m_1} U_1. \quad (3.7)$$

Для определения напряжения U_1 на входе ВЦ при резонансе заменим её эквивалентной входной проводимостью $g''_{\text{к}}$ (рис. 3.9). Тогда, учитывая (3.6), найдём

$$U_1 = \frac{I_{\text{А}}}{g_{\text{А}} + g''_{\text{к}}} = \frac{E_{\text{А}} g_{\text{А}}}{g_{\text{А}} + \frac{g_{\text{к}} + m_2^2 g_{\text{н}}}{m_1^2}} = E_{\text{А}} \frac{m_1^2 g_{\text{А}}}{m_1^2 g_{\text{А}} + g_{\text{к}} + m_2^2 g_{\text{н}}}.$$

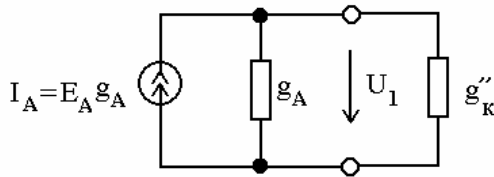


Рис. 3.9. К определению напряжения на входе ВЦ

Величина, стоящая в знаменателе этого выражения, называется **эквивалентной резонансной проводимостью контура** с учётом влияния проводимостей антенны и нагрузки

$$g_{\text{кэ}} = m_1^2 g_{\text{А}} + g_{\text{к}} + m_2^2 g_{\text{н}}. \quad (3.8)$$

Таким образом, напряжение на входе ВЦ равно

$$U_1 = E_{\text{А}} \frac{m_1^2 g_{\text{А}}}{g_{\text{кэ}}}. \quad (3.9)$$

Подставляя (3.9) в (3.7), найдём напряжение на нагрузке:

$$U_{\text{н}} = \frac{m_2}{m_1} U_1 = E_{\text{А}} \frac{m_1 m_2 g_{\text{А}}}{g_{\text{кэ}}},$$

откуда следует, что коэффициент передачи ВЦ равен

$$K_{\text{ВЦ}} = \frac{m_1 m_2 g_{\text{А}}}{g_{\text{кэ}}} = \frac{m_1 m_2 g_{\text{А}}}{m_1^2 g_{\text{А}} + g_{\text{к}} + m_2^2 g_{\text{н}}}. \quad (3.10)$$

Полоса пропускания ВЦ

Полоса пропускания ВЦ определяется как полоса колебательного контура с подключёнными к нему внешними проводимостями антенны и нагрузки (нагруженного колебательного контура). Из (3.3) следует, что полоса изолированного контура прямо пропорциональна

его резонансной проводимости. Такое же соотношение справедливо и для полосы пропускания нагруженного контура (эквивалентной полосы пропускания):

$$\Pi_{\text{кэ}} \propto g_{\text{кэ}}.$$

Следовательно,

$$\Pi_{\text{кэ}} = \Pi_{\text{к}} \frac{g_{\text{кэ}}}{g_{\text{к}}}. \quad (3.11)$$

Отношение $\gamma = \Pi_{\text{кэ}}/\Pi_{\text{к}}$ называется **коэффициентом расширения полосы**. Легко убедиться, что для коэффициента расширения полосы справедливы также следующие соотношения:

$$\gamma = \frac{\Pi_{\text{кэ}}}{\Pi_{\text{к}}} = \frac{d_{\text{кэ}}}{d_{\text{к}}} = \frac{Q_{\text{к}}}{Q_{\text{кэ}}} = \frac{g_{\text{кэ}}}{g_{\text{к}}}. \quad (3.12)$$

Подставляя (3.8) в (3.12), получим

$$\gamma = 1 + m_1^2 \frac{g_{\text{А}}}{g_{\text{к}}} + m_2^2 \frac{g_{\text{Н}}}{g_{\text{к}}}. \quad (3.13)$$

Следовательно, полоса пропускания ВЦ равна

$$\Pi_{\text{ВЦ}} = \Pi_{\text{кэ}} = \Pi_{\text{к}} \gamma = \Pi_{\text{к}} \left(1 + m_1^2 \frac{g_{\text{А}}}{g_{\text{к}}} + m_2^2 \frac{g_{\text{Н}}}{g_{\text{к}}} \right). \quad (3.14)$$

Избирательность одноконтурной ВЦ определяется формулой (1.5), где

$$\xi = Q_{\text{кэ}} \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right) \quad (3.15)$$

– обобщённая расстройка, вычисляемая с учётом расширения полосы пропускания контура из-за шунтирования внешними проводимостями; $Q_{\text{кэ}} = Q_{\text{к}}/\gamma$ – эквивалентная добротность контура. Шунтирующее влияние проводимости антенны и входной проводимости УРЧ увеличивает эквивалентную резонансную проводимость контура ВЦ и снижает его эквивалентную добротность. Это приводит к расширению полосы ВЦ и к снижению её избирательности.

3.3. Характеристики входной цепи в режиме согласования с антенной

Коэффициент передачи ВЦ влияет на чувствительность приёмника. Следовательно, при проектировании ВЦ нужно стремиться к тому, чтобы её коэффициент передачи был максимальным. Для этого следует оптимальным образом задать коэффициенты включения антенны и нагрузки в контур ВЦ. Поскольку существуют физические ограничения на величину коэффициентов включения,

$$0 < m_1, m_2 \leq 1,$$

то эту задачу решают следующим образом: фиксируют один из коэффициентов включения, например m_2 , и из условия максимума $K_{ВЦ}$ находят оптимальное соотношение между коэффициентами m_1 и m_2 ; затем, накладывая дополнительные условия на коэффициенты включения, находят их оптимальные значения.

Найдём оптимальное соотношение между коэффициентами включения m_1 и m_2 , считая m_2 фиксированным. Для этого вычислим производную коэффициента передачи ВЦ (3.10) по коэффициенту включения m_1 и приравняем её нулю:

$$\begin{aligned} \frac{\partial K_{ВЦ}}{\partial m_1} &= \frac{\partial}{\partial m_1} \frac{m_1 m_2 g_A}{g_{кэ}} = \frac{\frac{\partial}{\partial m_1} (m_1 m_2 g_A) g_{кэ} - \frac{\partial g_{кэ}}{\partial m_1} m_1 m_2 g_A}{g_{кэ}^2} = \\ &= \frac{m_2 g_A g_{кэ} - (2m_1 g_A) m_1 m_2 g_A}{g_{кэ}^2} = 0. \end{aligned}$$

Учитывая, что в соответствии с (3.8) $g_{кэ} = m_1^2 g_A + g_k + m_2^2 g_H$, получим отсюда уравнение для оптимального значения коэффициента включения m_1 :

$$g_k + m_2^2 g_H = m_{1opt}^2 g_A. \quad (3.16)$$

Рассмотрим физический смысл соотношения (3.16). Для этого разделим обе его части на m_{1opt}^2 :

$$\frac{g_k + m_2^2 g_H}{m_{1opt}^2} = g_A. \quad (3.17)$$

Сравнивая (3.17) с (3.6), видим, что левая часть (3.17) представляет собой эквивалентную входную проводимость контура со стороны антенны (или, другими словами, эквивалентную проводимость контура с учётом шунтирующего действия нагрузки, пересчитанную из контура к антенне) g_k'' . Таким образом, условием получения максимального коэффициента передачи ВЦ является равенство эквивалентной проводимости антенны и входной проводимости контура ВЦ со стороны антенны

$$g_k'' = g_A, \quad (3.18)$$

а это – не что иное, как *условие согласования антенны с входной цепью*.

Итак, *максимальный коэффициент передачи ВЦ достигается при условии согласования ВЦ с антенной. При этом в антенно-фидерном тракте обеспечивается режим бегущей волны и из антенны во входную цепь передаётся максимальная мощность.*

Из (3.17) следует, что оптимальное значение коэффициента включения m_1 , при котором обеспечивается согласование ВЦ с антенной, равно

$$m_{1\text{opt}} = m_{1c} = \sqrt{\frac{g_k + m_2^2 g_H}{g_A}}. \quad (3.19)$$

(В дальнейшем эту величину будем обозначать m_{1c} с тем, чтобы подчеркнуть, что она относится к режиму согласования).

Определим основные характеристики ВЦ в режиме согласования.

- 1) *Коэффициент передачи*. В соответствии с общим выражением (3.10)

$$K_{\text{ВЦс}} = \frac{m_{1c} m_2 g_A}{m_{1c}^2 g_A + g_k + m_2^2 g_H}.$$

При выполнении условия согласования $g_k + m_2^2 g_H = m_{1c}^2 g_A$, поэтому

$$K_{\text{ВЦс}} = \frac{m_{1c} m_2 g_A}{2 m_{1c}^2 g_A} = \frac{m_2}{2 m_{1c}}. \quad (3.20, \text{а})$$

Подставляя сюда выражение (3.19) для оптимального коэффициента включения m_{1c} , получим

$$K_{\text{ВЦс}} = \frac{m_2}{2} \sqrt{\frac{g_A}{g_k + m_2^2 g_H}}. \quad (3.20, \text{б})$$

2) *Коэффициент расширения полосы.*

Подставляя (3.19) в (3.13), получим:

$$\gamma_c = 1 + m_{1c}^2 \frac{g_A}{g_k} + m_2^2 \frac{g_H}{g_k} = 2 \left(1 + m_2^2 \frac{g_H}{g_k} \right) > 2. \quad (3.21)$$

Из этого выражения следует, что *в режиме согласования полоса пропускания ВЦ расширяется не менее чем в два раза по сравнению с полосой изолированного контура.*

Условие согласования позволяет определить соотношение между коэффициентами включения, при котором достигается максимальный коэффициент передачи ВЦ, но не позволяет однозначно найти значения этих коэффициентов. Для решения этой задачи необходимо использовать дополнительные условия, определяющие полосу пропускания. На практике применяются два основных способа определения коэффициента включения нагрузки в контур m_2 , соответствующие двум вариантам режима согласования:

- режим максимальной передачи без ограничения на расширение полосы пропускания;
- режим максимальной передачи при заданной полосе пропускания.

Первый режим используется в том случае, когда:

- а) избирательность преселектора определяется главным образом полосой УРЧ, а не ВЦ;
- б) недопустимы потери энергии сигнала, т.е. когда необходимо обеспечить максимальную чувствительность приёмника.

Второй режим используется тогда, когда ВЦ и УРЧ в равной мере влияют на избирательность преселектора или когда УРЧ отсутствует

и избирательность приёмника определяется только полосой пропускания ВЦ.

Определим характеристики ВЦ в этих режимах.

Режим максимальной передачи без ограничения на расширение полосы пропускания

Исследование характера зависимости $K_{\text{ВЦс}}(m_2)$ (3.20,б) показывает, что $\frac{dK_{\text{ВЦс}}(m_2)}{dm_2} > 0$ и что, следовательно, коэффициент передачи

ВЦ в режиме согласования монотонно возрастает при увеличении коэффициента включения m_2 (рис. 3.10). Следовательно, коэффициент передачи ВЦ максимален при $m_2 = 1$, т.е. в случае **полного включения** УРЧ в контур ВЦ (рис. 3.11). При этом в соответствии с (3.19), (3.20,а) оптимальное значение коэффициента включения антенны в контур и коэффициент передачи ВЦ равны соответственно

$$m_{1\text{М}} = \sqrt{\frac{g_{\text{К}} + m_2^2 g_{\text{Н}}}{g_{\text{А}}}} \bigg|_{m_2=1} = \sqrt{\frac{g_{\text{К}} + g_{\text{Н}}}{g_{\text{А}}}}, \quad (3.22)$$

$$K_{\text{ВЦМ}} = \frac{m_2}{2m_{1\text{с}}} \bigg|_{\substack{m_{1\text{с}}=m_{1\text{М}} \\ m_2=1}} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{g_{\text{А}}}{g_{\text{К}} + g_{\text{Н}}}}. \quad (3.23)$$

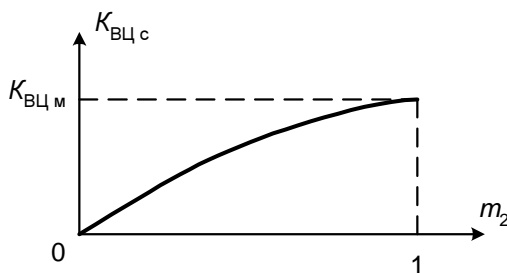


Рис. 3.10. Зависимость коэффициента передачи ВЦ в режиме согласования от коэффициента включения m_2

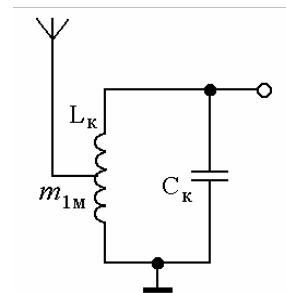


Рис. 3.11. Полное включение нагрузки в контур ВЦ

Таким образом, коэффициент передачи ВЦ в рассматриваемом режиме тем больше, чем больше отношение $\frac{g_{\text{А}}}{g_{\text{К}} + g_{\text{Н}}}$. Поэтому для увеличения коэффициента передачи ВЦ целесообразно использование ан-

тенны с малым эквивалентным сопротивлением (большой проводимостью g_A) и выполнение первого каскада УРЧ на полевом транзисторе, обладающем низкой входной проводимостью.

Рассмотрим условия реализуемости оптимальной связи ВЦ с антенной. Из (3.22) следует, что для того чтобы коэффициент включения антенны в контур $m_{1м}$ не превышал 1, должно выполняться условие $g_A \geq g_k + g_n$ или $R_A \leq R_k \parallel R_n$. Обычно резонансное сопротивление контура и эквивалентное сопротивление антенны имеют следующие значения: $R_k \approx 3-10$ кОм, $R_A \approx 50-300$ Ом. Величина сопротивления нагрузки, равного входному сопротивлению первого каскада УРЧ, зависит от того, по какой схеме выполнен усилительный каскад:

- для схемы с общим эмиттером $R_n \approx 100-1000$ Ом;
- для схемы с общей базой $R_n \approx 10-50$ Ом.

Следовательно, суммарная проводимость контура и нагрузки может быть как меньше, так и больше проводимости антенны. Если окажется, что $g_A < g_k + g_n$ (например, в случае использования усилительного каскада с общей базой, имеющего низкое входное сопротивление, и антенно-фидерного тракта с высоким волновым сопротивлением), то нужно принять $m_1 = 1$ (т.е. применить полное включение антенны в контур (рис. 3.12)) и определить m_2 из условия (3.17) согласования ВЦ с антенной:

$$m_{2м} = \sqrt{\frac{g_A - g_k}{g_n}}. \quad (3.24)$$

В этом случае коэффициент передачи ВЦ равен

$$K_{ВЦм} = \left. \frac{m_{2м}}{2m_1} \right|_{m_1=1} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{g_A - g_k}{g_n}}. \quad (3.25)$$

Поскольку обычно $g_k \ll g_n$, то общее правило можно сформулировать так:

неполное включение во входную цепь применяется для той внешней цепи, которая может сильнее зашунтировать контур ВЦ, т.е. обладает большей проводимостью.

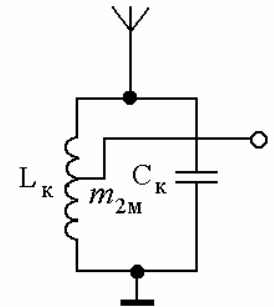


Рис. 3.12. Полное включение антенны в контур ВЦ

Определим коэффициент расширения полосы ВЦ при найденных коэффициентах включения. Подставляя в (3.20,б) значение коэффициента включения m_2 , равное 1 при полном подключении нагрузки и

равное $\sqrt{\frac{g_A - g_K}{g_H}}$ при неполном подключении, получим:

$$\gamma_M = \begin{cases} 2 \left(1 + \frac{g_H}{g_K} \right) & \text{при } g_K + g_H \leq g_A \text{ (полное подключение нагрузки)} \\ 2 \frac{g_A}{g_K} & \text{при } g_K + g_H > g_A \text{ (неполное подключение нагрузки)} \end{cases} \quad (3.26)$$

Режим максимальной передачи при заданном допустимом расширении полосы пропускания

В данном режиме, как и ранее, должно выполняться условие согласования ВЦ с антенной, но для ограничения расширения полосы пропускания коэффициенты включения изменяются таким образом, чтобы ослабить шунтирующее влияние проводимостей антенны и нагрузки. Найдём коэффициенты включения, обеспечивающие при заданной полосе пропускания $\Pi_{KЭ}$ максимальный коэффициент передачи ВЦ.

Зная полосу пропускания изолированного контура $\Pi_K = f_0/Q_K = f_0 d_K$, вычислим коэффициент расширения полосы $\gamma = \Pi_{KЭ}/\Pi_K$. Поскольку коэффициент расширения полосы равен также отношению эквивалентной резонансной проводимости контура (3.8) к собственной резонансной проводимости,

$$\gamma = \frac{g_{KЭ}}{g_K},$$

то можно записать следующее соотношение:

$$g_{KЭ} = m_1^2 g_A + g_K + m_2^2 g_H = \gamma g_K.$$

В соответствии с условием согласования (3.15) $g_K + m_2^2 g_H = m_1^2 g_A$. Поэтому эквивалентная резонансная проводимость равна $g_{KЭ} = m_1^2 g_A + g_K + m_2^2 g_H = 2m_1^2 g_A$, откуда следует, что коэффициент включения антенны в контур в рассматриваемом режиме равен

$$m_{1\gamma} = \sqrt{\frac{\gamma g_k}{2g_A}}. \quad (3.27)$$

Аналогичным образом определим коэффициент включения нагрузки: используя условие согласования, запишем выражение для эквивалентной резонансной проводимости как

$$g_{кз} = m_1^2 g_A + g_k + m_2^2 g_H = 2(g_k + m_2^2 g_H)$$

и из уравнения $2(g_k + m_2^2 g_H) = \gamma g_k$ найдём коэффициент включения нагрузки:

$$m_{2\gamma} = \sqrt{\frac{(\gamma - 2)g_k}{2g_H}}. \quad (3.28)$$

Используя (3.20,а), определим коэффициент передачи ВЦ в рассматриваемом режиме:

$$K_{ВЦ\gamma} = \frac{m_{2\gamma}}{2m_{1\gamma}} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{(\gamma - 2)g_A}{\gamma g_H}}. \quad (3.29)$$

Из (3.29) следует, что с увеличением коэффициента расширения полосы коэффициент передачи ВЦ возрастает.

Таким образом, для увеличения коэффициента передачи ВЦ необходимо:

- использовать антенну с малым эквивалентным сопротивлением (большой проводимостью g_A);
- использовать УРЧ с высоким входным сопротивлением;
- увеличивать собственную добротность^{*)} колебательного контура, поскольку это приводит к сужению его полосы пропускания и, следовательно, к увеличению коэффициента γ при заданной полосе пропускания ВЦ.

В заключение рассмотрим некоторые особенности схемы ВЦ с двойной внутриемкостной связью с антенной и нагрузкой (рис. 3.5,г). Такая схема часто применяется в диапазоне высоких частот (свыше 200...300 МГц). В ней не требуется делать отводы от катушки индуктивности либо использовать дополнительную катушку связи, что трудно было бы реализовать практически, т.к. на

^{*)} т.е. добротность изолированного контура Q_k .

высоких частотах катушка индуктивности может иметь очень малое число витков. Для настройки ВЦ конденсаторы C_1 и C_2 обычно делаются подстроечными.

В схеме с двойной внутриемкостной связью конденсаторы C_1 и C_2 образуют емкостной делитель напряжения, средняя точка которого соединена с «землёй». Поэтому коэффициенты включения антенны и нагрузки определяются как отношение падения напряжения на каждом из конденсаторов к напряжению на колебательном контуре:

$$m_1 = \frac{U_{C_1}}{U_k} = \frac{X_{C_1}}{X_{C_1} + X_{C_2}} = \frac{\frac{1}{2\pi f_0 C_1}}{\frac{1}{2\pi f_0 C_1} + \frac{1}{2\pi f_0 C_2}} = \frac{C_2}{C_1 + C_2},$$

$$m_2 = \frac{U_{C_2}}{U_k} = \frac{X_{C_2}}{X_{C_1} + X_{C_2}} = \frac{\frac{1}{2\pi f_0 C_2}}{\frac{1}{2\pi f_0 C_1} + \frac{1}{2\pi f_0 C_2}} = \frac{C_1}{C_1 + C_2}.$$

Видно, что $m_1 + m_2 = 1$, следовательно, в схеме с двойной внутриемкостной связью, в отличие от других схем ВЦ (например, с двойной автотрансформаторной связью) значения коэффициентов включения не являются независимыми. Поэтому в такой схеме нельзя одновременно обеспечить режим согласования с антенной и получить заданную полосу пропускания. Однако, поскольку на практике обычно задаются требования на полосу пропускания преселектора в целом, а не отдельно для входной цепи и УРЧ, то расчёт ВЦ производят исходя из условия согласования (3.16), коэффициент расширения полосы определяют по формуле (3.21), а при расчёте УРЧ его полосу пропускания задают исходя из требуемой полосы преселектора.

3.4. Характеристики входной цепи при рассогласовании с антенной

В п. 3.3 было показано, что коэффициент передачи ВЦ максимален в том случае, когда ВЦ согласована с антенной, т.е. когда резонансная проводимость ВЦ, пересчитанная из контура, равна эквивалентной проводимости антенны. При невыполнении этого условия уменьшается коэффициент передачи ВЦ, а также изменяется её полоса пропускания. Для определения требований к точности согласования оценим эти изменения количественно. В качестве меры рассогласования примем отношение коэффициента включения антенны в контур m_1 к величине этого коэффициента в режиме согласования:

$$a = \frac{m_1}{m_{1c}}. \quad (3.30)$$

1) **Коэффициент передачи ВЦ.** Получим зависимость коэффициента передачи ВЦ от параметра a . Для этого, используя соотношение (2.16), представим эквивалентную резонансную проводимость, стоящую в знаменателе общего выражения (3.10) для коэффициента передачи ВЦ, в следующем виде:

$$g_{кз} = m_1^2 g_A + (g_k + m_2^2 g_n) = m_1^2 g_A + m_{1c}^2 g_A = (m_1^2 + m_{1c}^2) g_A.$$

Тогда для коэффициента передачи ВЦ получим следующее выражение:

$$K_{ВЦ} = \frac{m_1 m_2}{m_1^2 + m_{1c}^2}. \quad (3.31)$$

Теперь найдём отношение коэффициента передачи ВЦ в общем случае (3.31) к коэффициенту передачи в режиме согласования (3.20):

$$\frac{K_{ВЦ}}{K_{ВЦс}} = \frac{m_1 m_2}{m_1^2 + m_{1c}^2} \bigg/ \frac{m_2}{2m_{1c}} = \frac{2 \frac{m_1}{m_{1c}}}{\left(\frac{m_1}{m_{1c}}\right)^2 + 1} = \frac{2a}{a^2 + 1}.$$

Таким образом,

$$K_{ВЦ} = K_{ВЦс} \frac{2a}{a^2 + 1}. \quad (3.32)$$

График зависимости нормированного коэффициента передачи ВЦ $K_{ВЦ}/K_{ВЦс}$ от параметра рассогласования показан на рис. 3.13. Видно, что при рассогласовании, когда $a \neq 1$, коэффициент передачи ВЦ уменьшается. Однако важно, что это уменьшение относительно невелико. Так, при рассогласовании в 2 раза в меньшую или в большую сторону (т.е. при $0,5 \leq a \leq 2$) коэффициент передачи ВЦ снижается всего на 20%. Следовательно, к точности согласования ВЦ с антенной можно не предъявлять очень жёстких требований.

2) **Коэффициент расширения полосы ВЦ.** Поскольку в соответствии с (3.12) коэффициент расширения полосы $\gamma = g_{кз}/g_k$, то отношение значения этого коэффициент в общем случае к значению в режиме согласования равно

$$\gamma = \frac{g_{кэ}}{g_{к}} \bigg|_{m_{1c}} = \frac{m_1^2 g_A + g_{к} + m_2^2 g_H}{m_{1c}^2 g_A + g_{к} + m_2^2 g_H}.$$

Записывая, как и в предыдущем случае, выражение для эквивалентной резонансной проводимости в виде $(m_1^2 + m_{1c}^2) g_A$, получим, что

$$\frac{\gamma}{\gamma_c} = \frac{(m_1^2 + m_{1c}^2) g_A}{2m_{1c}^2 g_A} = \frac{\frac{m_1^2}{m_{1c}^2} + 1}{2} = \frac{a^2 + 1}{2}.$$

Следовательно,

$$\boxed{\gamma = \gamma_c \frac{1 + a^2}{2}}. \quad (3.33)$$

График зависимости нормированного коэффициента расширения полосы пропускания ВЦ γ/γ_c от параметра рассогласования показан на рис. 3.14. Видно, что при малом значении параметра рассогласования (т.е. при малом коэффициенте включения m_1) коэффициент расширения полосы слабо зависит от a , поскольку шунтирующее влияние эквивалентной проводимости антенны мало. С ростом a проводимость антенны всё сильнее шунтирует контур, и полоса пропускания ВЦ возрастает пропорционально a^2 .

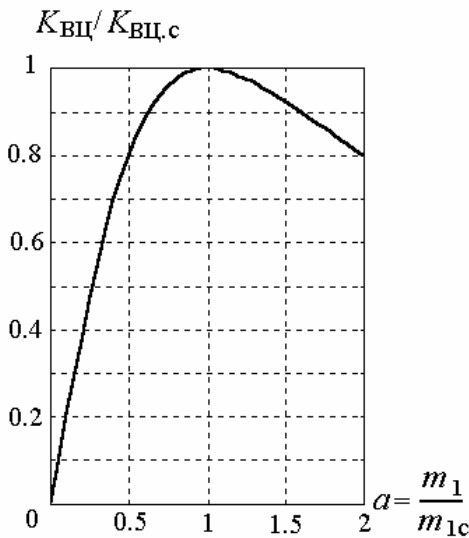


Рис. 3.13. Нормированный коэффициент передачи ВЦ

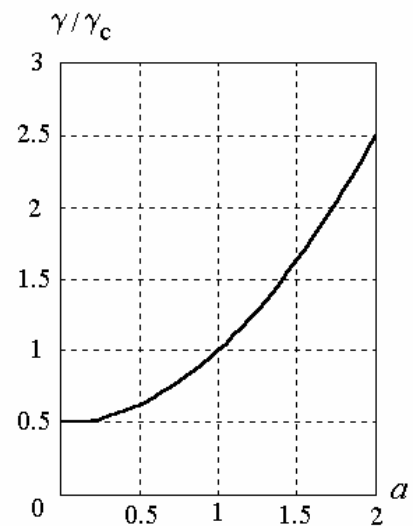


Рис. 3.14. Нормированный коэффициент расширения полосы

3.5. Контрольные вопросы и задачи

Примеры ответа на типовые контрольные вопросы

Вопрос 3.1. При каком условии входная цепь имеет максимальный коэффициент передачи? Как реализовать это условие?

Ответ. Входная цепь имеет максимальный коэффициент передачи при условии согласования с источником сигнала (антенной). Для реализации согласования входная проводимость входной цепи со стороны подключения антенны должна быть равна внутренней эквивалентной проводимости антенны. Это достигается подбором такого значения коэффициента включения m_1 антенны в контур входной цепи, при котором пересчитанная проводимость антенны $m_1^2 g_A$ равна резонансной проводимости контура с учётом влияния нагрузки $g'_k = g_k + m_2^2 g_n$.

Вопрос 3.2. В каком случае для получения максимального коэффициента передачи входной цепи следует использовать полное включение в колебательный контур антенны, а в каком случае – усилителя радиочастоты?

Ответ. Для получения максимального коэффициента передачи входной цепи при отсутствии ограничений на расширение полосы пропускания один из коэффициентов включения должен быть равен 1, т.е. должно использоваться полное включение. При этом, если проводимость антенны превышает суммарную проводимость контура и нагрузки ($g_A > g_k + g_n$), то полное включение производится со стороны нагрузки, т.е. со стороны каскада УРЧ, а неполное – со стороны антенны. В противном случае, если суммарная проводимость контура и нагрузки превышает проводимость антенны ($g_k + g_n > g_A$), то полное включение производится со стороны антенны, а неполное – со стороны нагрузки.

Контрольные вопросы

1. Какие функции выполняет входная цепь в составе супергетеродинного радиоприёмника?
2. Какая величина называется коэффициентом передачи ВЦ?

3. Может ли значение коэффициента передачи ВЦ превышать единицу?
4. Каким образом можно повысить коэффициент передачи ВЦ при заданном допустимом расширении полосы пропускания?
5. Какая величина называется коэффициентом включения внешней цепи в контур ВЦ?
6. Как определяется проводимость, вносимая в контур ВЦ со стороны антенны?
7. Как определяется проводимость, вносимая в контур ВЦ со стороны нагрузки?
8. Какая величина называется собственной резонансной проводимостью контура ВЦ?
9. Какая величина называется эквивалентной резонансной проводимостью контура ВЦ?
10. Каково минимально возможное значение коэффициента расширения полосы в режиме согласования ВЦ с антенной?
11. Как изменяется коэффициент расширения полосы при рассогласовании ВЦ с антенной?
12. Как изменяется коэффициент передачи при рассогласовании ВЦ с антенной?

Примеры решения типовых задач

Задача 3.1. Во сколько раз уменьшится коэффициент передачи согласованной одноконтурной входной цепи, если от режима максимального коэффициента передачи (без ограничения на полосу пропускания) перейти к режиму максимальной передачи при заданном допустимом расширении полосы? Эквивалентное сопротивление антенны $R_A = 50 \text{ Ом}$, входная проводимость УРЧ $g_n = 8 \text{ мСм}$, собственная резонансная проводимость контура $g_k = 1,5 \text{ мСм}$, коэффициент расширения полосы $\gamma = 2,5$.

Решение

1) Определим максимальный коэффициент передачи ВЦ при отсутствии ограничения на расширение полосы пропускания. В этом режиме один из коэффициентов включения должен быть равен 1. При заданных значениях сопротивления антенны и проводимостей контура и нагрузки выполняется условие $g_A \geq g_k + g_n$:

$$g_A = 1/R_A = 20 \text{ мСм} > g_k + g_n = 9,5 \text{ мСм}.$$

Следовательно, полное включение должно быть со стороны УРЧ: $m_2 = 1$. По формуле (3.23)

$$K_{\text{ВЦ м}} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{g_A}{g_k + g_n}} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{20 \text{ мСм}}{1,5 \text{ мСм} + 8 \text{ мСм}}} = 0,73.$$

2) По формуле (3.29) вычислим максимальный коэффициент передачи ВЦ при заданном коэффициенте расширения полосы:

$$K_{\text{ВЦ } \gamma} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{(\gamma - 2)g_A}{\gamma g_n}} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{(2,5 - 2) \cdot 20 \text{ мСм}}{2,5 \cdot 8 \text{ мСм}}} = 0,35.$$

3) Отношение коэффициентов передачи ВЦ равно

$$\frac{K_{\text{ВЦ м}}}{K_{\text{ВЦ } \gamma}} = \frac{0,73}{0,35} = 2,09.$$

Ответ: коэффициент передачи ВЦ уменьшится в 2,09 раза.

Задача 3.2. Определить коэффициенты включения, обеспечивающие согласование настроенной антенны с одноконтурной входной цепью, если требуемая полоса пропускания равна $\Pi_{\text{кз}} = 37,5 \text{ МГц}$. Чему при этом равен коэффициент передачи входной цепи? Резонансная частота колебательного контура $f_0 = 150 \text{ МГц}$, эквивалентное сопротивление антенны $R_A = 100 \text{ Ом}$, входная проводимость УРЧ $g_n = 5 \text{ мСм}$, эквивалентная ёмкость контура $C_{\text{кз}} = 20 \text{ пФ}$, собственное затухание контура $d_k = 0,05$.

Решение

В режиме согласования при заданной полосе пропускания значения коэффициентов включения антенны и нагрузки в контур входной цепи определяются формулами (3.27) и (3.28) соответственно. Коэффициент передачи выражается через коэффициенты включения по формуле (3.29). Для расчёта по этим формулам нужно в дополнение к заданным параметрам $g_A = 1/R_A$ и g_n знать коэффициент расширения полосы γ и резонансную проводимость изолированного контура g_k .

1) Найдём коэффициент расширения полосы. Поскольку полоса изолированного контура равна $\Pi_k = f_0 d_k = 150 \text{ МГц} \cdot 0,05 = 7,5 \text{ МГц}$, то $\gamma = \Pi_{\text{кэ}} / \Pi_k = 37,5 \text{ МГц} / 7,5 \text{ МГц} = 5$.

2) По формуле (3.3) найдём резонансную проводимость изолированного контура:

$$g_k = 2\pi \Pi_k C_{\text{кэ}} = 2 \cdot 3,14 \cdot (7,5 \cdot 10^6 \text{ Гц}) \cdot (20 \cdot 10^{-12} \text{ Ф}) = 9,42 \cdot 10^{-4} \text{ См} = 0,942 \text{ мСм}.$$

3) По формулам (3.27), (3.28) определим коэффициенты включения:

$$m_{1\gamma} = \sqrt{\frac{\gamma g_k}{2g_A}} = \sqrt{\frac{\gamma}{2} g_k R_A} = \sqrt{\frac{5}{2} \cdot (9,42 \cdot 10^{-4}) \cdot 100} = 0,49,$$

$$m_{2\gamma} = \sqrt{\frac{(\gamma - 2)g_k}{2g_H}} = \sqrt{\frac{(5 - 2) \cdot (9,42 \cdot 10^{-4})}{2 \cdot (5 \cdot 10^{-3})}} = 0,53.$$

4) Коэффициент передачи ВЦ в режиме согласования равен

$$K_{\text{ВЦ}\gamma} = \frac{m_{2\gamma}}{2m_{1\gamma}} = \frac{0,53}{2 \cdot 0,49} = 0,54.$$

Ответ: коэффициент включения антенны 0,49; коэффициент включения УРЧ 0,53; коэффициент передачи ВЦ 0,54.

Задача 3.3. Входная цепь, рассчитанная на максимальную передачу сигнала при заданной полосе пропускания, обеспечивает избирательность по паразитному каналу приёма 10 дБ. Как изменится избирательность входной цепи, если вместо оптимального значения коэффициента включения антенны $m_{1c} = 0,3$ реализовать коэффициент включения $m_1 = 0,4$?

Решение

В соответствии с формулой (3.33) при увеличении коэффициента включения антенны в контур в $a = m_1 / m_{1c}$ раз по сравнению со значением в режиме согласования коэффициент расширения полосы γ увеличится в $\frac{1+a^2}{2}$ раз. Поскольку по формуле (3.12) $\gamma = Q_k / Q_{\text{кэ}}$, то эквивалентная добротность контура ВЦ при этом уменьшится во столько-

ко же раз, т.е. $\frac{Q_{кэ}}{Q_{кэ с}} = \frac{2}{1+a^2}$. По условию задачи

$a = m_1/m_{1с} = 0,4/0,3 \approx 1,33$, следовательно, $\frac{Q_{кэ}}{Q_{кэ с}} = \frac{2}{1+1,33^2} = 0,72$. Из-

менение добротности приводит к изменению величины обобщённой расстройки ξ для паразитного канала. Найдём обобщённую расстройку ξ_c при согласовании антенны с ВЦ исходя из заданной избирательности ВЦ в этом режиме. Избирательность ВЦ в децибелах определяется формулой (1.5,б) $\sigma_{дБ} = 20\lg \sigma = 10\lg(1+\xi^2)$, откуда

$\xi_c = \sqrt{10^{0,1\sigma_{с дБ}} - 1} = \sqrt{10^{0,1 \cdot 10} - 1} = 3$. Поскольку обобщённая расстройка прямо пропорциональна эквивалентной добротности контура, то $\frac{\xi}{\xi_c} = \frac{Q_{кэ}}{Q_{кэ с}}$. Следовательно, при рассогласовании антенны обобщённая

расстройка равна $\xi = \xi_c \frac{Q_{кэ}}{Q_{кэ с}} = 3 \cdot 0,72 = 2,16$, а избирательность ВЦ

равна $\sigma_{дБ} = 10\lg(1+\xi^2) = 10\lg(1+2,16^2) \approx 7,5$ дБ. Таким образом, изменение избирательности составит $\Delta\sigma_{дБ} = \sigma_{дБ} - \sigma_{с дБ} = 7,5 \text{ дБ} - 10 \text{ дБ} = -2,5 \text{ дБ}$.

Ответ: избирательность входной цепи уменьшится на 2,5 дБ.

Контрольные задачи

Задача 3.4. Одноконтурная ВЦ находится в режиме согласования с антенной при максимальном коэффициенте передачи и ограниченной полосе пропускания. Определить коэффициент передачи и полосу пропускания ВЦ при следующих исходных данных: эквивалентное сопротивление антенны $R_A = 100$ Ом, входная проводимость УРЧ $g_n = 80$ мСм, собственная резонансная проводимость контура $g_k = 1$ мСм, коэффициент включения нагрузки $m_2 = 0,1$, резонансная частота $f_0 = 132$ МГц, эквивалентная ёмкость контура $C_{кэ} = 30$ пФ.

Ответ: коэффициент передачи 0,12, полоса пропускания 19,1 МГц.

Задача 3.5. Одноконтурная ВЦ имеет следующие параметры: $f_0 = 100$ МГц, $C_{кэ} = 20$ пФ, $g_k = 0,13$ мСм, $m_1 = 0,3$, $m_2 = 0,69$. Эквивалентное сопротивление антенны 150 Ом, а проводимость нагрузки 1 мСм. Необходимо увеличить избирательность ВЦ на частоте помехи 157 МГц на 10 дБ. Рассчитать требуемые значения коэффициентов включения при условии наименьшего проигрыша в коэффициенте передачи. Чему равна величина этого проигрыша?

Ответ: $m_1 = 0,17$, $m_2 = 0,25$, проигрыш в коэффициенте передачи составляет $3,9$ дБ.

Задача 3.6. Одноконтурная ВЦ имеет автотрансформаторную связь как с антенной, так и с УРЧ. Собственная резонансная проводимость контура $g_k = 1$ мСм, проводимость нагрузки $g_n = 5$ мСм. Антенна согласована с ВЦ, а коэффициенты включения выбираются из условия обеспечения режима максимальной передачи без ограничения полосы пропускания. Определить значения коэффициентов включения, а также коэффициенты передачи ВЦ для двух случаев: а) эквивалентное сопротивление антенны $R_A = 75$ Ом; б) $R_A = 300$ Ом.

Ответ: а) $m_1 = 0,67$, $m_2 = 1$, коэффициент передачи $0,75$; б) $m_1 = 1$, $m_2 = 0,68$, коэффициент передачи $0,34$.